



**UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
DI TRIESTE**

**UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI TRIESTE**

**XXXV CICLO DEL DOTTORATO DI RICERCA IN  
INGEGNERIA INDUSTRIALE E DELL'INFORMAZIONE**

**Elettronica di acquisizione e strumentazione  
per sensori innovativi per Elettra 2.0**

Settore scientifico-disciplinare: **ING-INF/01 ELETTRONICA**

**DOTTORANDO  
MATIJA COLJA**

**COORDINATORE  
PROF. ALBERTO TESSAROLO**

**SUPERVISORE DI TESI  
PROF. SERGIO CARRATO**

**CO-SUPERVISORE DI TESI  
DOTT. GIUSEPPE CAUTERO**

**CO-SUPERVISORE DI TESI  
DOTT. GABRIELE BRAJNIK**

**ANNO ACCADEMICO 2021/2022**

# UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI TRieste

Dipartimento di Ingegneria e Architettura



Dottorato di ricerca in  
Ingegneria Industriale e dell'Informazione

**Sviluppo di sistemi di diagnostica avanzata  
basata su CVD diamonds per la protezione  
dell'acceleratore SuperKEKB**

Dottorando  
**Marco Marich**

Relatore  
**Chiar.mo Prof. Sergio Carrato**

Correlatori  
**Dott. Giuseppe Cautero**  
**Sig. Dario Giuressi**

Anno Accademico 2022/2023

# Sommario

Il monitoraggio di un sistema rappresenta un aspetto cruciale per mantenere il più a lungo possibile il suo funzionamento, e questo è particolarmente vero per sistemi molto complessi come sono ad esempio le cosiddette "grandi macchine", ovvero acceleratori di particelle come sincrotroni o i "particle collider". Con l'evoluzione continua di questi acceleratori è necessario aggiornare anche i sistemi di diagnostica, che devono far fronte a vincoli sempre più restrittivi e complessità maggiori. Nell'elaborato relativo al mio periodo di dottorato verranno descritti due sistemi di diagnostica: un sistema di controllo per le cavità RF per il sincrotrone Elettra e un'elettronica per la protezione del rivelatore di vertice per il collider SuperKEKB in Giappone, entrambi sviluppati nel corso di questi 3 anni presso il Laboratorio Strumentazione e Detectors di Elettra. In entrambi i casi le richieste in termini di rapidità di reazione, complessità computazionale e velocità di trasferimento dati impongono delle architetture di controllo e acquisizione molto elaborate che, come vedremo, si devono basare su elementi che garantiscono determinismo temporale. Per questo motivo le piattaforme progettate si appoggiano a delle FPGA (Field Programmable Gate Array) con interfacciamento ad una memoria DDR (per diagnosi "*post mortem*") e con predisposizione alla connessione con schede "ancillari" sviluppate ad hoc per applicazioni specifiche. Sarà evidente in seguito alla lettura di questa tesi che i vantaggi di programmabilità, oltre alla possibilità di parallelizzare i processi, offerti da questo approccio sono essenziali per il successo del progetto. Nella tesi verranno descritte le soluzioni altamente "modulari" che caratterizzano tutti i "grandi progetti" del laboratorio ove si è svolta la tesi, così come le schede "*ad hoc*" sviluppate per i progetti seguiti. Infine verranno esposti i risultati ottenuti sia in stazioni di prova sviluppate ad hoc che "sul campo". Oltre a tutto ciò, sempre nel contesto della ricerca sui sistemi di diagnostica per macchine

---

soggette a grandi flussi ad alte energie, un capitolo sarà dedicato allo studio che ha permesso la caratterizzazione dei sensori in diamante utilizzati nel sistema di diagnostica di SuperKEKB, studio effettuato utilizzando i pacchetti di elettroni di alta energia della macchina di luce Free Electron Laser (FEL) “FERMI”.

# Indice

<b>Introduzione</b>	<b>v</b>
<b>1 Sistema "Interlock and monitoring Unit for the Elettra RF Plants"</b>	<b>1</b>
1.1 Macchine di luce di terza generazione . . . . .	1
1.1.1 Anello di accumulazione . . . . .	3
1.1.2 Booster . . . . .	4
1.1.3 Linee di luce . . . . .	4
1.1.4 Impianti RF . . . . .	4
1.1.5 Amplificatore di potenza . . . . .	6
1.1.6 Cavità risonante . . . . .	6
1.1.7 Sistema di controllo . . . . .	7
1.2 Impianti RF . . . . .	8
1.2.1 Segnale RF . . . . .	8
1.2.2 Commutatore RF . . . . .	10
1.2.3 Segnali di interblocco . . . . .	11
1.3 Progetto IMRF . . . . .	15
1.3.1 Hardware . . . . .	17
1.3.1.1 Elettronica di gestione . . . . .	17
1.3.1.2 SoCKit . . . . .	18
1.3.1.3 IMRF ADC BOARD v1.0 . . . . .	19
1.3.1.4 RF Killer v2.0 . . . . .	22
1.4 Firmware . . . . .	23
1.5 Software . . . . .	26
<b>2 Caratterizzazioni di sensori per il monitoraggio di radiazioni</b>	<b>29</b>
2.1 Acceleratore SuperKEKB . . . . .	29

## INDICE

---

2.1.1	Belle II detector . . . . .	31
2.1.2	Radiazioni di background . . . . .	35
2.2	Sensori in Diamante . . . . .	37
2.2.1	Caratterizzazione sensori . . . . .	39
2.2.2	Analisi del transitorio della risposta dei diamanti ad impulsi ultra-brevi di elettroni . . . . .	41
2.3	Sorgente di luce FERMI . . . . .	45
2.3.1	Stazione sperimentale DUT . . . . .	50
2.4	Campagna misure . . . . .	54
2.4.1	Novembre 2021 . . . . .	56
2.4.2	Marzo 2022 . . . . .	61
2.4.3	Giugno 2023 e Maggio 2024 . . . . .	62
2.4.4	Risultati . . . . .	65
<b>3</b>	<b>Diamond Control Unit</b>	<b>69</b>
3.1	Specifiche del sistema di monitoraggio . . . . .	69
3.2	Descrizione fisica della DCU . . . . .	77
3.2.1	Scheda EVB Cyclone V GX Starter Kit . . . . .	80
3.2.2	HSMC ADC/DAC Board v1.2 . . . . .	81
3.2.3	La scheda FPico_FE . . . . .	84
3.2.4	Scheda HV_FE . . . . .	92
<b>4</b>	<b>Programmazione Hardware</b>	<b>93</b>
4.1	Acquisizione dati . . . . .	93
4.2	Memorizzazione e lettura dei dati . . . . .	95
4.3	Gestione memoria . . . . .	99
4.4	Protocollo di comunicazione UDP . . . . .	100
4.5	Rilevazione allarmi . . . . .	101
4.6	Controllo della scheda “Fpico_FE” . . . . .	103
<b>5</b>	<b>Software di alto livello</b>	<b>106</b>
	<b>Conclusioni</b>	<b>111</b>

# Introduzione

Indipendentemente dalle caratteristiche e dalle complessità di un sistema, mantenerne il funzionamento più a lungo e quindi ridurne il “down time” risulta fondamentale. Per raggiungere tale scopo il monitoraggio dello stesso risulta essere di vitale importanza siccome permette di identificare le criticità presenti agendo tempestivamente ed in modo mirato.

Queste attività sono particolarmente importanti nell’ambito delle “grandi macchine di luce”, non solo per garantire il funzionamento di sistemi altamente complessi, che senza un monitoraggio capillare non possono raggiungere le prestazioni necessarie, ma anche per proteggere le sezioni più critiche di tali macchine, ed il personale che vi lavora.

La continua evoluzione di questi acceleratori richiede un sistema di diagnostica che soddisfi specifiche sempre più restrittive, direttamente proporzionali all’aumento di complessità delle stesse macchine. Infatti, solitamente questi sistemi sono formati da centinaia/migliaia di punti di monitoraggio che vengono opportunamente orchestrati da un’unità centrale, per individuare lo stato degli apparati che compongono la macchina, per correggerne il funzionamento o anche interrompere il funzionamento della macchina per preservare componenti particolarmente delicati. Il mio elaborato si inserisce proprio in questo contesto.

Nello specifico, si andranno a trattare due sistemi di diagnostica: “IMRF” (Interlock and Monitoring Unit for the Elettra RF plants) e “DCU” (Diamond Control Unit), il primo per il sincrotrone Elettra ed il secondo per il “collider” SuperKEKB (Tsukuba - Giappone). Questi due sistemi, come vedremo successivamente, trattano due problematiche diverse della diagnosi. Il primo si configura come un oggetto che ricorda le “scatole nere”, ovvero è disegnato per determinare le cause che hanno portato la macchina in allarme, a spegnimento avvenuto. Il secondo invece vuole impedire che la macchina abbia

una deriva verso condizioni che potrebbero andare a ledere la stessa.

L'architettura scelta in entrambi i sistemi consiste in una scheda madre che ospita una FPGA (Field Programmable Gate Array) direttamente interfacciata ad una memoria ed è predisposta ad ospitare più schede "di acquisizione ed adattamento" dei segnali, schede che possono mutare a seconda delle esigenze, mantenendo solo i requisiti minimi per essere gestibili dalla scheda madre. Questo approccio estremamente modulare accomuna tutti i progetti sviluppati nel Laboratorio di Strumentazione e Detectors di Elettra, all'interno del quale si è svolta la mia attività di ricerca. La scelta della FPGA è stata necessaria in quanto è l'unico dispositivo che è in grado di gestire in parallelo un grande numero di segnali in ingresso e in uscita alle frequenze richieste, proprietà che, come sarà chiaro in seguito, è assolutamente necessaria nelle applicazioni affrontate.

Nel caso di Elettra, sincrotrone di terza generazione situato a Basovizza (Trieste), il sistema di diagnostica è stato progettato per i quattro impianti RF (radiofrequenza). Questi impianti servono a ripristinare l'energia che viene persa durante la variazione di traiettoria dei pacchetti di elettroni, ovvero l'energia persa in seguito all'emissione di radiazione di *bending magnet* e di *insertion device*. Questi apparati sono molto delicati e spesso coinvolti nel decadimento del fascio, e il loro attuale impianto di protezione, funzionante dal 1994, è realizzato unicamente con componenti analogici. Tale sistema garantisce il rispetto delle norme riguardanti i temi di Sicurezza e Radioprotezione, proteggendo quindi l'impianto, ma non è in grado di memorizzare informazioni sulla causa dello spegnimento. Questa mancanza di un sistema di diagnosi, in particolare di uno "storico post-mortem", rappresenta una lacuna non accettabile nelle nuove macchine di luce e per Elettra 2.0, il progetto di completo rinnovo dell'acceleratore. Come vedremo nel Capitolo 1, nel corso del Dottorato abbiamo effettuato delle modifiche migliorative al sistema sviluppato precedentemente basato su FPGA. Queste modifiche si sono rese necessarie dato che un componente fondamentale per ciascun impianto, ovvero l'amplificatore, è stato sostituito. Esse hanno riguardato principalmente tre aspetti: il software per il controllo da remoto del sistema, l'hardware necessario ad interfacciarsi con il mondo esterno ed infine il firmware. Terminata questa fase sono state effettuate parziali sessioni di misura e di test di questa versione aggiornata, ed ulteriori misure saranno effettuate

all'accensione della macchina nell'estate 2024.

Il sistema realizzato risulta in grado di determinare, in ogni istante, i valori che influenzano il funzionamento degli impianti oltre ad ottenere, con risoluzione prossima al tempo di rivoluzione dei pacchetti (1 microsecondo), uno storico degli ultimi valori letti prima di un eventuale malfunzionamento.

A differenza di Elettra, SuperKEKB è un “collider” asimmetrico ad alta luminosità, ovvero una tipologia di acceleratore in cui vengono fatti collidere elettroni e positroni ad elevate energie diverse per le due cariche. Queste collisioni generano delle particelle che vanno ad impattare sul sensore di vertice in silicio, generando dei segnali che permettono la loro caratterizzazione. L'esperimento che indaga su questi fenomeni prende il nome di “Belle II”, è attivo dal 2017 ed ha come obiettivo quello di indagare il Modello Standard della fisica delle particelle.

Con l'aumentare sia delle energie dei fasci sia della loro focalizzazione nel punto di collisione, vengono generati importanti livelli di radiazioni. Questo effetto rappresenta un evento collaterale che, se non mantenuto sotto stretta osservazione, potrebbe causare danni irreparabili al sensore di vertice. Si ricorda che il sensore di vertice è costituito da silicio, materiale che si degrada facilmente quando viene esposto a dosaggi massivi di radiazioni. Risulta quindi evidente l'importanza di monitorare questo fenomeno tramite un opportuno sistema in grado di intervenire in tempistiche molto rapide, che sono state valutate dai fisici della macchina nell'ordine del microsecondo. Questo sistema di diagnostica e “rapido intervento”, sviluppato in collaborazione con il Gruppo INFN, attualmente è formato da due parti: la parte di sensoristica e la parte di elettronica. I sensori sono costruiti utilizzando diamante sintetico monocristallino, installati dal gruppo Belle II di Trieste (INFN) e le correnti da loro prodotte vengono gestite dalla DCU. Questa tipologia di materiale presenta una ottima resistenza alle radiazioni, a contrario del silicio, e grazie alla grande gap si configurano come semiconduttori di bassissimo rumore termico capaci di lavorare a temperatura ambiente mantenendo un'altissima resistenza ohmica. Attualmente sono montate sette DCU che gestiscono quattro diamanti ad unità per un totale di ventotto sensori. I sensori sono interposti tra il sensore di vertice ed il punto di collisione e rilevano il livello di radiazione. Lo scopo è quello di intervenire nel caso in cui la radiazione superi un certo limite per evitare danni. Ovviamente

non è una semplice logica a soglia, ma è frutto di un elaborato sistema che combina diversi parametri tra cui le informazioni provenienti dalle DCU. Dei primi esemplari di queste unità sono già funzionanti, frutto di un precedente progetto realizzato in laboratorio, ma necessitano di alcune modifiche fondamentali in alcuni aspetti, emersi durante gli esperimenti che sostanzialmente vanno a stravolgere il progetto originale e impongono lo sviluppo di un'elettronica assai diversa.

Attualmente, le varie DCU vengono utilizzate o impostandole sulla massima sensibilità per monitorare le situazioni di basso irraggiamento, ovvero le situazioni in cui non ci sono problemi ed è interessante misurare l'andamento delle correnti prodotte dai sensori ai fini dello studio del fascio ("fisica di macchina"), oppure vengono utilizzate nel range meno sensibile, per ravvisare repentini aumenti del segnale al fine di dare l'allarme per abbattere il fascio. Questa suddivisione dei compiti non è ottimale, in quanto i sensori dovrebbero avere entrambe le funzionalità; però è una scelta dovuta in quanto le attuali DCU non hanno un cambio scala automatico, quindi nel caso i canali di lettura siano impostati sulla massima amplificazione (massima sensibilità) un repentino aumento del segnale si tradurrebbe nell'immediato raggiungimento della saturazione del canale, senza dare alcuna informazione sul valore della corrente. Inoltre, in seguito alle prime accensioni della macchina si è osservato che, nel caso di "top up" (procedura di iniezione), il sistema genera un falso positivo dato che non è in grado di discernere i valori acquisiti durante il regime di iniezione da quello durante il normale funzionamento. Infine, un ulteriore limite del sistema attuale è legato al dispositivo utilizzato per realizzare la connessione ethernet con la DCU, caratterizzato da un throughput dati dell'ordine degli 80 Mbit/s, troppo basso nel caso in cui si voglia inviare spesso un grande numero di dati con tempistiche ridotte.

Nell'ambito della tesi si è cercato di eliminare queste limitazioni. Infatti la nuova versione di DCU è in grado di distinguere gli eventi in "top up" da quelli non in "top up", associando questa condizione ai dati memorizzati. Inoltre è stata implementata una variazione automatica dei guadagni per i canali, in modo tale da poter sfruttare sempre tutti e quattro i canali. È stato inoltre implementato direttamente su FPGA il protocollo UDP che permette di raggiungere un throughput di 1 Gbit/s. Infine si è cercata un'alternativa per lo stadio TIA (Transimpedance Amplifier) che si occupa di convertire/amplificare le correnti generate dai diamanti, basata sull'integra-

zione di carica. Infatti, un limite alla tempestività con cui il sistema reagisce a situazioni di rapida crescita del segnale è legato alla banda analogica del sistema quando esso lavora a grandi amplificazioni: per quanto un sistema di auto-range migliori di ordini di grandezza un sistema che si basa sul cambio “manuale” da parte di un operatore, i valori in gioco sono lontani dall’essere quelli auspicabili.

Sempre nell’ambito dello sviluppo della diagnostica per SuperKEK, è stato condotto uno studio molto dettagliato sui rivelatori stessi. Questa parte della mia ricerca è stata più rivolta alla fisica del sistema, più che all’elettronica: il sistema di acquisizione si basa sul fatto che i diamanti dovrebbero convertire, in modo proporzionale, la radiazione incidente su di essi in una corrente. Siccome per elevate radiazioni si vengono a generare effetti plasma e/o di ricombinazione, si è voluto verificare se esiste in effetti una linearità, e fino a quali valori di carica e di concentrazione della stessa. Per fare questo è stata progettata e realizzata un’apposita camera sperimentale all’interno di FERMI (Free Electron Laser) nella zona DBD (Diagnostic Beam Dump) in cui, durante dei beamtime appositi, gli elettroni del fascio venivano deviati verso il DBD e fatti impattare sui sensori in diamante per misurarne le correnti e misurare la risposta. Queste misure sono risultate di particolare interesse anche per la diagnostica di FERMI siccome, con cariche di elettroni di circa 10 pC, i sensori utilizzati sono del tutto ciechi mentre i sensori in diamante sono ordini di grandezza più sensibili.

La tesi viene strutturata nel seguente modo. Nel Capitolo 1 verrà descritta Elettra e nello specifico i suoi impianti a radiofrequenza per poi analizzare in dettaglio il progetto IMRF, descrivendo brevemente quali fossero le problematiche antecedenti lo sviluppo del sistema durante la Tesi Magistrale, fino alle modifiche e le sessioni di misura svolte durante il dottorato.

Dal Capitolo 2 in poi, ci si sposterà da Elettra a SuperKEKB, descrivendo la struttura dell’acceleratore e dove sono posizionati i sensori di diamante. Inoltre verrà descritta la caratterizzazione dei sensori ed il setup sperimentale adottato nel Linac (“Linear accelerator”) di FERMI. Successivamente verranno esposti gli studi sul transiente della risposta dei sensori soggetti ad un fascio pulsato di elettroni di breve durata (“sub-picosecond bunch”), elevata energia e con carica variabile.

Terminata la panoramica della macchina e dei sensori, verrà presentata

## INTRODUZIONE

---

l'odierna DCU Capitolo 3 dal punto di vista hardware, firmware e software, descrivendo le sue funzioni attuali e le nuove specifiche, evidenziando quali sono i cambiamenti da effettuare nei tre settori e la soluzione sviluppata nel nostro laboratorio per sopperire alle nuove richieste. In seguito si analizzerà la DCU dal punto di vista firmware Capitolo 4 ed infine da quello software Capitolo 5.

# Capitolo 1

## Sistema "Interlock and monitoring Unit for the Elettra RF Plants"

Sebbene, come anticipato, questo lavoro di dottorato si sia prevalentemente concentrato sul sistema di monitoraggio e protezione del rivelatore di vertice di SuperKEK, pare opportuno anticipare un altro lavoro svolto durante questo periodo sempre nell'ambito delle tematiche della diagnostica per grandi macchine. In particolare inizieremo questo elaborato trattando quanto svolto presso la macchina di luce di sincrotrone Elettra, per la quale mi sono occupato della gestione degli allarmi riguardanti il sistema di cavità risonanti RF.

Dato che si tratta di un'attività complementare a quanto già dettagliatamente descritto nella mia tesi magistrale non entrerà nei particolari del progetto, ma mi limiterò a riportare quanto è stato sviluppato per completare il precedente lavoro, concentrandomi su tutte le modifiche introdotte per rendere l'elettronica compatibile con la nuova macchina "Elettra 2.0". Come vedremo, pur trattandosi di acceleratori assai diversi tra loro, molti aspetti saranno simili.

### 1.1 Macchine di luce di terza generazione

La luce di sincrotrone viene prodotta da sorgenti che vengono chiamate macchine di luce, le quali accelerano delle particelle elettricamente cariche a ve-

## CAPITOLO 1. SISTEMA "INTERLOCK AND MONITORING UNIT FOR THE ELETTRA RF PLANTS"

---

locità relativistiche. Mediante un campo magnetico il moto di queste viene curvato. Questa curvatura permette la generazione di una radiazione elettromagnetica con un'elevata brillantezza ed un'ampia banda spettrale, definita radiazione di bending. Per ottenere uno spettro con banda ridotta e brillantezza superiore rispetto alla radiazione di bending vengono impiegati gli insertion devices. Queste due proprietà stanno alla base del suo utilizzo come mezzo di indagine in molteplici ambiti scientifici quali fisica, medicina, biologia, chimica, ecc. Nelle seguenti sezioni verrà descritta la struttura ed il funzionamento delle macchine di terza generazione. Inoltre verrà affrontata la tematica degli impianti RF e delle cavità risonanti, in modo tale da comprendere al meglio il contesto in cui si va ad inserire il progetto IMRF, il suo stato attuale, le modifiche e le misure effettuate durante questa tesi. Per trattare la struttura ed il funzionamento di una macchina di terza generazione, viene utilizzato come riferimento il sincrotrone Elettra, situato a Basovizza in provincia di Trieste. Esso è funzionante dal 1993, e da allora ha subito due aggiornamenti, nel 2007 e nel 2010 rispettivamente.

Con l'ausilio della figura 1.1 si possono individuare tre blocchi principali: il booster, l'anello di accumulazione e le linee di luce.

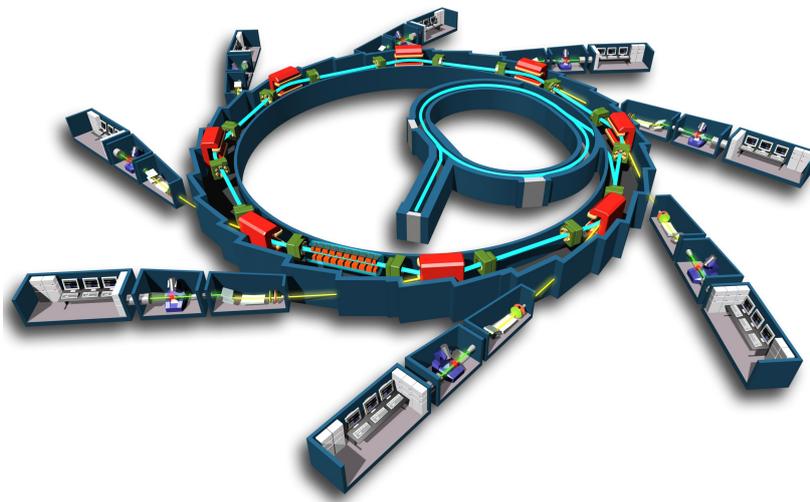


Figura 1.1: Struttura sincrotrone immagine presa da [1]

### 1.1.1 Anello di accumulazione

L'anello è composto da più camere in UHV (*Ultra High Vacuum*) per evitare interazioni tra le cariche accelerate e le molecole di gas [2]. La struttura a più sezioni UHV, per Elettra, è da preferirsi rispetto quella a singola camera, in modo tale che nel caso di guasto si possa agire in una sola sezione, senza compromettere l'ultra alto vuoto delle altre. Le camere sono costituite da delle guide d'onda a sezione romboidale con lato 40 mm, raccordate fra loro. Come detto precedentemente il moto delle particelle accelerate subisce una curvatura dovuta al campo generato da magneti che, a seconda della funzione, si possono classificare in quattro categorie:

- magneti curvanti (24): situati nei punti di raccordo dell'anello, deflettono il fascio di elettroni permettendo quindi di percorrere la traiettoria di anello che a sua volta emette la radiazione. A questo fenomeno, da considerarsi come il principio funzionamento dei sincrotroni di seconda generazione, si somma anche, nelle macchine più recenti, la creazione di radiazione tramite i cosiddetti "insertion devices", degli elementi posti lungo le sezioni rettilinee e caratterizzati da una sequenza di decine di magneti che costringono gli elettroni a seguire una traiettoria "a zig zag" (sebbene con raggi di curvatura molto grandi) tale per cui, ad ogni micro-deviazione dalla traiettoria dritta, vengono emessi dei fotoni con una determinata energia che si sommano a tutti gli altri prodotti allo stesso modo. Questi "insertion devices" si dividono in ondulatori e wigglers (i due si differenziano sostanzialmente solo per la larghezza della banda energetica dei fotoni prodotti, che è maggiore nel caso dei wigglers) e la loro presenza fa sì che un anello di luce sia considerato "di terza generazione" (come ad esempio Elettra).
- quadrupoli (108): adibiti alla focalizzazione del fascio.
- sestupoli (72): adibiti alla correzione di non linearità o aberrazioni cromatiche.
- steering magnets (82): permettono di apportare degli aggiustamenti all'orbita circolare.

### 1.1.2 Booster

Il Booster ha il compito di accelerare gli elettroni generati da un catodo riscaldato ed accelerati da un Linac fino a valori di energia di alcune centinaia di MeV. L'energia ottenuta tramite Booster tipicamente coincide con quella di funzionamento di macchina, ottenuta tramite una tecnica di ramping. Essa prevede un aumento graduale (a rampa) sia del campo magnetico curvante che di quello accelerante, incrementando così l'energia degli elettroni circolanti. Lo si potrebbe definire una sorta di anello di accumulazione dalle ridotte dimensioni. Antecedentemente alla sua installazione nel 2007 veniva impiegato un acceleratore lineare esterno all'anello, in grado di raggiungere energie di 1 GeV, ed a trasferimento verso l'anello completato; il ramping veniva effettuato dall'anello stesso. Tale processo risultava gravoso dal punto di vista delle tempistiche siccome gli utenti dovevano attendere la durata del ramping della durata di circa 20 minuti, per raggiungere l'energia finale di 2 GeV o 2.5 GeV.

Nel 2010 è stata apportata una notevole miglioria del funzionamento, chiamata modalità top-up che si basa sull'iniezione periodica degli elettroni in anello, provenienti dal booster, in modo tale da mantenere il più costante possibile la corrente del fascio, aumentandone quindi il suo tempo di vita.

### 1.1.3 Linee di luce

Definite anche come *beamlines*, sono delle stazioni sperimentali situate in precise posizioni di uscita della luce note come front end. Ognuna di queste presenta delle caratteristiche sostanzialmente diverse tra loro, in termini di struttura e di funzione, dovute alla tipologia di esperimenti da svolgere. Di seguito al front end si trova solitamente la hutch ottica, un locale in cui viene trattata opportunamente la luce tramite specchi focalizzanti, monocromatori, shutter e valvole per bloccare il passaggio della luce e disaccoppiare il vuoto siccome non è sempre richiesto l'UHV.

Dopo questo stadio si trova lo hutch sperimentale ovvero la zona in cui viene compiuto l'esperimento.

### 1.1.4 Impianti RF

Come detto precedentemente il campo magnetico funge da curvatore per il moto delle particelle cariche. Questa accelerazione centripeta impressa al-

## CAPITOLO 1. SISTEMA "INTERLOCK AND MONITORING UNIT FOR THE ELETTRA RF PLANTS"

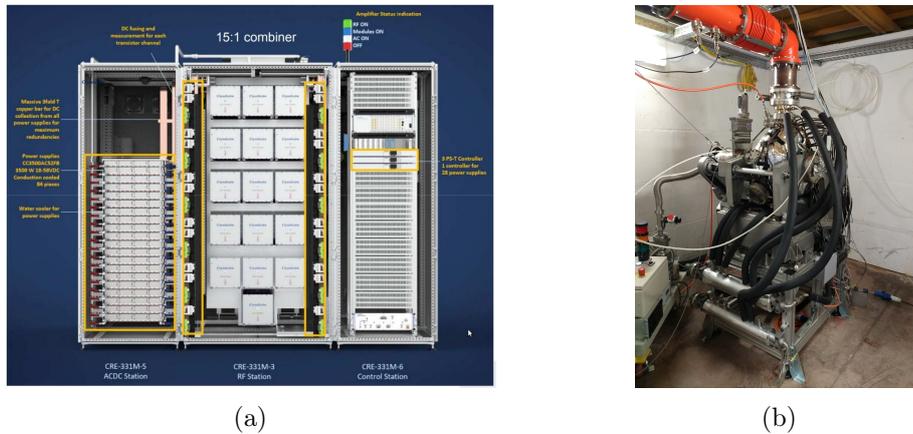


Figura 1.2: (a) Amplificatore CRE-331M [4] (b) Cavità risonante

le cariche provoca una perdita di energia sottoforma di radiazione che deve essere ripristinata. Questo è il compito del sistema a radio frequenza (RF) dell'anello di accumulazione di Elettra, composto da quattro impianti di amplificazione RF di potenza, ciascuno dei quali alimenta una cavità a singola cella.

I quattro sistemi vengono sincronizzati con un segnale RF generato da un oscillatore di riferimento. Successivamente questo segnale, amplificato da un amplificatore allo stato solido da 20 W, viene fornito lungo l'anello tramite dei cavi coassiali, che terminano nei rispettivi stadi di potenza che pilotano le cavità [3].

Il sincronismo tra il segnale amplificato ed il segnale di riferimento risulta essenziale per garantire che i quattro impianti lavorino in fase. Per fare questo viene utilizzato uno sfasatore meccanico.

Eccetto che per il segnale di sincronismo, i quattro impianti sono indipendenti fra loro, affinché la macchina possa funzionare anche nel caso di guasto di uno degli impianti. Ogni impianto è formato da:

- amplificatore di potenza (figura 1.2a)
- cavità risonante (figura 1.2b)
- sistema di controllo

### 1.1.5 Amplificatore di potenza

Originariamente per le cavità RF venivano impiegati due tipi di amplificatori, basati su Klystron e su IOT (Inductive Output Tube). Il primo deriva da un'applicazione commerciale TV con opportune modifiche, atte ad ottenere la stabilità richiesta in ampiezza ed in fase. Il secondo invece si basa su un'altra tecnologia che permette di avere un'efficienza maggiore con dimensioni compatte. A causa di diversi motivi che vedremo in seguito, i Klystron sono stati sostituiti da amplificatori allo stato solido prodotti dalla CryoElectra. L'IOT invece è stato trasferito nell'anello di Booster. L'amplificatore CRE-331M è in grado di fornire potenze dell'ordine di 130 kW, sfruttando più moduli di amplificazione a potenza minore. Nel caso specifico di questa applicazione vengono utilizzati quindici moduli, che possono fornire fino a 10 kW ciascuno, i cui segnali in uscita vengono sommati tramite un apposito combinatore. L'architettura modulare è caratterizzata da un'elevata flessibilità cosicché, nel caso in cui sia richiesta una potenza maggiore, è sufficiente integrare il sistema con più moduli. Questa tecnologia a stato solido presenta numerosi vantaggi siccome non richiede dei Power Supply HV (High Voltage), non richiede spazi aggiuntivi all'interno della service area ed inoltre si integra perfettamente nella già consolidata struttura dell'impianto a radiofrequenza [5]

### 1.1.6 Cavità risonante

Le cavità sono state sviluppate ad Elettra e realizzate nel laboratorio INFN di Legnaro in Italia. Sono composte da una singola cella in rame OFC (Oxygen Free Copper). Il modo fondamentale che le caratterizza è 500 MHz con un fattore di merito, senza fascio applicato, molto elevato,  $Q = 42000$ . Per il raffreddamento vengono impiegate delle serpentine in rame brasate sulla superficie esterna della cavità, nelle quali scorre acqua del sistema di raffreddamento. Il segnale viene iniettato nella cavità tramite un RF coupling loop, anch'esso raffreddato ad acqua con un circuito indipendente dal precedente. La messa a punto della frequenza di risonanza viene ottenuta impiegando tre controlli: un "tuner" elettronico veloce, uno meccanico più lento ed infine quello termico [6]. Solitamente il tuning meccanico avviene variando la profondità di inserzione di un pistone nella cavità, agendo quindi sulle frequenze dei modi presenti in cavità. Per Elettra invece viene adottata una tecnica

che si basa sulla deformazione elastica e sulla variazione di temperatura della cavità stessa. Questo è molto efficace per mantenere pressoché invariata la frequenza del modo fondamentale, trasladando le frequenze di taglio dei modi superiori a dei valori tali che non danneggiano il fascio.

### 1.1.7 Sistema di controllo

La stabilità richiesta dell'impianto RF di Elettra viene garantita da plurimi controlli. Questi sistemi, definiti Low Level RF (LLRF) [3], sono presenti in ciascuno degli impianti RF. Come precedentemente enunciato esiste inoltre un controllo aggiuntivo di temperatura per il mantenimento, con un'accuratezza del centesimo di grado, della temperatura della cavità nell'intervallo da 40 °C a 70 °C. I LLRF sono formati da 3 controlli:

- Tuning loop meccanico: modifica la frequenza di risonanza della cavità tramite una deformazione geometrica della stessa. Nel caso in cui ci sia una variazione della frequenza di risonanza a seguito dell'iniezione di carica nell'anello, la compensazione viene effettuata attuando una deformazione elastica della cavità, lungo la direzione della sua simmetria assiale. Per fare questo il tuning loop misura la differenza di fase che sussiste fra il segnale in ingresso alla cavità, prelevato tramite un accoppiatore direzionale, ed un segnale prelevato dall'interno. A sfasamento nullo corrisponde la condizione di risonanza. Per motivi di sensibilità il segnale viene prelevato dalla cavità in modo tale che i due segnali siano in controfase. Il segnale differenza, opportunamente elaborato, alimenta un motore chiamato motore accordo in continua, muovendo una vite senza fine che agisce deformando la cavità.
- Loop di ampiezza veloce: mantiene il gap voltage della cavità entro un "range" dell'1% rispetto al valore nominale di lavoro. Anche in questo caso gli effetti della presenza del fascio vengono compensati. Il gap voltage viene quantificato tramite un'antenna posta nella cavità. L'ampiezza del segnale ottenuto, proporzionale al voltaggio di interesse, viene raddrizzato e comparato al segnale analogico di riferimento e viene utilizzato come controllo sull'attenuatore variabile che varia l'ampiezza del segnale RF in ingresso all'amplificatore. Questo permette di ottenere il gap voltage voluto.

- Loop di fase veloce mantiene in fase il segnale RF presente in cavità rispetto a quello di riferimento RF compensando eventuali sfasamenti tramite Lock-In e controllore PI (proporzionale integrativo).

## 1.2 Impianti RF

La struttura del Sincrotrone Elettra e delle parti che la compongono è stata descritta nel precedente paragrafo. In questo invece verrà approfondito maggiormente l'argomento delle cavità risonanti, la loro struttura e quali sono i segnali coinvolti. Per ciascun segnale verrà descritta la sua funzione e lo scopo del suo monitoraggio, le informazioni che porta e la sua influenza sul tema di Sicurezza e Radioprotezione; questo per comprendere al meglio dove si inserisce questo lavoro di tesi e il suo valore aggiunto nei termini di diagnostica. L'analisi verrà effettuata per un solo impianto, siccome i rimanenti presentano la medesima struttura, seguendo il percorso effettuato dal segnale a radiofrequenza; dall'amplificatore fino alla cavità. Infine verrà trattata la parte che esula dalla radiofrequenza, come quella dei sistemi di raffreddamento.

### 1.2.1 Segnale RF

Come precedentemente detto, quando il fascio di elettroni viene curvato esso perde energia che deve essere restituita da una radiazione a 500 MHz. Per fare ciò viene impiegata una cavità a singola cella, ovvero una struttura risonante in cui deve instaurarsi un campo elettromagnetico. Questo campo, necessario al ripristino dell'energia persa da parte degli elettroni, deve essere in fase con i pacchetti di elettroni stessi. Inoltre, date le elevate potenze fornite dall'amplificatore a stato solido (130 kW), la condizione di UHV all'interno della cavità risulta necessaria per evitare fenomeni di scarica dovute alla rottura del dielettrico. Si ricorda che l'anello è formato da dodici sezioni rettilinee e che nelle sezioni 2, 3, 8 e 9 il segnale RF di riferimento viene amplificato dagli amplificatori CRE 331M. Lo schema a blocchi dell'impianto viene rappresentato in figura 1.4. Si può notare la presenza di un circolatore ed un carico adattato ("Dummy Load") interposti fra amplificatore e cavità risonante. Supponendo che ci sia un adattamento di impedenza tra loro, non avremmo potenza riflessa dalla cavità e quindi il circolatore sarebbe superfluo. Purtroppo però l'impedenza della cavità varia in funzione della corrente

## CAPITOLO 1. SISTEMA "INTERLOCK AND MONITORING UNIT FOR THE ELETTRA RF PLANTS"

elettronica e quindi la potenza riflessa non sarà nulla. Il circolatore serve ad evitare che quest'ultima vada a danneggiare l'amplificatore, deviandola verso il carico passivo. Il caso peggiore si verifica quando viene perso il fascio accumulato in anello dato che la potenza riflessa ha valore massimo.

Analizziamo ora la struttura del circolatore visibile in figura 1.3. Esso è formato da tre porte, la porta 1 è connessa all'amplificatore, la 2 alla cavità e la 3 ad il carico adattato. La potenza in uscita dall'amplificatore passa dalla porta 1 alla 2 e l'eventuale potenza riflessa verso la porta 2 (a causa del disadattamento della cavità) viene dirottata alla porta 3, dove viene dissipata dal carico a  $50 \Omega$ . Tra circolatore ed amplificatore si può notare inoltre un addizionale carico a  $50 \Omega$ . Questo serve nel caso in cui si voglia mantenere l'amplificazione del segnale attiva senza inviare quest'ultimo alla cavità. Le precedenti guide coassiali sono stati sostituite con guide d'onda rettangolari.

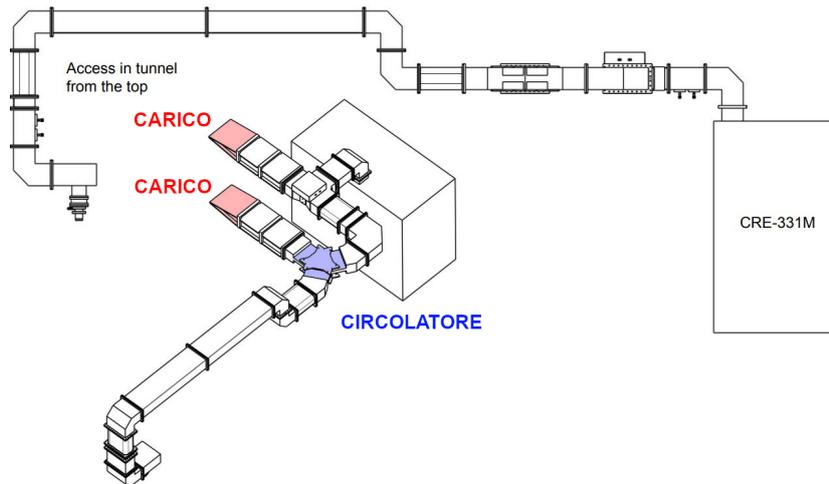


Figura 1.3: Rappresentazione impianto RF in guida d'onda [4]

Infine, il segnale dal circolatore viene iniettato in cavità tramite un passante coassiale. Risulta evidente che nel caso in cui si volesse interrompere il segnale RF è necessario farlo prima che esso venga amplificato. Questo compito viene svolto da un commutatore RF denominato "RF switch". Attualmente viene utilizzato uno switch elettromeccanico ma, come vedremo successivamente, si stanno analizzando delle alternative a stato solido. Data l'elevata potenza del segnale in gioco, è necessario fornire un adeguato raffreddamento agli elementi di interesse. Il circuito di raffreddamento è

## CAPITOLO 1. SISTEMA "INTERLOCK AND MONITORING UNIT FOR THE ELETTRA RF PLANTS"

composto da due circuiti indipendenti con uno scambiatore di calore acqua-acqua. Il primario va verso le torri evaporative, mentre il secondario verso la cavità. Ovviamente nei due circuiti scorre acqua in modo forzato, sfruttando delle pompe di ricircolo. I due carichi a  $50 \Omega$  vengono raffreddati dallo stesso circuito di Elettra mentre il circolatore viene mantenuto ad una temperatura di  $35 \text{ }^\circ\text{C}$  da un ulteriore circuito chiuso, dotato anch'esso di una pompa.

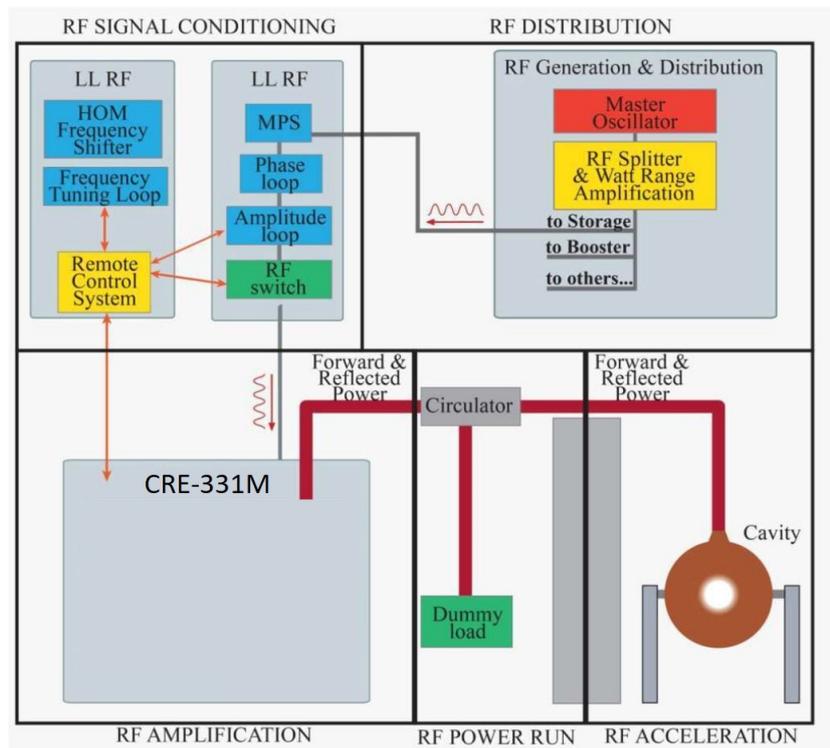


Figura 1.4: Schema a blocchi impianto RF

### 1.2.2 Commutatore RF

Come detto precedentemente, il commutatore RF ad oggi utilizzato è di natura elettromeccanica. Questa tecnologia è ormai consolidata ed affidabile ma presenta numerosi difetti se comparata con quella a stato solido. Una delle differenze più importanti riguarda la differenza dei tempi di commutazione che vanno dall'ordine delle decine di ms per gli elettromeccanici alle centinaia di  $\mu\text{s}$  per lo stato solido. Un'altra limitazione che caratterizza gli elettromeccanici è la vita intesa in termini di cicli di commutazione (qualche milione) dove per lo stato solido questo parametro non ha significato sicco-

me, idealmente, i cicli sarebbero infiniti. Inoltre lo stato solido permette di ottenere isolamenti tra ingresso ed uscita importanti con dimensioni ridotte. Attualmente ambedue le tipologie sono ancora sotto valutazione, fino a quando non verranno svolti i test sul campo dei possibili candidati.

### 1.2.3 Segnali di interblocco

Analizziamo ora i segnali d'interesse che fungono da interblocco.

1. Abilitazione radio protezione: segnale che proviene dalla sala controllo. Quando tutte le porte di accesso all'anello sono state chiuse e non è presente nessun operatore all'interno della zona a rischio radiazioni esso assume il valore "1". Sostanzialmente è un consenso che permette la chiusura dell'RF switch e conseguentemente l'accensione dell'impianto. Questo segnale deve essere quindi sempre monitorato.
2. Vuoto cavità: Nel caso il valore sia 1 il livello del vuoto in cavità è buono. Per livelli "buoni" si intende una pressione inferiore ai  $10^{-8}$  mbar (ULTRA HIGH VACUUM). Il vuoto viene monitorato tramite un sensore Penning gauge collegato ad un sistema di misura in cui è presente una regolazione delle soglie di vuoto, soglie che provocano il cambiamento del valore del segnale. Nel nostro caso le soglie impostate sono  $5 \times 10^{-7}$  mbar e  $10^{-8}$  mbar. Nel caso in cui il vuoto diminuisca oltre al valore della prima soglia, ci si trova in una situazione in cui bisogna aprire lo switch RF in modo tale da interrompere la potenza RF che arriva in cavità, perché se la pressione aumentasse ci sarebbe il pericolo di scariche in cavità. Per permettere la chiusura dello switch RF, il livello del vuoto deve essere superiore alla seconda soglia ed il segnale commuta nuovamente dato che non sussiste più la condizione di allarme.
3. RF drive status: quando questo segnale vale 1, il segnale di ingresso RF, proveniente dal sistema di distribuzione ed inviato a tutti gli impianti, è presente, ovvero ha un valore superiore ai 15 dBm. Se manca il segnale di pilotaggio comune l'impianto deve essere spento dato che si sta presentando un'assenza di sincronismo e quindi lo switch RF viene aperto.

## CAPITOLO 1. SISTEMA "INTERLOCK AND MONITORING UNIT FOR THE ELETTRA RF PLANTS"

---

4. Circulator arc detector 1: lo 0 indica la presenza di una scarica nel circolatore e l'RF switch deve essere aperto.
5. Circulator arc detector 2: quando questo segnale vale 0, ciò significa che è presente una scarica nel circolatore e l'RF switch deve essere aperto. Sono utilizzati due arc detectors, in modalità AND, in modo tale da evitare per quanto possibile i falsi positivi.
6. Quick off : nel caso di malfunzionamento di uno o più dispositivi, oppure in caso di accesso non autorizzato di persone al tunnel dell'acceleratore durante il funzionamento di Elettra, è necessario che il fascio venga fatto decadere. Per fare questo si privano gli elettroni dell'accelerazione, ovvero si rimuove il campo elettromagnetico che li sostiene. Questa azione si concretizza rimuovendo per 4 ms il segnale di pilotaggio del generatore a 500 MHz, rimuovendo quindi il pilotaggio RF ai quattro impianti RF. Tale azione, detta Beam Dump, viene effettuata dal sistema di diagnostica che sovrintende ai parametri del fascio, dai sistemi basati su PLC che monitorano i parametri dei dispositivi dell'acceleratore ed infine manualmente dagli operatori di macchina ogni qual volta si vogliono ricominciare le operazioni di accumulo di elettroni nell'acceleratore. Indipendentemente dalle ragioni che hanno portato al Beam Dump, un apposito segnale di ingresso ad una scheda dedicata commuta da 1 a 0 per almeno 4 ms sospendendo il segnale di pilotaggio. Contemporaneamente questo segnale viene inviato agli impianti RF per comunicare lo stato di Beam Dump, ma lo switch RF non deve essere aperto.
7. Abilitazione motore accordo: il motore tramite un riduttore di giri e delle viti senza fine opportune agisce sulle pareti della cavità, permettendo l'allungamento o compressione della distanza assiale. Monitorando questo segnale è possibile determinare se il motore è in funzione (valore 1) o meno (valore 0).
8. Accordo cavità: il segnale analogico Posizione cavità, come vedremo più avanti, fornisce una tensione compresa tra  $-10\text{ V}$  e  $10\text{ V}$ . Nel caso in cui questa tensione superi i  $9.6\text{ V}$  oppure sia inferiore ai  $-9.6\text{ V}$  il valore commuta da 1 a 0. Quando il valore commuta viene disabilitato il motore, chiamato motore accordo, commutando il segnale di uscita

## CAPITOLO 1. SISTEMA "INTERLOCK AND MONITORING UNIT FOR THE ELETTRA RF PLANTS"

---

"abilita disabilita accordo cavità" che pilota un apposito relè. Inoltre anche lo switch RF deve essere aperto.

9. Alimentazione motore accordo: con valore 1 l'alimentazione per il motore che va ad agire sulla cavità è presente. Serve a determinare lo stato di alimentazione del motore.
10. Cavity water flow: con valore 1 il flusso di acqua di raffreddamento al primario dello scambiatore verso le torri evaporative è sufficiente. Nel caso in cui non ci sia flusso sufficiente (valore 0), non stiamo garantendo un raffreddamento adeguato e questo evento deve provocare l'apertura dell'RF switch. Per determinare il flusso viene utilizzato un flussimetro collegato ad un flussostato che restituisce lo stato, ovvero se l'acqua sta circolando o meno. Il flussimetro è posizionato sul tubo di ritorno e non quello di mandata dello scambiatore termico a piastre per assicurarsi che il processo di raffreddamento sia avvenuto.
11. Cavity cooling rack: con valore 1 la pompa dell'acqua di raffreddamento al secondario dello scambiatore è in funzione. Questo circuito è responsabile del raffreddamento della cavità e consiste, come detto in precedenza, in più serpentine di rame nelle quali scorre acqua in modo forzato. Nel caso ci sia un malfunzionamento della pompa di rilancio (valore 0), lo switch RF deve essere aperto.
12. Input power coupler water flow con valore 1, il flusso d'acqua mineralizzata è sufficiente all'interno dell'impianto di raffreddamento dell'RF coupling loop (passante coassiale). Il passante è inserito nella cavità per un accoppiamento magnetico con il campo interno della stessa. Il flusso minimo sotto la quale il segnale cambia stato è di  $2.4 \text{ m}^3/\text{h}$  e questo evento provoca l'apertura dell'RF switch.
13. Circulator rack: quando la pompa dell'acqua di raffreddamento del circolatore è in funzione il segnale assume valore 1. L'utilizzo del circolatore è necessario, come già detto, per evitare che un'eventuale potenza riflessa dalla cavità vada a danneggiare l'amplificatore. Il raffreddamento deve essere garantito dato che questa tipologia di componenti risulta essere molto sensibile alla temperatura. Il flusso minimo è di  $10 \text{ L}/\text{min}$  e se si dovesse misurare un valore minore lo switch RF deve essere aperto.

## CAPITOLO 1. SISTEMA "INTERLOCK AND MONITORING UNIT FOR THE ELETTRA RF PLANTS"

---

14. Dummy load water flow: con valore 1 il flusso di raffreddamento del carico, posto sulla terza porta del circolatore, ha un valore compreso tra i 38 L/min ed i 45 L/min. Nel caso si esca da questo intervallo (valore 0), lo switch RF deve essere aperto.
15. Second dummy load water flow: con valore 1 il flusso di raffreddamento del carico fittizio di riserva ha un valore compreso tra i 38 L/min ed i 45 L/min. Nel caso si esca da questo intervallo (valore 0), lo switch RF deve essere aperto.
16. 3dB load water flow: flusso di raffreddamento del carico collegato all'accoppiatore direzionale sufficiente (valore 1). Come tutti i segnali riguardanti il raffreddamento, nel caso il flusso non sia sufficiente (valore 0) lo switch RF deve aprirsi.
17. Circulator low T: la temperatura dell'acqua di raffreddamento del circolatore ha una temperatura sufficientemente elevata (valore 1), ovvero non inferiore ai 28 °C, altrimenti (valore 0) lo switch RF deve essere aperto.
18. Circulator high T: se la differenza di temperatura tra l'acqua in ingresso e quella in uscita del circolatore supera la soglia di 2 °C questo segnale assume il valore 1, con conseguenza l'apertura dell'RF switch (valore 0).

Segnali analogici in ingresso:

1. Vuoto cavità: segnale con valore compreso tra 0 V ( $10 \times 10^{-10}$  mbar) e 10 V ( $4.5 \times 10^{-3}$  mbar) indicante il livello di vuoto all'interno della cavità. Il segnale viene ottenuto da un sistema di misura alla quale è collegato un sensore Penning gauge.
2. Riflessa cavità: Potenza che viene riflessa dalla cavità risonante, necessaria a verificare l'adattamento. Il segnale RF viene misurato tramite un accoppiatore direzionale. Il segnale prelevato risulta attenuato di 40 dB, viene raddrizzato ed amplificato nell'intervallo 0 V-10 V corrispondente a 0 W-60 kW e misurato.
3. IPC RF to DC signal detector: segnale proveniente da un pick up RF (80 dB di attenuazione) presente nel passante coassiale che viene

## CAPITOLO 1. SISTEMA "INTERLOCK AND MONITORING UNIT FOR THE ELETTRA RF PLANTS"

---

raddrizzato e conseguentemente monitorato. Il segnale ha un'ampiezza compresa tra 0 V-10 V.

4. Arc detector: L'arc detector si basa su un sensore ottico che è in grado di identificare la quantità di luce presente all'interno del circolatore e genera un segnale la cui tensione (0 V-5 V) proporzionale al valore di luce presente all'interno del circolatore.
5. Posizione cavità: segnale con valore compreso tra  $-10$  V e 10 V. Questa tensione fornisce l'informazione di quanto, tramite una deformazione elastica, stiamo variando la lunghezza assiale della cavità (al massimo di 2.2 mm su 480 mm) che comporta una variazione della frequenza di risonanza di  $\pm 200$  kHz. La cavità è formata da due gusci semiellittici brasati assieme centralmente ed una sollecitazione eccessiva potrebbe danneggiare gravemente l'integrità della struttura.

Segnali digitali in uscita:

1. Apertura chiusura RF switch: comando che con valore 0 va ad interrompere l'erogazione del segnale RF allo stadio di amplificazione pilotando un interruttore coassiale RF, chiamato RF switch.
2. Stato impianto (Elettra 2.0): comando da utilizzare per l'amplificatore allo stato solido di Elettra 2.0 con potenza pari a 130 kW. Risulta essere un'abilitazione (valore 1) e/o disabilitazione (valore 0) di questo amplificatore.
3. Reset ARC 1 : reset (valore 1) per il sistema che individua la presenza di una scarica all'interno del circolatore.
4. Reset ARC 2 : reset (valore 1) per il secondo sistema che individua la presenza di una scarica all'interno del circolatore.
5. abilita-disabilita accordo cavità: segnale che pilota un relè che abilita (valore 1) o disabilita (valore 0) l'alimentazione del motore accordo.

### 1.3 Progetto IMRF

Come si può notare da quanto descritto fino ad ora il sistema presenta numerose complessità. Un guasto e/o malfunzionamento di parte/i del sistema

## CAPITOLO 1. SISTEMA "INTERLOCK AND MONITORING UNIT FOR THE ELETTRA RF PLANTS"

---

potrebbe essere catastrofico per il campo risonante presente nelle cavità, causando il decadimento del fascio, noto come “beam dump”. L’attuale sistema di interblocco è in grado di proteggere l’impianto RF e tutte le sue componenti, in accordo con le vigenti normative di Sicurezza e Radioprotezione. Esso è in funzione dal 1994 ed è formato unicamente da componenti analogici con logica combinatoria. Questa architettura presenta delle limitazioni ormai inaccettabili sia per Elettra sia per la futura macchina Elettra 2.0, in quanto non consente di effettuare alcuna diagnosi relativa ad un eventuale blocco. Infatti, nel caso in cui il suddetto sistema intervenga, interrompendo il segnale RF fornito all’amplificatore di potenza, in seguito ad uno o più segnali di interesse in condizione di allarme, non è possibile individuarne la causa. La motivazione è da attribuire alla gestione dei segnali analogici, poiché viene effettuato un “or” logico tra loro, perdendo quindi informazione, ed il risultato va a pilotare l’RF switch (relè che permette di fornire o meno il segnale RF allo stadio di amplificazione). Il nostro obiettivo è quello di mantenere il fascio il più a lungo possibile attivo. Per riuscire in questo intento è necessario individuare i motivi che possono portare al “beam dump”, monitorando tutti i segnali di interesse e svolgendo diagnosi e memorizzando una “storia” degli eventi. Queste attività combinate tra loro fornirebbero molti vantaggi siccome saremmo in grado di conoscere lo stato di tutti e quattro gli impianti RF da remoto con un dettaglio più capillare, conoscendo i valori di tutti i segnali di ogni impianto e non solamente dello stato dell’RF Switch per impianto. Memorizzando tali informazioni si riuscirebbe ad avere una visione pre, durante e post “beam dump”, determinando quindi con maggior precisione le cause, individuando la sezione, l’apparecchiatura ed infine il componente incriminato. In particolare è importante accumulare le informazioni relative alla “storia” dei dispositivi immediatamente a ridosso dell’evento che ha portato al beam dump (“analisi post mortem”) che rappresenta in definitiva l’aspetto più importante di un sistema di diagnostica. Da queste necessità nasce il progetto IMRF (Interlock and Monitoring Unit for the Elettra RF Plants) il cui obiettivo è quello di far fronte ai deficit del precedente sistema di interblocco, sempre nel rispetto delle norme di Sicurezza e Radioprotezione, implementando la funzionalità aggiuntiva di diagnostica. Il sistema sviluppato precedentemente ha raggiunto questo obiettivo. Esso monitora tutti i segnali che caratterizzano il funzionamento del singolo impianto RF, facendo commutare l’RF Switch nel caso in cui si verificano

eventuali condizioni di allarme. Inoltre è in grado di memorizzare ad intervalli di 1  $\mu$ s questi segnali, rendendo possibile l'analisi post mortem, oltre ad altre funzionalità che verranno descritte in seguito. Come detto precedentemente gli amplificatori Klystron sono stati sostituiti con amplificatori a stato solido CRE 331M. Questo rappresenta uno dei passaggi fondamentali verso Elettra 2.0, siccome i Klystron risultano totalmente inadatti a soddisfare le richieste più stringenti per il nuovo Sincrotrone. L'impiego di questi nuovi amplificatori ha richiesto delle modifiche al sistema IMRF, dato che esso era stato sviluppato per soddisfare le precedenti specifiche basate sull'amplificatore Klystron. Si è quindi dovuti intervenire a livello di hardware, firmware e software per adeguare il vecchio sistema. In questo elaborato verrà preso in considerazione il sistema IMRF aggiornato.

### 1.3.1 Hardware

In questo paragrafo verrà descritta la struttura del sistema basato sull'evaluation board Terasic SoCkit dotata di FPGA Altera Cyclone V e le periferiche adottate per la gestione dei segnali in ingresso ed in uscita dall'impianto come IMRF ADC BOARD v1.0 e la scheda RF Killer. Verranno ripetuti, in modo sintetico, parte dei concetti descritti in dettaglio nella tesi magistrale, in modo tale da semplificare la comprensione del lavoro aggiuntivo svolto durante questo dottorato. Verrà quindi specificato quali modifiche sono state effettuate, le loro motivazione e le loro implementazioni.

#### 1.3.1.1 Elettronica di gestione

Nella figura 3.8 compare una panoramica del sistema composto dai seguenti "blocchi" che andremo successivamente a descrivere : sulla sinistra compare la scheda che ospita la FPGA, "centro di controllo" dello strumento e sulla destra invece la scheda IMRF ADC BOARD v1.0. A quest'ultima viene collegata la scheda RF Killer, 1.8, che ospita la componentistica necessaria a gestire i collegamenti dei segnali da e verso gli impianti RF. Ambedue le schede sono state sviluppate precedentemente all'interno del laboratorio Instrumentation & Detectors, dove è stato svolto questo lavoro di tesi.

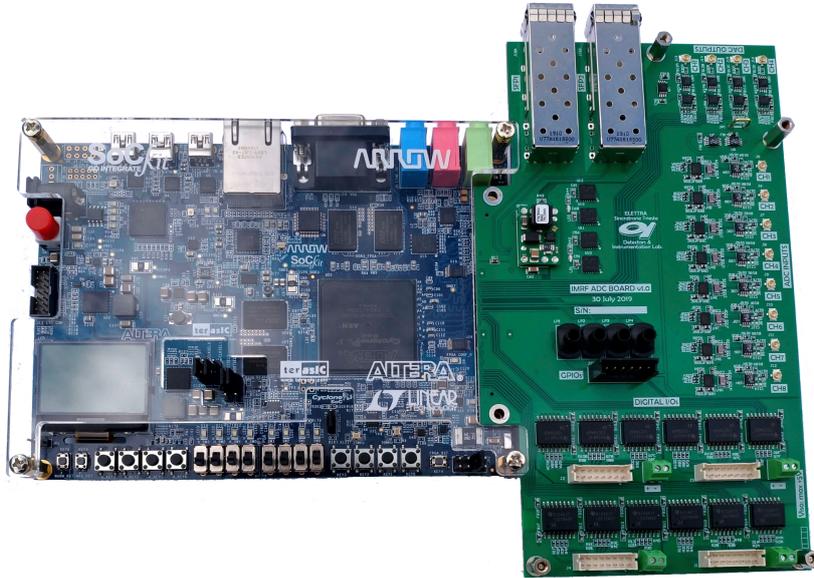


Figura 1.5: Evaluation board con scheda satellite

### 1.3.1.2 SoCKit

Data la necessità di registrare molteplici grandezze sia analogiche che digitali e all'esigenza di sincronizzazione l'acquisizione con il periodo di rivoluzione dei pacchetti di elettroni del fascio 864 ns, l'architettura dell'elettronica si basa su una scheda madre che ospita una FPGA e delle schede "ancillari" specializzate per il caso specifico. In casistiche come questa, in cui è richiesta la realizzazione di un numero esiguo di unità, l'approccio che risulta più conveniente in termini di costo e di ore uomo, utilizzato sia per questo progetto che per il progetto SuperKEK, è quello di cercare di utilizzare una EVB dall'elevata potenza di calcolo, che soddisfi i requisiti principali e che permetta di sviluppare una piattaforma generica alla quale vengono aggiunte schede periferiche, atte a soddisfare le diverse richieste sperimentali. Infatti sebbene queste schede di valutazione delle FPGA possiedano diversi elementi non inerenti al contesto specifico, hanno il vantaggio di non essere particolarmente costose (dato lo scopo promozionale). Tra le EVB indagate, è stata scelta la development board SoCKit la quale è accessoriata con una FPGA Cyclone V SoC 5CSXFC6D6F31 [7] dalle elevate prestazioni ed una memoria DDR3 SDRAM che permette di avere uno storico di durata dell'ordine della decina di secondi (considerando la frequenza di campionamento necessaria).

## CAPITOLO 1. SISTEMA "INTERLOCK AND MONITORING UNIT FOR THE ELETTRA RF PLANTS"

---

La scheda inoltre è fornita di un connettore proprietario chiamato HSMC (High Speed Mezzanine Card) che viene utilizzato per interfacciarsi con il mondo esterno, contribuendo enormemente al concetto di flessibilità. Infatti progettando i PCB (Printed Circuit Board) in modo tale che adottino questo connettore con un opportuno pinout, è possibile realizzare diversi sistemi in svariati campi di applicazione, il tutto ottimizzando la velocità di trasmissione dei dati dato che il connettore permette di accedere direttamente ai transceiver ad alta velocità presenti sulla scheda. La scheda inoltre fra le sue risorse offre anche un ARM-based hard processor (HPS) che si interfaccia con diverse periferiche condivise con l'FPGA aprendo la strada al loro utilizzo a più alto livello.

### **1.3.1.3 IMRF ADC BOARD v1.0**

Il compito di questa scheda è quello di trattare i segnali analogici e/o digitali in ingresso, in modo tale da poter fornire alla logica presente nell'evaluation board dei segnali gestibili correttamente, impiegando ad esempio dei convertitori analogico digitali (ADC). Come si può vedere dalla figura 1.6 la scheda è formata da 5 sezioni, ciascuna con un compito distinto: sezione ADC, sezione DAC, sezione input output digitale, sezione SFP (Small form-factor pluggable transceiver) e sezione alimentazione. Passiamo ora all'analisi di ognuna delle diverse sezioni ad eccezione di quella dei DAC, siccome anche con le nuove richieste il loro impiego non è necessario, ricordando che questa scheda è stata sviluppata con un'ottica di impiego più generale.

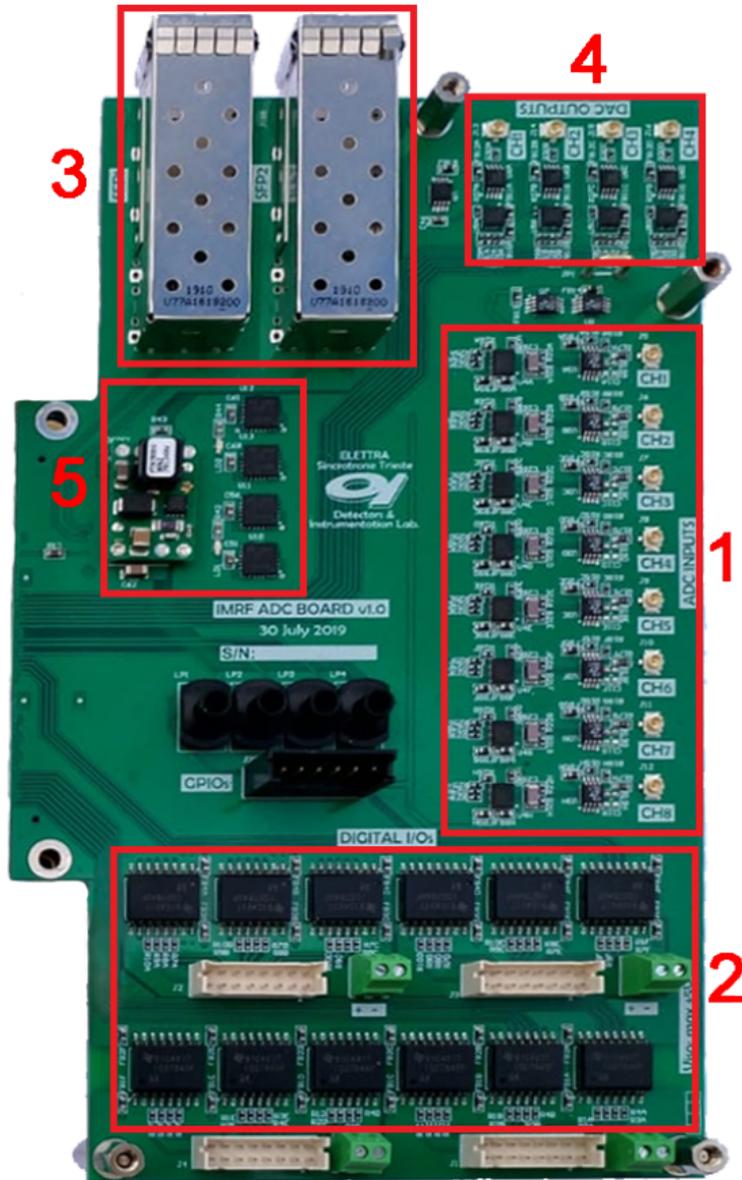


Figura 1.6: IMRF board con sezione ADC (1), sezione digital I/O (2), sezione SFP (3), sezione DAC (4) e sezione alimentazione (5)

### Sezione ADC

Sulla scheda sono montati 8 convertitori sebbene, nel caso specifico di questo progetto, ne siano richiesti 5. I convertitori utilizzati sono degli LTC2380-24 prodotti dalla Linear Technology [8], di tipologia SAR (Successive Approximation Register) a 24bit ed una frequenza di campionamento massima pari

a 2 MS/s. Il loro funzionamento, schematizzato in figura 1.7, si basa su approssimazioni successive dove, una volta terminata la conversione, la parola digitale viene letta tramite interfaccia seriale SPI. Nel nostro caso i segnali in ingresso, essendo tutti single-ended e con tensione compresa tra gli 0 V ed i 5 V, necessitano di una manipolazione siccome gli ADC accettano un segnale differenziale che va da  $-5$  V a 5 V con 24 bit di risoluzione.

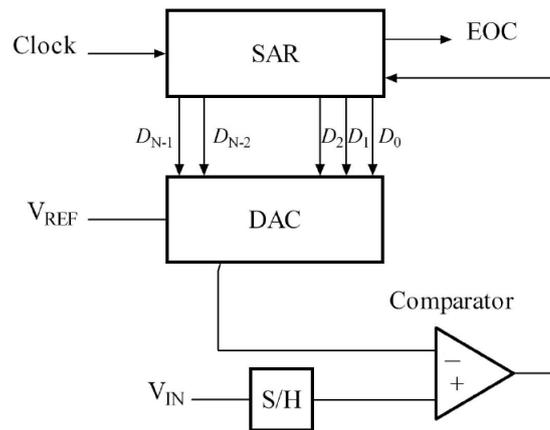


Figura 1.7: Schema a blocchi ADC SAR (immagine presa da [9])

### Sezione input output digitale

I segnali digitali previsti in questo progetto sono i 25 (20 ingressi e 5 uscite) citati precedentemente. Per ovviare a problematiche derivanti da loop di massa e/o sovratensioni, vengono interposti tra scheda e mondo esterno 12 isolatori da 4 canali ciascuno, ottenendo quindi 48 canali isolati, 24 in ingresso e 24 in uscita. L'isolatore è un Texas Instruments ISO7840 [10] capace di gestire segnali con velocità fino a 100 Mbps e garantendo un isolamento con un ingresso di 8 kV di picco e 5.7 kV<sub>rms</sub> per un minuto. Variando la versione dell'isolatore si può modificare il numero di ingressi e uscite.

### Sezione SFP

I dati acquisiti e memorizzati nella SDRAM vengono trasferiti, tramite protocollo UDP, ad un calcolatore, impiegando due transceiver FINISAR ACTIVE COPPER SFP [11] che supportano il protocollo Gigabit Ethernet, come si vede nella figura 1.6. Viene utilizzato lo standard UDP poichè esso è lo standard utilizzato in Elettra per questa tipologia di applicazioni siccome viene

gestito direttamente attraverso la FPGA, collegata ai transceiver tramite il connettore HSMC presente sulla evaluation board.

#### 1.3.1.4 RF Killer v2.0

Dopo aver terminato la prima fase di prove su banco del sistema, nell'ottica di testarlo sul campo, si è reso necessario sviluppare una scheda aggiuntiva per l'interfacciamento tra mondo esterno e IMRF ADC BOARD V 1.0, in modo tale da poter effettuare fisicamente la connessione negli impianti RF. Durante il dottorato mi sono occupato dello sviluppo di questa scheda (figura 1.8), il cui compito è quello di gestire i segnali digitali da e verso gli optoisolatori della scheda IMRF ADC BOARD V 1.0. Essa può essere suddivisa principalmente in 3 zone:

- **OUTPUT:** ciascuno dei 5 segnali provenienti dagli optoisolatori deve pilotare uno specifico relè, tra cui l'RF Switch. Senza un opportuno circuito questo compito non risulta possibile. Il circuito, utilizzato per ciascuno dei 5 output è formato da un transistor MOSFET, un diodo di "flyback" ed un relè, che può essere posizionato sulla scheda o meno. Il funzionamento risulta molto semplice; il segnale di output, collegato al gate del transistor, porta quest'ultimo in conduzione oppure in interdizione. Questo provoca la commutazione del relativo relè.
- **INPUT:** I segnali provenienti dal mondo esterno vengono classificati come contatti liberi da tensione. Gli optoisolatori accettano segnali nel range tra 0 V e 5 V ed è quindi necessario interporre un circuito che converta i contatti liberi da tensione in segnali 0 V–5 V. Per fare questo viene impiegato il circuito rappresentato in figura 1.9. Le resistenze vengono montate a coppie R1-R3 oppure R2-R4, a seconda del valore che si vuole ottenere 0 V o 5 V con il contatto libero da tensione aperto o chiuso. Per limitare i fenomeni di "bouncing" viene effettuato un filtraggio tramite il condensatore, oltre ad un "debouncing" a livello di firmware. Sono inoltre presenti due diodi Schottky per protezione da fenomeni di sovratensione.
- **ALIMENTAZIONE:** le tensioni utilizzate provengono dalla scheda IMRF ADC BOARD V 1.0 e dopo un opportuno filtraggio vengono fornite alle due sezioni precedentemente elencate.

CAPITOLO 1. SISTEMA "INTERLOCK AND MONITORING UNIT FOR THE ELETTRA RF PLANTS"

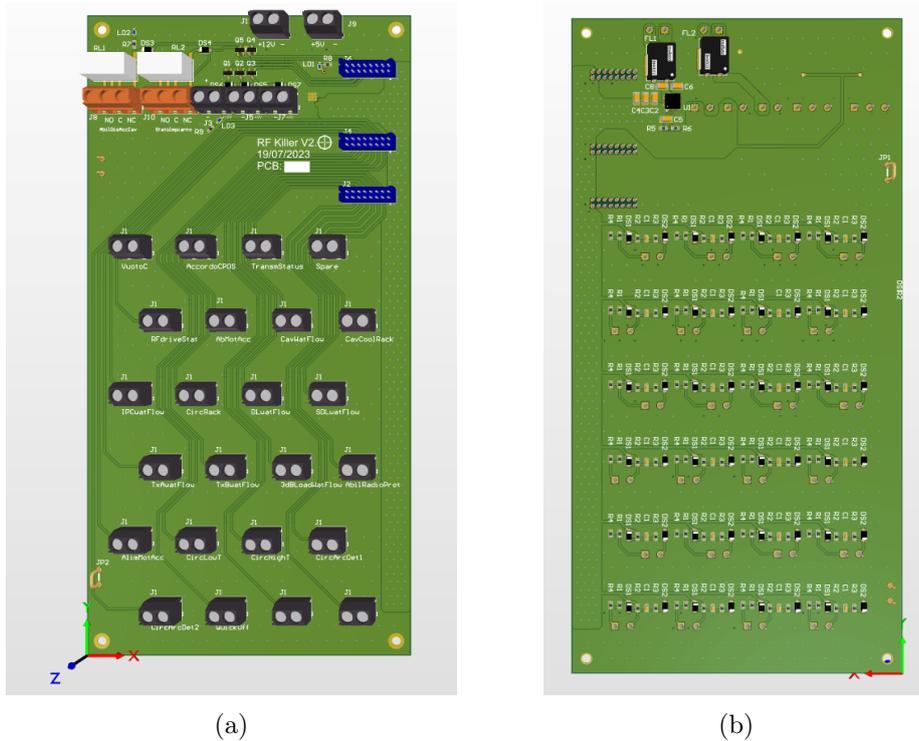


Figura 1.8: (a) RF Killer top view (b) RF Killer bottom view

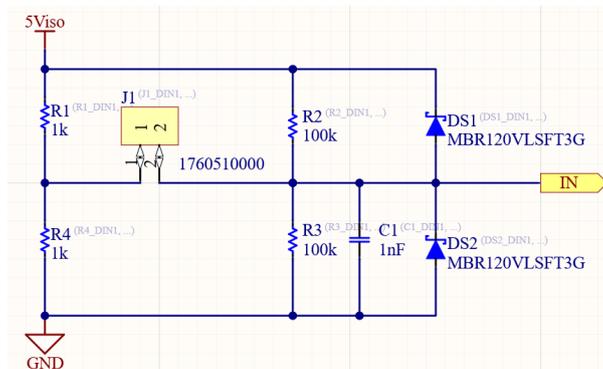


Figura 1.9: Circuito di gestione contatto libero da tensione

## 1.4 Firmware

Fino ad ora si sono analizzati, in modo sintetico, diversi aspetti che riguardano questo progetto, partendo dall'ambiente in cui si colloca, passando per le richieste, ovvero le specifiche di progetto, per poi arrivare all'elettronica

utilizzata. In questo paragrafo invece verrà trattata la parte di realizzazione del progetto dal punto di vista del firmware, implementato tramite linguaggio Verilog HDL. Cercheremo, ove possibile, di non appesantire la lettura entrando in particolari del codice, che, sebbene importanti, differiscono dal livello di generalità che vogliamo mantenere. Gli unici punti che verranno affrontati più in dettaglio saranno quelli che riguardano le migliorie realizzate per rendere il sistema adatto ai sincrotroni di prossima generazione. La descrizione seguirà il percorso del segnale e può quindi essere suddiviso in due parti. La prima parte prende in esame la catena che parte dall'ingresso dei segnali che provengono dal mondo esterno, fino alla memorizzazione dei dati nella SDRAM, la lettura dei convertitori analogico digitali, l'impacchettamento dei dati, e la gestione della memoria SDRAM. La seconda parte invece tratta la parte di lettura dei dati e la loro manipolazione per l'ottenimento dei pacchetti UDP da inviare.

#### **Acquisizione e memorizzazione dati**

Per l'acquisizione dei segnali analogici vengono utilizzati dei convertitori analogico digitali montati sulla scheda IMRF ADC BOARD V 1.0 con risoluzione di 24 bit, una frequenza di campionamento massima di 2 Msps ed un'interfaccia SPI. Per il nostro scopo si considera più importante l'ottenimento di un'informazione "turn by turn" dell'anello, piuttosto che una risoluzione molto elevata. Quindi, essendo il tempo di rivoluzione degli elettroni di 864 ns, si ha un vincolo sulla durata massima della conversione e lettura dei dati, che deve essere ovviamente inferiore a questo valore. Leggendo 20 bit, ovvero il numero minimo di bit leggibili dagli ADC [8], e sommando tutte le durate temporali (conversione, lettura, ecc) si ottengono 820 ns. Ultimata la fase di lettura si ottengono quindi 8 valori da 20 bit ciascuno, che verranno opportunamente troncati a 16 bit. Ad ogni rivoluzione dei pacchetti di elettroni nell'anello si vogliono memorizzare gli 8 valori provenienti dagli ADC, lo stato degli ingressi e delle uscite digitali ed un identificativo che permette di indicizzare le parole. Con queste informazioni riusciamo ad avere una "fotografia" del sistema ad ogni iterazione. In figura 1.10 si può vedere come sono strutturate le due parole che vengono memorizzate. La prima unisce tutti i valori dei convertitori ADC e la seconda lo stato degli ingressi/uscite digitali, l'identificativo del giro ed infine 2 indirizzi che permettono di individuare l'ultimo dato scritto in memoria e quando è avvenuta la condizione di allarme.

CAPITOLO 1. SISTEMA "INTERLOCK AND MONITORING UNIT  
FOR THE ELETTRA RF PLANTS"

---

Queste ultime due informazioni sono necessarie a riordinare temporalmente i dati della memoria implementata con struttura circolare rappresentata in figura 1.11, e distinguere quindi i dati pre trigger (in verde) da quelli post trigger (in rosso). Questa scelta (memoria circolare con segnalatore del trigger che ha scatenato un evento), come vedremo, è comune a diverse realtà come Elettra e in particolare è anche quella dell'acceleratore SuperKEK.

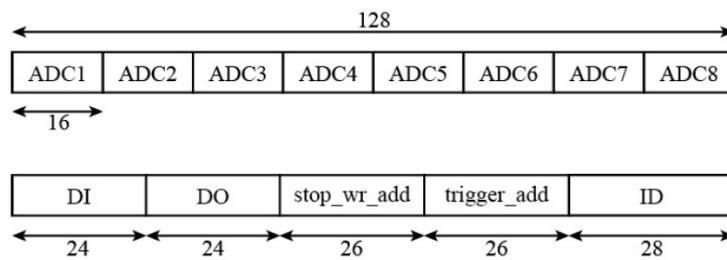


Figura 1.10: Struttura delle parole memorizzate

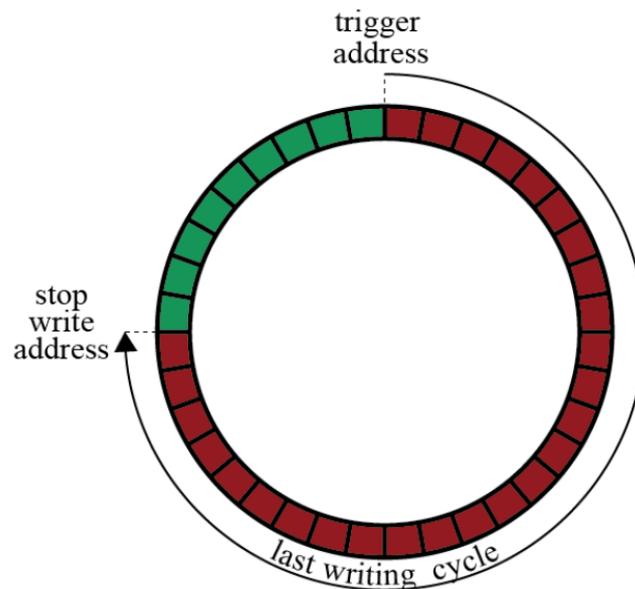


Figura 1.11: Struttura memoria circolare

Parallelamente alla memorizzazione, gli ingressi digitali vengono monitorati per determinare le eventuali condizioni di allarme. L'impiego dell'amplificatore a stato solido ha comportato una variazione dei segnali che devono essere monitorati. Infatti alcuni segnali sono stati eliminati siccome erano collegati all'uso del Klystron ed altri vengono monitorati autonomamente

dall'amplificatore a stato solido. Questo ha richiesto delle modifiche sostanziali al firmware che determina condizioni di allarme e che ho effettuato in Verilog HDL.

### **Lettura dati ed invio**

Una volta conclusa la fase di scrittura dei dati nella memoria i dati sono e pronti per essere letti ed inviati tramite protocollo UDP. Nel nostro caso specifico viene letta sempre la memoria nella sua totalità. I dati letti vengono uniti in pacchetti UDP ed infine inviati al calcolatore per essere gestiti tramite software LabVIEW.

## **1.5 Software**

Trattiamo ora la parte finale di questo progetto, ovvero lo sviluppo dell'interfaccia utente in LabVIEW. Durante il periodo della tesi magistrale questo aspetto non era stato preso in esame in quanto si voleva avere i primi risultati per comprendere cosa davvero fosse necessario per l'utente. Alla luce delle esigenze emerse durante i primi test, durante il periodo di dottorato l'interfaccia utente è stata completamente ridisegnata, sia dal punto di vista grafico che a livello di codice. Il nuovo pannello ottenuto, come si vede in figura 1.12, è composto da 4 sezioni:

1. **Connessione:** In questa sezione vengono impostati gli indirizzi IP del calcolatore e del particolare dispositivo IMRF al quale ci si vuole connettere. Inoltre è presente il pulsante per avviare la connessione e per bloccare l'esecuzione del programma.
2. **Local Panel:** Questo pannello rispecchia fedelmente l'attuale pannello fisico di ogni unità IMRF e viene aggiornato in modo opportuno, come vedremo in futuro, per controllarne lo stato.
3. **Remote Panel:** Questo pannello invece fornisce un'interfaccia di controllo con cui l'utente può interagire; infatti i pulsanti presenti permettono di agire da remoto sul sistema, ad esempio abilitando e disabilitando l'RF Switch, oppure inviando un reset agli arc detector.
4. **Digital/Analog:** Permette di visualizzare lo stato degli ingressi digitali e le tracce dei segnali analogici.

## CAPITOLO 1. SISTEMA "INTERLOCK AND MONITORING UNIT FOR THE ELETTRA RF PLANTS"

---

Una volta avviato il programma, ed instaurata la connessione con uno degli apparati IMRF, l'utente può immediatamente conoscere lo stato del sistema. Il software interroga ciclicamente l'FPGA per conoscere lo stato dell'intero sistema. Vengono quindi mantenuti in continuo aggiornamento i valori del local panel, sul quale è replicata l'esatta immagine dello strumento. Rispetto alla precedente versione del programma questa nuova funzionalità porta numerosi vantaggi. L'operatore in sala controllo infatti poteva nella precedente versione non aveva conoscenza dello stato degli ingressi digitali se non dopo un allarme e conseguente lettura della memoria. Ora invece, grazie a questo miglioramento, lo strumento non si configura più solo come un (pur essenziale) analizzatore "post mortem", bensì diventa un monitor che consente di intervenire almeno su eventuali problemi che si verificano su scale di tempi lunghi. Quando la modalità dell'FPGA è impostata, tramite apposito switch (LOCAL-REMOTE), su Remote, l'operatore in sala controllo può far commutare lo Switch RF. Al contrario, quando la modalità di lavoro è impostata su Local, solamente il tecnico presente fisicamente sul posto può comandare l'RF Switch con gli appositi pulsanti presenti su pannello. In ogni transizione da locale a remoto lo Switch RF viene sempre aperto.

# CAPITOLO 1. SISTEMA "INTERLOCK AND MONITORING UNIT FOR THE ELETTRA RF PLANTS"

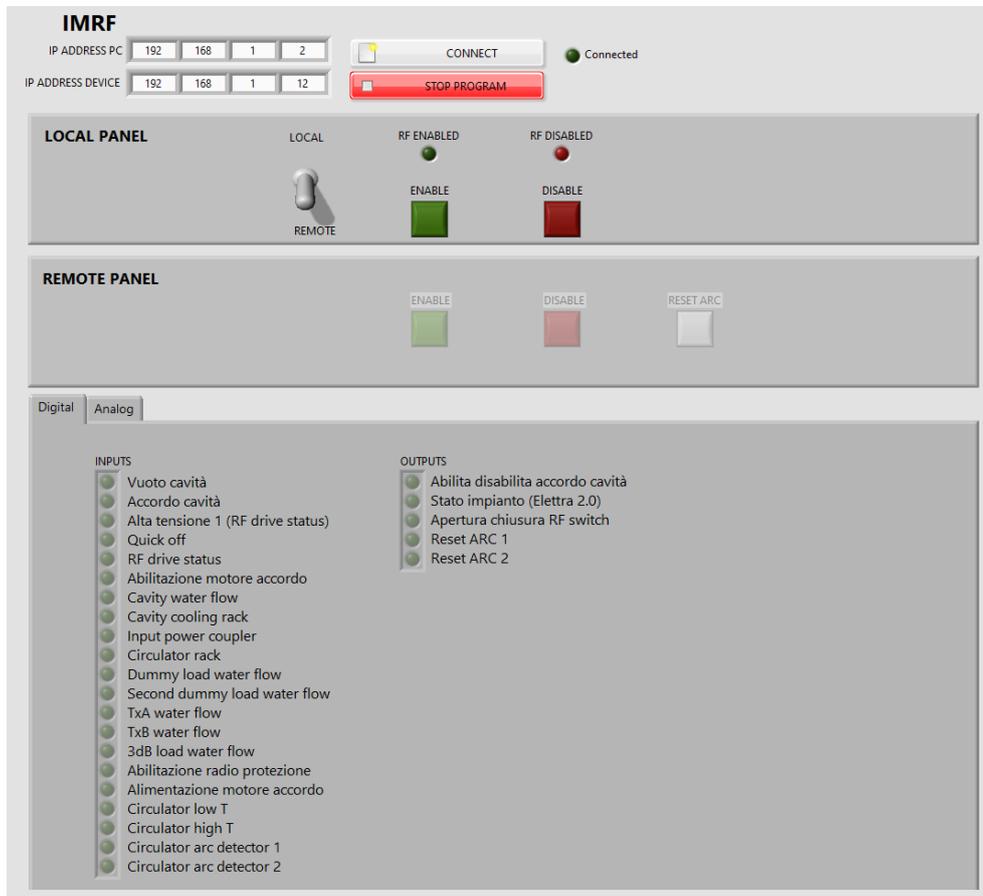


Figura 1.12: Interfaccia utente

## Capitolo 2

# Caratterizzazioni di sensori per il monitoraggio di radiazioni

In questo capitolo, pur restando nell'ambito dei sistemi di monitor per grandi macchine, ci allontaneremo dal progetto IMRF e quindi da Elettra, per spostarci verso l'esperimento Belle II nel collider SuperKEKB, situato a Tsukuba (Giappone). La mia tesi si è fortemente focalizzata sul sistema di protezione del rivelatore di vertice di questo acceleratore ai alta energia, per il quale non solo abbiamo realizzato tutta l'elettronica, il codice di basso e alto livello del sistema di controllo delle radiazioni, bensì abbiamo anche seguito degli studi più "di base" relativi alla fisica dei sensori impiegati. Dopo un'introduzione molto sintetica di SuperKEKB, la sua struttura, del suo principio di funzionamento e dell'esperimento "Belle II" analizzeremo le motivazioni che hanno portato all'impiego dei sensori in CVD Diamond (Chemical Vapor Deposition Diamond) e le caratterizzazioni di tali dispositivi.

### 2.1 Acceleratore SuperKEKB

SuperKEKB rappresenta la versione più aggiornata dell'acceleratore KEKB [12], ed è in funzione dal 2016. Viene definito come un collider elettrone-positrone ( $e^+ e^-$ ) a doppio anello e ad energia asimmetrica, con un'energia del centro di massa (CM) pari a 10.58 GeV. I due anelli, con circonferenza di circa 3 km, accelerano rispettivamente elettroni e positroni ad energie di 7 GeV per il primo anello, chiamato HER ("high energy ring"), e 4 GeV per il secondo, chiamato LER ("low energy ring"). Entrambe le particelle ven-

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

gono accelerate da un acceleratore lineare (“linac”) prima di essere iniettate nei rispettivi anelli con energia massima. In figura 2.1 è rappresentato lo schema semplificato del collider SuperKEKB. Un fattore molto importante,

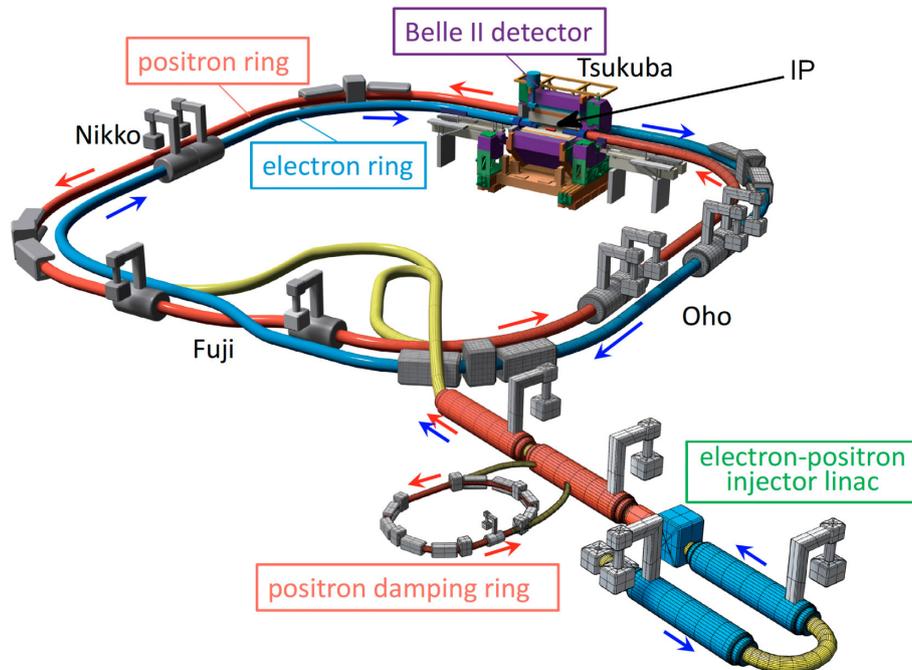


Figura 2.1: Struttura acceleratore SuperKEKB; immagine presa da [13]

che verrà ripreso nel Capitolo 3 che tratta l’elettronica di controllo DCU (“Diamond Control Unit”), riguarda il tempo di vita del fascio che risulta essere inferiore all’ora. Per ovviare a questa problematica viene impiegata una tecnica che prende il nome di top-up che consiste nell’iniezione periodica di carica, allungando quindi il suddetto tempo di vita. Come vedremo in futuro, separare i dati raccolti durante la fase di top-up da quelli raccolti al di fuori di quest’ultima risulta vitale per ridurre il numero di falsi positivi. I due fasci provenienti da LER e HER vengono fatti collidere nel punto di interazione (IP) generando delle particelle che da qui percorrono l’intero volume del detector. Attualmente SuperKEKB è caratterizzato da una luminosità di picco pari a  $1 \times 10^{35} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ , che rappresenta la massima luminosità mai raggiunta da alcun altro collider ed è 30 volte superiore a quella della precedente macchina. Questa grandezza, in estrema sintesi, dà informazioni sulla densità di flusso di particelle (come ad esempio elettroni e positroni) all’interno del collider e quindi è indicativa del numero di inte-

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

razioni elettrone-positrone che avvengono in una determinata area di spazio in un dato intervallo di tempo.

### 2.1.1 Belle II detector

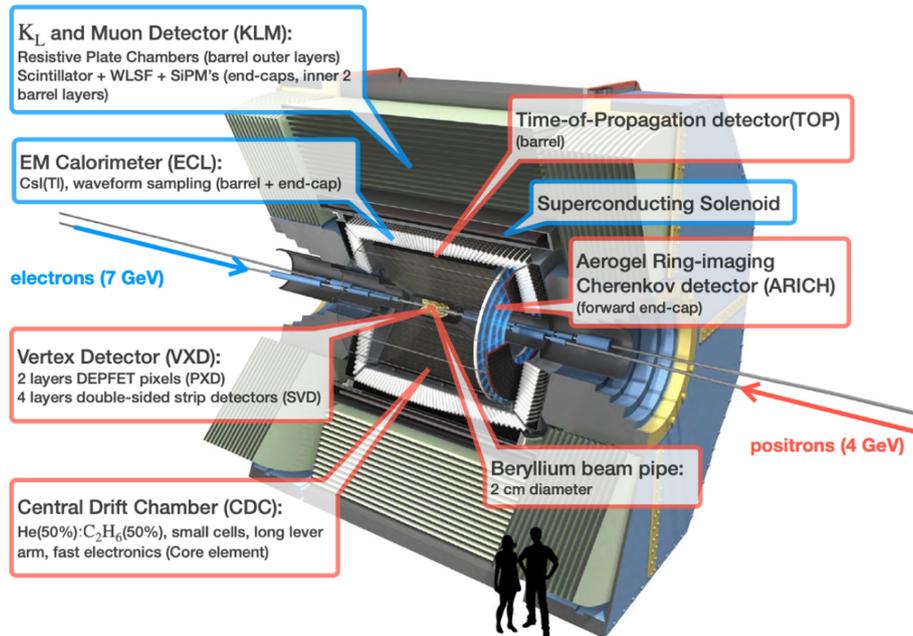


Figura 2.2: Struttura detector Belle II; immagine presa da [14]

Analizziamo ora la struttura del detector (figura 2.2) immaginando di partire dal punto di collisione tra elettroni e positroni verso l'esterno. Esso presenta una geometria cilindrica dove le due superfici circolari vengono definite FWD (Forward) e BWD (Backward), con i seguenti strati (partendo dal più distante dalla collisione):

- Vertex Detector (VXD figura 2.3) il cui compito è quello di permettere una ricostruzione della traiettoria delle particelle cariche. È composto da due parti, il Silicon Pixel Detector (PXD, figura 2.4.2.5), composto da 2 strati, ed il Silicon Vertex Detector (SVD, figura 2.6) composto da 4 strati. Il primo è formato (figura 2.7a) da molteplici MOSFET canale p, su uno substrato di silicio, che costituiscono i pixel. Le particelle che incidono sul substrato vanno a generare coppie elettrone-lacuna. Gli elettroni tramite un campo elettrico vengono attratti nel FET e da qui verrà letta la corrente. Il secondo invece (figura 2.7a) è basato

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

---

sulla tecnologia DSSD (Double Sided Silicon Drift Detectors) ed ha il compito di ricostruire la traiettoria delle particelle che vanno oltre il PXD.

- Central Drift Chamber (CDC) le cui informazioni vengono utilizzate per il segnale di trigger e per individuare particelle “lontane”.
- Charge Particle Identification System per discriminare diverse tipologie di particelle come pioni, muoni ed elettroni.
- Electromagnetic calorimeter (ECL) per misurare l’energia dei fotoni e degli elettroni, separando quest’ultimi dagli adroni
- K10 and Muon System per individuare le relative particelle.

Il progetto di questo collider in grado di produrre una luminosità così elevata ha richiesto degli aggiornamenti anche alla parte del detector in modo tale da poter operare con le nuove condizioni di macchina, mantenendo le stesse prestazioni di Belle. Si stima infatti che il nuovo detector verrà esposto ad un livello di radiazione di background, particolarmente dannosa per il rivelatore di vertice, fino a 40 volte superiore rispetto al caso precedente. Come vedremo nel Capitolo 3 il lavoro svolto nell’ambito di questo dottorato, in collaborazione con INFN Italia, ha come obiettivo lo sviluppo di punti di monitoraggio di questa radiazione, intendendo sia la parte strettamente sensoristica, sia tutta l’elettronica di controllo. Il monitoraggio è essenziale per avere un sistema aggiuntivo di protezione che eviti il danneggiamento del rivelatore, intervenendo con la massima rapidità tecnicamente possibile nel caso la radiazione di background sia oltre un certo limite.

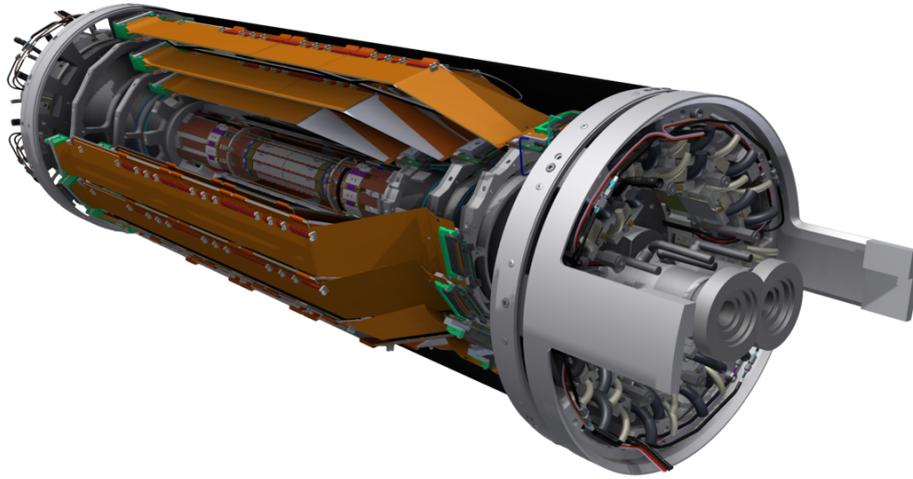


Figura 2.3: Struttura VXD; immagine presa da [15]

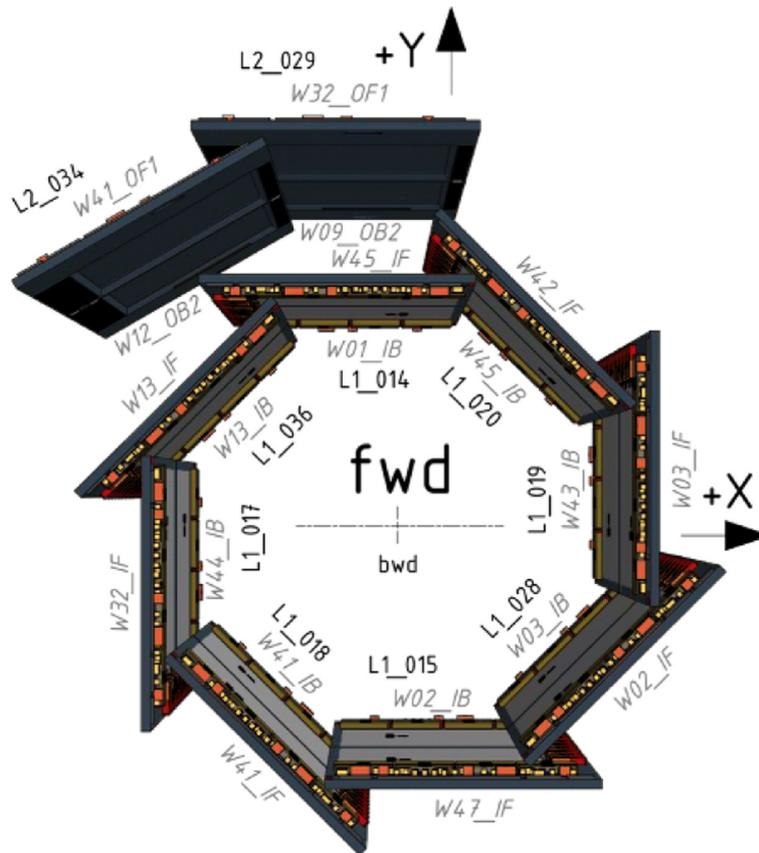


Figura 2.4: Fronte PXD; immagine presa da [14]

CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI



Figura 2.5: Lato PXD; immagine presa da [16]

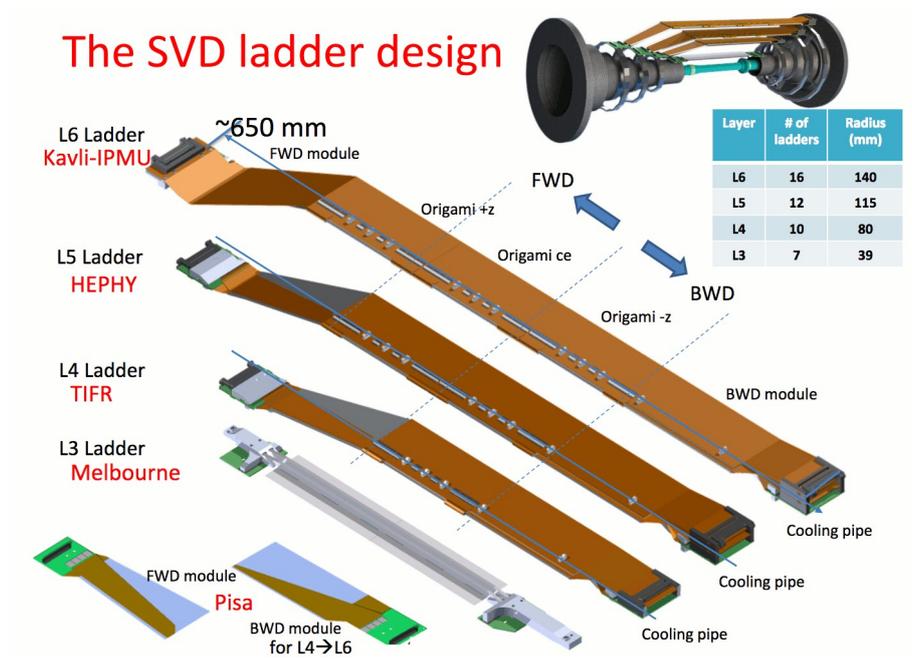


Figura 2.6: Struttura SVD; immagine presa da [17]

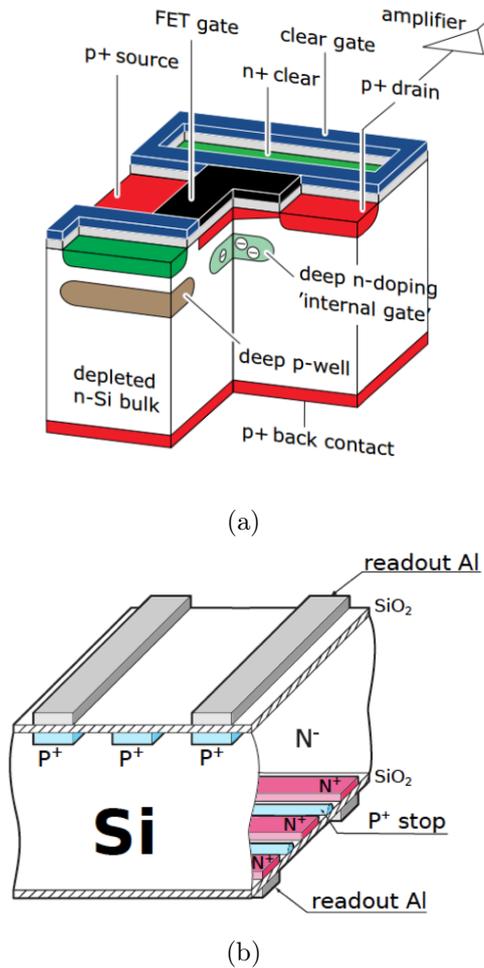


Figura 2.7: (a) Struttura dei pixel del PXD basata su DEPFET [16](b) Struttura DSSD [16]

### 2.1.2 Radiazioni di background

Le radiazioni di background [18] non provengono da collisioni nel punto di interazione e il loro monitoraggio e la loro riduzione rappresentano una delle sfide principali a SuperKEKB e Belle II. Queste radiazioni si hanno quando le particelle del fascio, deviando dall'orbita nominale, collidono con la parete interna della linea o altri apparati della macchina. Se la loro posizione di perdita è vicina al rivelatore, le particelle generate dalla cascata possono raggiungere il rivelatore. Queste radiazioni di fondo non solo possono peggiorare notevolmente la risoluzione della misura, bensì possono danneggiare

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

---

seriamente i componenti del rivelatore, in particolare tutti i dispositivi basati su silicio.

Come verrà ampiamente descritto, il sistema di monitoraggio delle radiazioni tramite sensori di diamante ed il sistema di arresto del fascio sviluppati nell'ambito di questa tesi, che saranno descritti nel 3, misurano continuamente le perdite di fascio intorno al VXD durante tutte le operazioni di SuperKEKB. Queste perdite saranno più o meno accettabili, in funzione del tipo di operazione della macchina (iniezione iniziale, esecuzione di fisica, iniezione continua, studi di macchina) e il sistema di controllo dovrà agire appropriatamente per ciascuna di esse.

La vita stimata per questo detector è pari ad una decina di anni. Per preservarlo e quindi limitare i danni ai materiali di cui è composto, è necessario adottare qualsiasi strumento di monitoraggio per individuare e quantificare i fenomeni che potrebbero danneggiarlo, come le radiazioni. Nel nostro caso specifico sono di particolare interesse le radiazioni che non “possiedono” informazione, ovvero quelle che non derivano dalla collisione fra le particelle nel punto di interazione (IP Interaction Point). Per riuscire in questo intento vengono adottate contromisure di natura diversa, ovvero passiva ed attiva. Nella prima categoria [16] troviamo ad esempio l'utilizzo di schermi in tungsteno, installati nelle zone più critiche, e l'impiego di collimatori mobili, la cui funzione è quella di bloccare le particelle del fascio deviate prima che raggiungano la IR. La seconda categoria invece [16], quella attiva, vuole colmare le lacune della precedente monitorando i parametri del fascio in modo tale da evitare che la radiazione raggiunga livelli critici per la macchina e per il detector.

- Diamond Radiation Monitoring System (DRMS) basato su diamanti sCVD (Single-crystal Chemical Vapor Deposition) gestito da un'unità di controllo DCU (Diamond Control Unit) basata su FPGA, il cui scopo è quello di quantificare la radiazione nell'IR, memorizzarla e fornire un segnale di allarme nel caso in cui si verificano determinate condizioni. L'intero sistema è stato sviluppato nel Laboratorio di Strumentazione e Detectors con la collaborazione di INFN ed è il fulcro di questo elaborato.
- Scintillation Light And Waveform Sensors (CLAWS) detector system sincronizzato con l'iniezione in SuperKEKB capace di fornire un se-

gnale di abort ma non di memorizzare i dosaggi.

- Time Projection Chambers (TPCs) ovvero una camera riempita con una miscela di elio (70%) e CO<sub>2</sub> (30%) per misurare il flusso di neutroni nel tunnel di accelerazione da ambedue i lati di Belle II.
- <sup>3</sup>He tube detectors che conteggiano i neutroni termici con un'energia cinetica inferiore a circa 0.025 eV.
- Fotodiodi PIN installati vicino ad ogni collimatore, monitorano eventuali perdite di fascio improvvise.
- Ion Chambers misurano perdite di fascio all'interno dell'acceleratore.
- New Loss Monitor basato su cristalli di CsI per individuare perdite di fascio lungo gli anelli.

Tutti questi sistemi attivi che forniscono un segnale di allarme vengono gestiti ad un livello più alto dalla sala controllo dell'acceleratore che distingue i diversi warning ed allarmi, provenienti dal HER ed LER, avviando eventuali procedure di beam dump. I sistemi di monitoraggio infine, nel caso la sala controllo abbia individuato un'anomalia ed invii un segnale di avvenuto "abort" del fascio, sono configurati in modo tale da bloccare la scrittura in memoria, così da poter effettuare successivamente un'analisi post-mortem relativo alle cause che l'hanno prodotta. Andiamo ora a descrivere i detector utilizzati e le loro caratterizzazioni.

## 2.2 Sensori in Diamante

Il motivo che ha portato a questo tipo di materiale per queste applicazioni è semplice. Si ricorda che l'AO (Area of Operation) presenta un livello di radiazioni molto elevato e quindi si intuisce facilmente che il materiale deve essere resistente a questo tipo di sollecitazioni. Inoltre si vuole avere un materiale con un elevato gap energetico, al fine di avere dei sensori immuni alla variazione della temperatura. Materiali come il Silicio o il GaAs, date le premesse, non risultano adatti a questo scopo e quindi il diamante sCVD viene considerato allo stato attuale la scelta migliore negli acceleratori di questo tipo. I sensori utilizzati sono prodotti dalla Element Six [19] e basati su diamanti electronic grade sCVD ad alta purezza con dimensioni ( $4.5 \times$

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

---

$4.5 \times 0.55$ ) mm<sup>3</sup> con due elettrodi, ciascuno posto su una faccia opposta all'altra, di  $(4.0 \times 4.0)$  mm<sup>2</sup>, composti da Ti+Pt+Au con spessori di (100 + 120 + 250) nm. Gli elettrodi sono stati prodotti da CIVIDEC [20]) e sono in grado di resistere ad un elevato livello sia di radiazioni che di temperatura (400 °C). Dalla figura 2.8 si può osservare l'intera struttura del sensore e la posizione dei due elettrodi. Essa è formata da un PCB sulla quale sono incollati il cristallo e due pad rispettivamente per l'elettrodo posteriore BS (Back Side) e per l'anteriore FS (Front Side). Per il collegamento elettrico tra l'elettrodo e la sua pad vengono utilizzati due metodi diversi; il BS è incollato alla pad tramite una colla conduttiva e per l'FS invece vengono impiegati dei wire bonding in oro. Per i collegamenti con il mondo esterno (segnale e polarizzazione) vengono impiegati i due conduttori interni di due cavi coassiali mentre la calza è connessa meccanicamente ed elettricamente al PCB. Per completare la schermatura sono state realizzate delle coperture in alluminio con uno strato di isolante in kapton all'interno per evitare fenomeni di scarica tra i wire bonding ed il coperchio (figura 2.9). A sua volta la copertura è stata fissata alla struttura principale tramite nastro adesivo in kapton isolando quindi l'intera struttura.

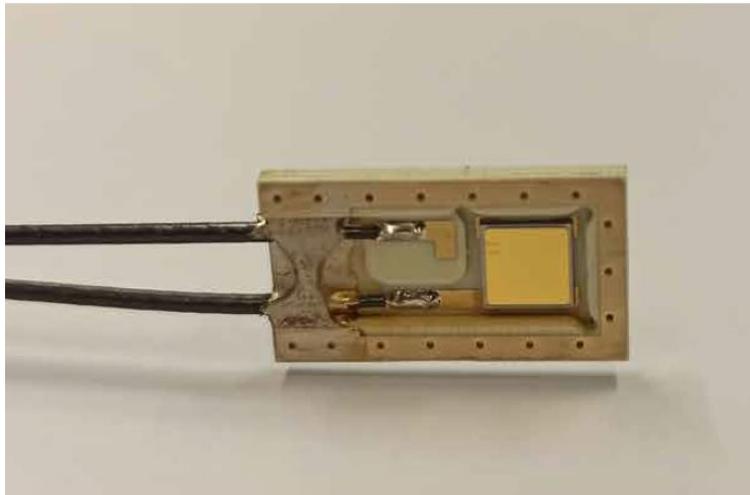


Figura 2.8: Struttura del sensore in diamante

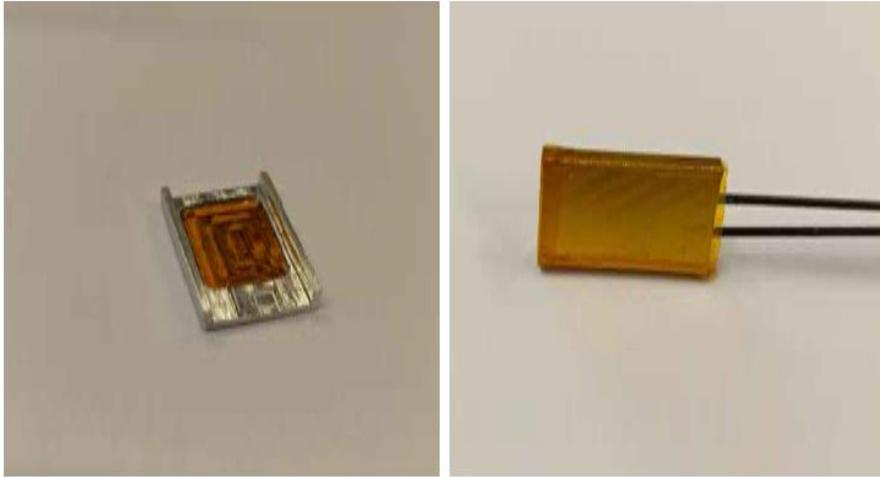


Figura 2.9: Copertura diamante con isolamento in kapton

### 2.2.1 Caratterizzazione sensori

Da quanto descritto fino ad ora risulta chiaro che il nostro obiettivo è quello di stimare la radiazione a cui il sensore è stato esposto misurandone il suo segnale in uscita. Per fare ciò si è rivelato fondamentale caratterizzare inizialmente ogni singolo diamante tramite un'opportuna campagna di misure che verrà descritto di seguito. Sebbene queste misure, che hanno richiesto più di un anno di lavoro, non siano l'argomento centrale di questa tesi, è bene esporre almeno gli aspetti principali: nel corso di questo capitolo verranno discussi quindi tutti i passi compiuti per caratterizzare i sensori, soffermandoci sugli aspetti più tecnici. Per tutte le questioni e i dettagli riguardanti la "fisica del sensore" e dell'interazione della radiazione di alta energia con il diamante verranno riportati solo i risultati fondamentali, rimandando per chi fosse interessato a [16] dove questi aspetti sono analizzati in profondità. La prima fase di misure, svolta presso i laboratori dell'INFN di Trieste in collaborazione con lo staff specializzato in questo tipo di caratterizzazioni, ha permesso di identificare quali dei diamanti disponibili fossero adatti ai nostri scopi. Sono state effettuate:

- Misura spessore dei diamanti per determinare l'uniformità meccanica della partita di sensori.
- Misura della corrente di buio (radiazione incidente nulla).

CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL  
MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

---

- Misura con radiazione  $\alpha$  (decadimento dell’Americio, energia 5.5 MeV) per stimare l’energia media che serve per creare una coppia elettrone-lacuna, fatta eseguendo una scansione x-y del campione. L’obiettivo è quello di valutare le proprietà di trasporto dei portatori e determinare l’omogeneità del cristallo trovando eventuali imperfezioni e/o impurità.
- Radiazione  $\beta$  (da decadimento dello stronzio) e X-Ray (effetto termionico filamento di tungsteno) per determinare il fattore di calibrazione che lega la corrente prodotta con la radiazione incidente.

Tutte le misure effettuate sono anche state simulate tramite il pacchetto di simulazione Monte Carlo completamente integrato per la fisica delle particelle FLUKA. Questa prima fase di test ha permesso di valutare la qualità dei diamanti ed i relativi fattori di calibrazione, ed infine selezionare quelli più adatti considerando in particolare le correnti di buio e l’omogeneità. Nella seguente tabella 2.1 vengono riportate tutte le caratteristiche salienti dei dispositivi, come l’energia media di ionizzazione  $E_{eh}$ , la tensione di polarizzazione ottimale  $V_{bias}^{op}$ , il guadagno fotoconduttivo  $G$  ed il fattore di calibrazione  $k$ .

Diamond detector	$\alpha$ irradiation	$\beta$ irradiation		$k$ [(mrad/s)/nA]
	$E_{eh}$ [eV]*	$V_{bias}^{op}$ [V]**	$G$	
DC32	$12.62 \pm 0.41$	+100	$0.982 \pm 0.025$	32.84
DC33	$12.63 \pm 0.38$	+100	$0.931 \pm 0.016$	34.64
DC34	$12.57 \pm 0.35$	-100	$0.938 \pm 0.014$	34.61
DC35	$12.91 \pm 0.42$	+100	$0.945 \pm 0.019$	34.14
DC36	$13.15 \pm 0.47$	+100	$0.949 \pm 0.016$	33.98
DC37	$12.91 \pm 0.37$	-100	$0.931 \pm 0.019$	34.64
DC38	$13.60 \pm 0.38$	-100	$0.972 \pm 0.015$	33.19
DC39	$12.97 \pm 0.45$	-100	$0.957 \pm 0.020$	33.72
DC40	$12.94 \pm 0.36$	$\pm 100$	$0.937 \pm 0.015$	34.42
DC41	$12.98 \pm 0.22$	+100	$0.928 \pm 0.027$	34.78

Tabella 2.1: Tabella riassuntiva dei risultati ricavati dalle misure con diverse tipologie di sorgenti. \* energia media per creare una coppia elettrone-lacuna. \*\* tensione di polarizzazione ottimale.

### **2.2.2 Analisi del transitorio della risposta dei diamanti ad impulsi ultra-brevi di elettroni**

Le precedenti misure hanno permesso di individuare quali fossero i dispositivi più adatti al nostro scopo ma non permettono di testare il loro comportamento in situazioni di fasci di grande intensità ed energia, ovvero proprio quelle riguardanti l'ambito della nostra applicazione. Nel caso di grandi perdite di fascio nella regione di interazione, la radiazione misurata tramite i sensori ha generato segnali di diversi mA: è stato calcolato (non è questa la sede per entrare nei dettagli, per chi fosse interessato si veda [16] che se questo ordine di grandezza di corrente è generato da una radiazione rapidamente variabile o non uniforme, ciò può generare cariche spaziali transitorie e un campo elettrico non uniforme con effetti non lineari. Di conseguenza, a differenza della radiazione continua costante, che è ben calibrata per il nostro sistema a diamante, il tasso di dose stimato per questi burst di radiazione potrebbe essere fortemente sottostimato. Sebbene si possano fare delle simulazioni numeriche riguardo a questi casi, e sebbene nel corso di questo progetto queste siano state eseguite con programmi dedicati particolarmente potenti (TCAD-Sentaurus), queste sono spesso il frutto di modelli estremamente semplificati e, prima di questo progetto, non è mai stata svolta una misura della linearità del diamante in funzione di radiazioni di grande intensità ed energia (comparabili a quelle presenti nella configurazione definitiva). Inoltre, nonostante si sia a conoscenza, dalla teoria, dei meccanismi di generazione delle coppie elettrone-lacuna, fenomeni che si verificano ad elevate intensità del fascio come l'effetto plasma, che potrebbero far venir meno alla suddetta linearità, non sono affrontabili analiticamente con rigore. Analizzando la figura 2.10 si può comprendere, intuitivamente, questo effetto.

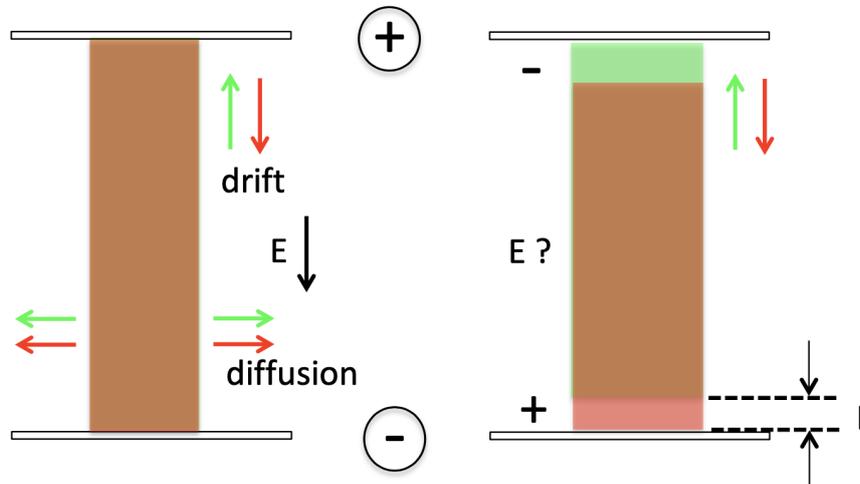


Figura 2.10: Rappresentazione schematica di due fasi consecutive di raccolta di carica all’interno di un diamante quando viene generato un campo elettrico  $E$  tra due elettrodi. Nei volumi marroni sono presenti in quantità uguali portatori di carica negativi e positivi che si vengono a creare “istantaneamente” al passaggio della radiazione ionizzante. I volumi verdi e rossi vicino agli elettrodi rappresentano, rispettivamente, la concentrazione non bilanciata di portatori di carica negativi e positivi immediatamente dopo, quando le cariche iniziano a muoversi sotto l’effetto del potenziale elettrico applicato.

Se ipotizziamo che un impulso di carica di 1 pC di alta energia (ordine del GeV) attraversi il sensore, è possibile ricavare facilmente il numero di coppie elettrone-lacuna prodotte. Se questo impulso è molto confinato spazialmente, ad esempio ha una sezione dell’ordine di un centinaio di  $\mu\text{m}$  ed è lungo poche centinaia di  $\mu\text{m}$ , date le dimensioni e l’energia questo attraverserà quasi “istantaneamente” il diamante, lasciando dietro di sé un “cilindro di cariche” di grande densità. Questa è facilmente calcolabile: secondo la teoria [16], la perdita di energia media di un elettrone di energia 1 GeV in ingresso nel diamante di spessore 500  $\mu\text{m}$  è  $\Delta E = 0.35 \text{ MeV}$ ; dato che l’energia di ionizzazione media per coppia elettrone (e) - lacuna (h) (“gap efficace”) per il diamante è di circa 13 eV, ciò corrisponde a circa  $2.7 \times 10^6$  coppie e-h iniettate per ogni elettrone in ingresso. Considerando che 1 pC corrisponde a circa  $6 \times 10^6$  elettroni, e ipotizzando che sia uniformemente distribuito in un cilindro lungo 300  $\mu\text{m}$  e di diametro 100  $\mu\text{m}$  (volume pari a circa  $10 \times 10^{-5} \text{ cm}^3$ ) si deriva che un singolo impulso può iniettare localmente concentrazioni di e-h

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

---

fino a circa  $10^{15} \text{ cm}^{-3}$  in un volume limitato e in un intervallo di tempo di 1 ps. Come mostrato nello schema a sinistra della figura 2.10, inizialmente le cariche negative bilanciano perfettamente quelle positive; le cariche si muovono poi nel diamante sia attraverso la diffusione sia attraverso la deriva, quest'ultima dovuta al campo elettrico generato tra i due elettrodi. Quando elettroni e lacune iniziano a derivare nel campo elettrico esterno verso i due elettrodi opposti, si forma una carica spaziale negativa (positiva) non bilanciata vicino all'anodo (catodo), lasciando un volume neutro nel nucleo del diamante. Le due zone cariche, di lunghezza  $L$  nella figura 2.10, creano quindi un campo elettrico "antagonista" di quello imposto esternamente, che può essere calcolato almeno approssimativamente per avere un'idea delle dimensioni e dei tempi in gioco. Supponiamo di voler avere una prima valutazione di quando il campo elettrico dovuto alle cariche compensa il campo elettrico esterno nella zona centrale, di modo che i portatori di carica non siano più soggetti ad alcun campo. Per stimare approssimativamente lo spessore  $L$  necessario per produrre un campo elettrico "interno" opposto approssimativamente dello stesso ordine di grandezza di quello "esterno", la distribuzione della carica vicino alla superficie del diamante e la corrispondente carica d'immagine opposta richiamata istantaneamente negli elettrodi metallici possono essere approssimate come un dipolo (figura 2.11).

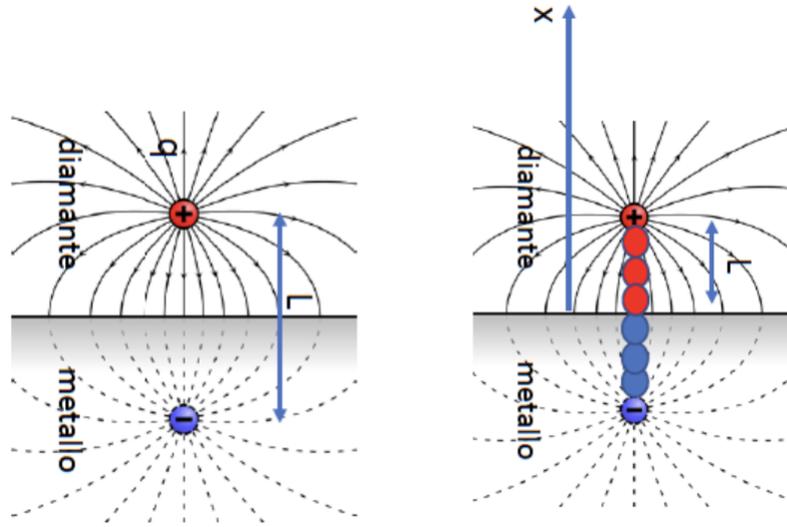


Figura 2.11: Schema approssimativo a bipolo, dove la carica rossa deriva all'interno del substrato mentre quella blu rappresenta la carica immagine nell'elettrodo.

Supponendo che le cariche siano distribuite uniformemente lungo una linea "x" nel diamante, e quindi anche le cariche d'immagine nell'elettrodo, come mostrato in figura 2.11, il campo elettrico lungo la linea  $x$  sarà dato da:

$$E = \frac{\lambda L}{4\pi\epsilon_0\epsilon_r} \frac{1}{x} \left( \frac{1}{x-L} - \frac{1}{x+L} \right) \quad (2.2.1)$$

dove  $\lambda$  è la densità di carica lineare,  $L$  è lo spessore con la carica spaziale non bilanciata vicino agli elettrodi, necessario per produrre un campo  $E$  "contrapposto" dello stesso ordine del campo  $E$  "esterno" preesistente,  $\epsilon_0$  è la costante dielettrica del vuoto e  $\epsilon_0\epsilon_r$  è la costante dielettrica del diamante. Inserendo i valori tipici per il campo  $E$  (100 – 200 V) e il valore della densità appena calcolata si deriva (per i calcoli precisi si rimanda a [16]) che nel giro di poche decine di ns si raggiunge una "L" di alcuni micron che risulta sufficiente a compensare il campo elettrico nella regione centrale. Ciò dà la possibilità alle cariche centrali di ricombinarsi e il tempo di "smaltimento" delle cariche prodotte si allunga notevolmente: da pochi ns che sarebbero necessari calcolando la mera velocità dovuta al campo esterno si giunge a tempi di alcuni microsecondi. Sebbene siano anche state eseguite delle si-

mulazioni numeriche[16] che nella sostanza e come ordine di grandezza sono molto vicine a quanto ottenuto con questo modello assai approssimato, si è voluto verificare sperimentalmente se in effetti questo eccesso di radiazione molto concentrata nel tempo e nello spazio producesse effettivamente questi effetti. Per fare ciò si è sfruttata la macchina Free Electron Laser (FEL) FERMI presente a fianco dell'acceleratore Elettra, e più in particolare la sezione che accelera in modo controllato i bunches di elettroni che vengono utilizzati per produrre gli impulsi di luce FEL. Prima di discutere in che modo questo acceleratore è stato impiegato per fare queste misure, verrà riportata una descrizione sommaria della macchina FERMI con approfondimenti solo sulle parti di nostro interesse come il Linac (Linear Accelerator) e la zona DBD (Diagnostic Beam Dump), dove si è svolta la campagna di misure. Successivamente verrà trattata la parte del setup misure che è stata impiegata in questa campagna di test ed infine verranno commentati i dati raccolti.

### 2.3 Sorgente di luce FERMI

FERMI è un laser ad elettroni liberi (FEL) sviluppato per fornire impulsi ultra-brevi nell'ultravioletto e nella gamma dei raggi X molli completamente coerenti (10 – 100 fs) con una luminosità di picco dieci miliardi di volte superiore a quella resa disponibile dalle sorgenti di luce di terza generazione [21]. Per i nostri scopi è di particolare interesse la parte dell'acceleratore lineare (Linac), che accelera gli elettroni emessi da un fotocatodo metallico (rame policristallino) sul quale incide un fascio laser con lunghezza d'onda pari a 263 nm (UV). L'impulso laser viene "sagomato" in modo tale da ottimizzare il fascio di elettroni uscente. I pacchetti di elettroni emessi, con energie di  $\sim 50$  MeV ed una carica complessiva che va da  $\sim 10$  pC a 1000 pC, hanno una frequenza di ripetizione fino ai 50 Hz. Una volta accelerati, le energie che si ottengono sono comprese fra gli 0.9 GeV ed i 1.35 GeV. Nella figura 2.12) viene rappresentata schematicamente la struttura dell'acceleratore mentre la figura 2.13) è una foto del Linac.

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

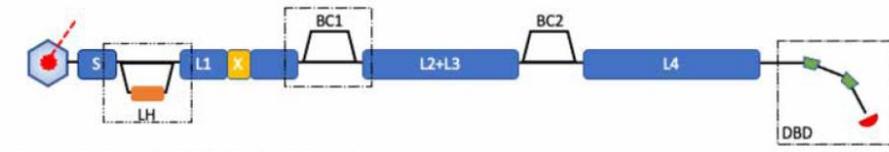


Figura 2.12: Schema struttura FERMI.[16]



Figura 2.13: Linac.

Si individuano: gli acceleratori, indicati con la lettera L, il laser heater (sigla LH), i Bunch Compressors (BC) ed il DBD.

- Acceleratori: sono delle cavità risonanti, formate da un determinato numero di sezioni, all'interno delle quali si instaura un campo elettromagnetico che ha il valore massimo nell'istante in cui c'è il passaggio del pacchetto di elettroni. Il campo elettromagnetico viene eccitato all'interno della cavità tramite guide d'onda che propagano il segnale di potenza proveniente dagli amplificatori klystron [22].
- Laser Heater: dispositivo che ha il compito di minimizzare l'instabilità di microbunching ( $\mu$ BI) che fa ridurre la qualità del fascio. Il  $\mu$ BI identifica delle piccole modulazioni presenti all'interno del fascio che

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

si vengono a creare per non uniformità del fotocatodo, non idealità del laser e/o interazioni fra gli elettroni (repulsione di Coulomb) del fascio a causa di una loro densità variabile all'interno del fascio [22]. Queste modulazioni, se non gestite correttamente, vengono amplificate dai Bunch Compressor, deteriorando la qualità del fascio, come si vede in figura 2.14.

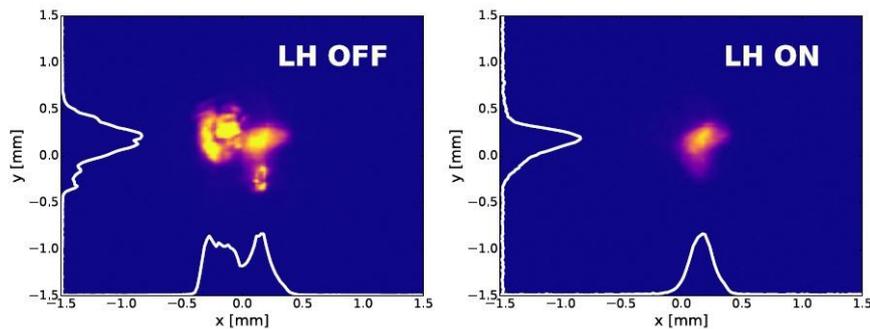


Figura 2.14: Immagine del fascio ottenuto senza LH e con LH [23].

Il Laser Heater è quindi un raggio laser nell'infrarosso che viene fatto interagire con il fascio in un ondulatore locale, provocando un aumento della variazione di energia (energy spread) incorrelata, smorzando il microbunching (Landau Damping). Nella figura 2.15) viene riportata la struttura schematizzata dell'LH.

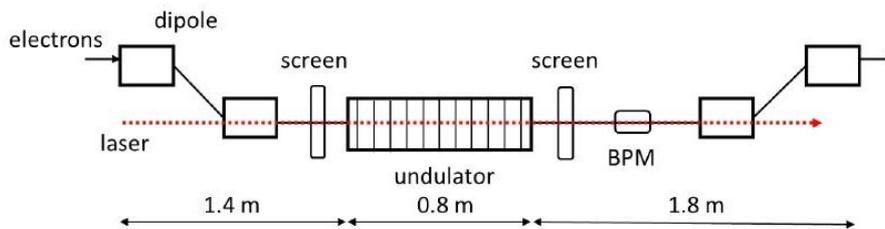


Figura 2.15: Schema a blocchi del LH implementato a FERMI.[23]

- Bunch Compressor: la qualità del fascio dipende anche dalla sua durata, ovvero la sua lunghezza. Lo scopo di questo compressore magnetico è quello di diminuire la dimensione longitudinale dei pacchetti di elettroni. Esso è composto da quattro magneti curvanti che fanno percorrere, come si vede in figura 2.16), una traiettoria a *chicane* al

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

pacchetto di elettroni. Gli elettroni più energetici (colore blu in figura) percorrono un percorso minore rispetto ad i meno energetici (colore rosso) riducendo, terminata la chicane, la dimensione.

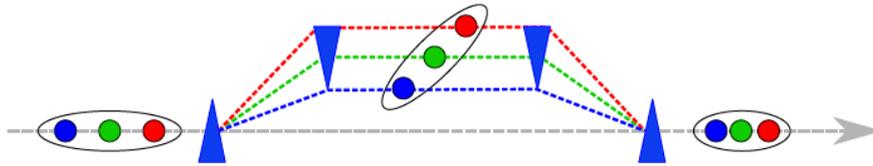


Figura 2.16: Rappresentazione schematica del funzionamento del Bunch Compressor [23].

- DBD: nella parte finale del Linac gli elettroni accelerati possono essere deviati ed indirizzati verso il DBD (Diagnostic Beam Dump), che si può vedere in figura 2.18. Esso è composto da un blocco di grafite-alluminio con un'efficienza di assorbimento pari a  $\sim 99\%$ . In questa sezione sono posizionati inoltre con 2 bipoli atti a deviare il fascio (bending magnets) e 4 quadrupoli per focalizzare quest'ultimo (focusing magnets).



Figura 2.17: Beam dump situato nella zona DBD.

Nella figura 2.18 i dipoli vengono indicati con la sigla “psb\_dbd.01-02” ed i quadrupoli con la sigla “psq\_dbd.01-05”.

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

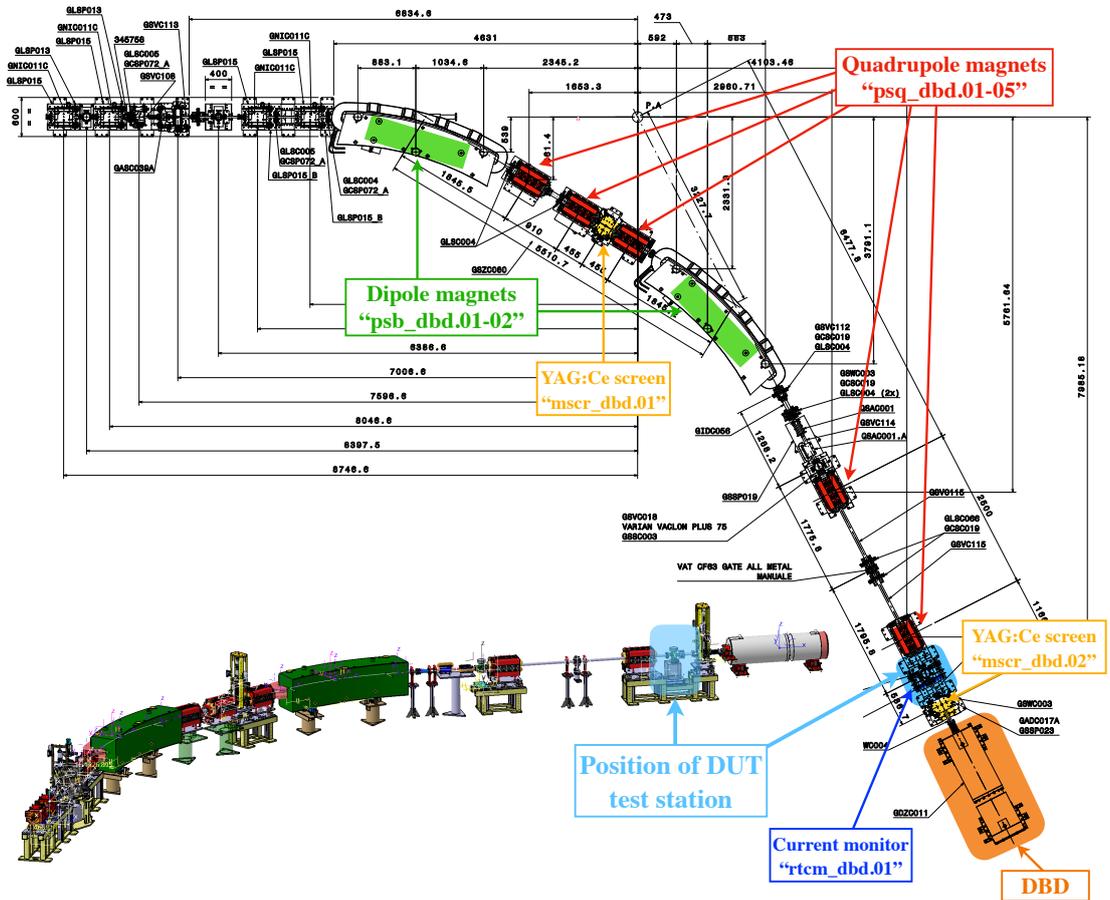


Figura 2.18: Disegno meccanico della sezione a ridosso del DBD in cui si individuano: bipoli, quadrupoli, schermo YAG:Ce e current monitor [16].

Da quanto appena descritto è evidente che abbiamo voluto fare un uso “non canonico” degli impulsi di elettroni del FEL: questi sono generati per poi produrre impulsi di radiazione e in teoria lo scopo della DBD è solo quello di verificare la qualità degli impulsi di carica. Nel nostro caso invece abbiamo voluto realizzare una vera e propria stazione sperimentale di test che utilizza gli impulsi di carica, prima che questi raggiungano il blocco di assorbimento, per testare la risposta dei nostri rivelatori. Questa stazione sperimentale, che consta essenzialmente di una camera in ultra alto vuoto provvista di manipolatore lineare e altri sistemi di diagnostica, è stata chiamata DUT (Device Under Test) ed è collocata circa 50 cm a valle dell’ultimo quadrupolo e circa 50 cm a monte di un beam position monitor (Bergoz) utilizzato per

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

---

il monitoraggio della carica. Data la notevole complessità del sistema appena descritto, risulta evidente l'imprescindibilità di un sistema di diagnostica [24] e di focalizzazione del "fascio", prima di tutto per garantire un utilizzo della macchina in sicurezza ed in secondo luogo per avere un feedback in modo tale da ottimizzare i parametri del fascio. Quest'ultimo aspetto è fondamentale in quanto, per ciò che abbiamo scritto, anche le dimensioni degli impulsi di carica giocano un ruolo fondamentale. Tra questi sistemi possiamo trovare, oltre a sestupoli e quadrupoli magnetici atti a focalizzare gli impulsi, gli schermi YAG:Ce che permettono di analizzare sul piano trasversale la posizione ed il profilo del fascio, le Coppe di Faraday che quantificano il valore assoluto di carica, radiatori Cherenkov che tramite un'opportuna telecamera forniscono il profilo longitudinale del fascio, i *pepper pot* per la misura dell'emittanza, i BPM (Beam Position Monitor) per individuare la posizione del fascio in modo non invasivo e trasformatori Bergoz sempre per il monitoraggio della carica. Di particolare interesse sono gli schermi YAG:Ce in quanto a seconda della forma del fascio sul piano trasversale consentono di discernere fra un fascio idoneo alle nostre misure ed uno non idoneo. Essi consistono in uno schermo a scintillazione basato su granato di ittrio ed alluminio con drogaggio di cesio, di spessore 100  $\mu\text{m}$ . Questa tipologia di materiale permette di ottenere spessori ridotti di circa 5  $\mu\text{m}$ . Quando viene attraversato da elettroni esso emette luce per scintillazione con una resa quantica di circa  $\sim 35000$  photons/MeV e lunghezza d'onda massima di 550 nm. L'acquisizione della luce nel visibile viene effettuata da una camera CCD con una risoluzione di tutto il sistema pari a circa 10  $\mu\text{m}$ . In figura 2.29 viene schematizzata la struttura del sistema; lo YAG:Ce di forma circolare con diametro di 22 mm è posizionato con un'inclinazione di  $45^\circ$  rispetto alla direzione del fascio, in modo tale che la luce emessa venga indirizzata verso la camera, con l'ausilio di specchi e lenti ottiche. L'intensità di ciascun pixel, ovvero il suo valore, è proporzionale al quantitativo di fotoni generati e quindi proporzionale al numero di elettroni che attraversa lo YAG:Ce. Per ottenere le informazioni spaziali del fascio e quindi le sue dimensioni è necessario utilizzare un target con scala graduata e compiere una calibrazione.

### 2.3.1 Stazione sperimentale DUT

L'obiettivo dello sviluppo della camera di test DUT è quello di avere un sistema in grado di far arrivare impulsi di elettroni di carica e di dimensioni

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

---

ben caratterizzate su più sensori posti in UHV collegati a diversi sistemi di misura. Per fare ciò è quindi necessario avere un supporto sul quale vengono montati i sensori, più una parte di movimentazione. Inoltre, l'intero oggetto deve operare nelle stesse condizioni di pressione in cui lavora la macchina, senza “rompere” il vuoto, che è dell'ordine di  $10 \times 10^{-10}$  mbar.

Analizziamo ora il setup sperimentale, partendo dalla struttura adibita all'alloggio e movimentazione dei diamanti, la sua integrazione con la struttura attuale di FERMI e con i suoi sistemi, per poi passare alle sessioni di misura. Anticipiamo che il setup sperimentale ha subito notevoli variazioni durante gli anni e quindi verrà descritta, per ogni modifica, la motivazione che ha portato ad effettuarla e la sua influenza sui dati raccolti durante le sessioni di misura. Qui di seguito viene riportata la tabella riassuntiva 2.2 con tutte le sessioni di misure a cui si farà riferimento durante la loro descrizione.

Sessioni misure	Strumentazione
Ottobre 2021	DUT
Novembre 2021	DUT, mscr_dbd.01 and rctm_dbd.01
Marzo 2022	DUT, mscr_dbd.02 and rctm_dbd.01
Maggio 2022	DUT, mscr_dbd.02, rctm_dbd.01 and external diamond
Giugno 2022	DUT, mscr_dbd.02, rctm_dbd.01 and external diamond
Giugno 2023	DUT, mscr_dbd.02, mscr_dbd.03 and rctm_dbd.01
Maggio 2024	DUT, mscr_dbd.02, mscr_dbd.03 and rctm_dbd.01

Tabella 2.2: Tabella riassuntiva con le date di tutte le sessioni di misura e la strumentazione utilizzata per ciascuna di esse.

Il controllo da remoto della strumentazione è un requisito imprescindibile, in quanto la stazione sperimentale DUT non è accessibile durante il funzionamento del FEL, data la presenza di radiazioni ionizzanti. Si sono quindi implementati, tramite LabVIEW, i programmi necessari all'interfacciamento con gli strumenti precedentemente descritti.

- Software controllo HV FLEX: in grado di controllare e monitorare l'alimentatore dedicato alla polarizzazione dei sensori.
- Software oscilloscopio: come si può vedere dalla figura 2.23, il pannello del VI (Virtual Instrument) emula la faccia frontale dell'oscilloscopio e riproduce tutte le funzioni di interesse dello stesso. Durante le fasi di test si è osservato che le tempistiche fra l'invio dei comandi all'oscil-

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

loscopio per la ricezione dei dati acquisiti ed il loro invio da parte di quest'ultimo non erano costanti e quindi una visualizzazione in tempo reale delle forme d'onda non era possibile. Per risolvere questa criticità con efficienza ed efficacia si è deciso di utilizzare un software che funge da desktop remoto.

- Software YAMS: il pannello VI in figura 2.20 permette di dialogare con il modulo Galil per il controllo del manipolatore. Sono implementate funzioni come l'azzeramento per identificare un nuovo punto d'origine, movimentazione in termini assoluti ed in termini relativi.

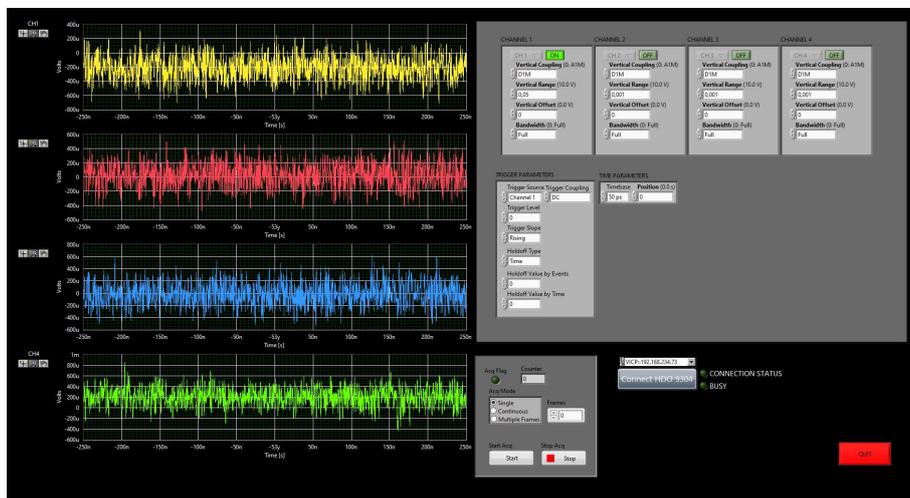


Figura 2.19: Pannello di controllo implementato in LabVIEW per l'oscilloscopio.

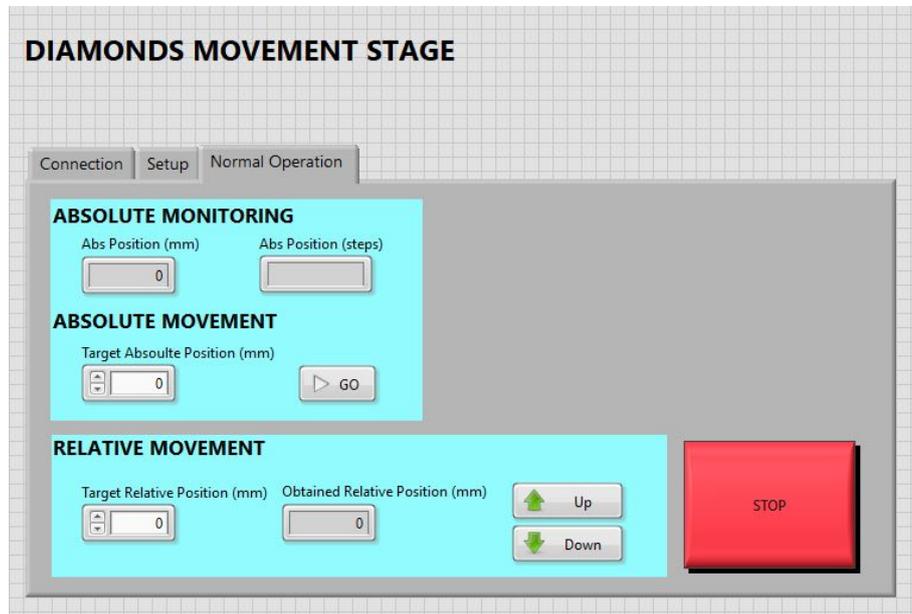


Figura 2.20: Pannello di controllo per la movimentazione del manipolatore.

Nella zona DUT inoltre, per proteggere la strumentazione è stato eretto un muro di mattoni in calcestruzzo con densità di  $\sim 2.3 \text{ g/cm}^3$ , per evitare la penetrazione delle radiazioni.



Figura 2.21: Oscilloscopio protetto da mattoni in prossimità della zona DBD

## 2.4 Campagna misure

Le sessioni di misure sono composte sempre da due turni. Il primo turno prevede che il/i fisico/i di macchina compiano una messa a punto della macchina, in modo tale da ottenere un fascio sufficientemente collimato sul piano dei sensori. Questo compito fondamentale non è per nulla banale per basse quantità di carica voluta (inferiore ai 50 pC, secondo le indicazioni pervenute dai fisici di macchina di SuperKEK). Nelle condizioni standard di funzionamento infatti il FEL fornisce impulsi da 1 ps e con carica compresa tra i 500 pC ed i 1000 pC e tutti i sistemi di controllo e retroazione sono stati ottimizzati per queste condizioni. Quindi è necessario che il fisico di macchina sfrutti al meglio i sistemi di diagnostica e le sue abilità per raggiungere l'obiettivo. Si intuisce facilmente che si ottiene un fascio tanto più collimato sui diamanti quanto più vicino ai diamanti è posizionato lo schermo YAG:Ce, motivo che ha portato, come vedremo in futuro, a modifiche del setup sperimentale e della strumentazione di diagnostica utilizzata. Il secondo turno

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

---

è invece adibito alla caratterizzazione del transitorio dei diamanti quando questi vengono investiti dal fascio e viene suddiviso nelle seguenti fasi:

- Test Polarizzazione: Questo test viene effettuato mantenendo sia la focalizzazione che la quantità di carica del fascio costante, variando progressivamente la tensione di polarizzazione dei sensori da 10 V fino a 300 V .
- Test carica incidente: In questo caso viene variata la quantità di carica incidente, mantenendo costante la tensione di polarizzazione e la focalizzazione del fascio. Con cariche inferiori ai 50 pC il fascio deve essere rifocalizzato ad ogni variazione di carica siccome tende a variare la sua forma.
- Test focalizzazione: Compiuto con tensione di polarizzazione costante (100 V), mantenendo costante la quantità di carica incidente e variando le dimensioni del fascio ovvero la sua focalizzazione per individuare eventuali non linearità di conversione da parte dei diamanti.

Dalla figura 2.22 si evince lo schema delle connessioni elettriche alimentazione-sensori-oscilloscopio.

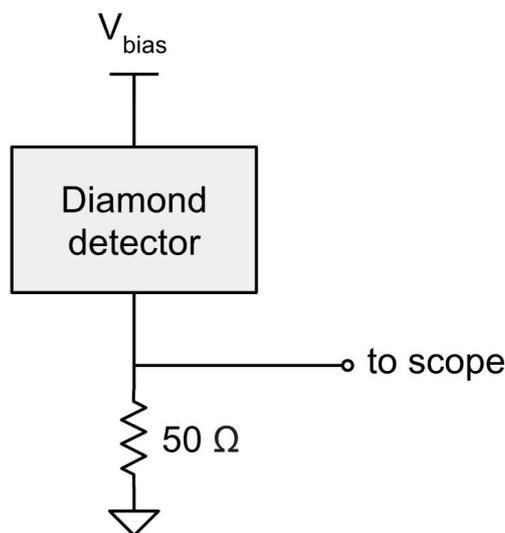


Figura 2.22: Oscilloscopio protetto da mattoni in prossimità della zona DBD

- HV FLEX: alimentatore ad alta tensione (da  $\pm 50$  V a  $\pm 6$  kV) il cui compito è quello di fornire la tensione di polarizzazione ai diamanti

(un alimentatore per ciascun diamante). Questo alimentatore possiede uno stadio d'uscita basato su un convertitore DC/DC ad alta tensione, il cui segnale viene filtrato da un filtro passa basso che garantisce una stabilità elevata ed un rumore in uscita molto basso. Oltre ad un controllo in locale (encoder e schermo) è implementato un controllo da remoto dell'oggetto, tramite interfaccia ethernet e protocollo di trasmissione TCP/IP o UDP. Il controllo da remoto è fondamentale per il nostro utilizzo, siccome permette di monitorare e controllare il segnale in uscita.

- Teledyne LeCroy HDO9000: oscilloscopio utilizzato per monitorare il segnale generato dai diamanti quando sottoposti al fascio. Esso fornisce una conversione analogica digitale a 10 bit con una larghezza di banda di 3 GHz e 40 GS/s. L'oscilloscopio viene impostato in modo tale da mediare il segnale con 1000 acquisizioni. Anche in questo caso esso può essere controllato da remoto.
- YAMS: controllore di motori passo-passo basato su Galil DMC-21x3 per la parte di controllo e per la parte di potenza invece l'IMxxH [25]. Agendo sul pannello di controllo si può avere il controllo in locale dei motori, altrimenti si può sfruttare il collegamento da remoto.

#### 2.4.1 Novembre 2021

Come si vede dalla figura 2.23 sottostante, i sensori sono montati su un supporto progettato in laboratorio e realizzato dai nostri collaboratori all'INFN. In questo caso, puramente dimostrativo, si vede una delle quattro posizioni occupate da un diamante senza la copertura, installata invece nelle altre 3 posizioni. Il supporto di alluminio ha uno spessore di 8 mm e presenta 4 fori lungo la verticale con diametro di 9 mm e distanziati fra loro di 21 mm (centro-centro).

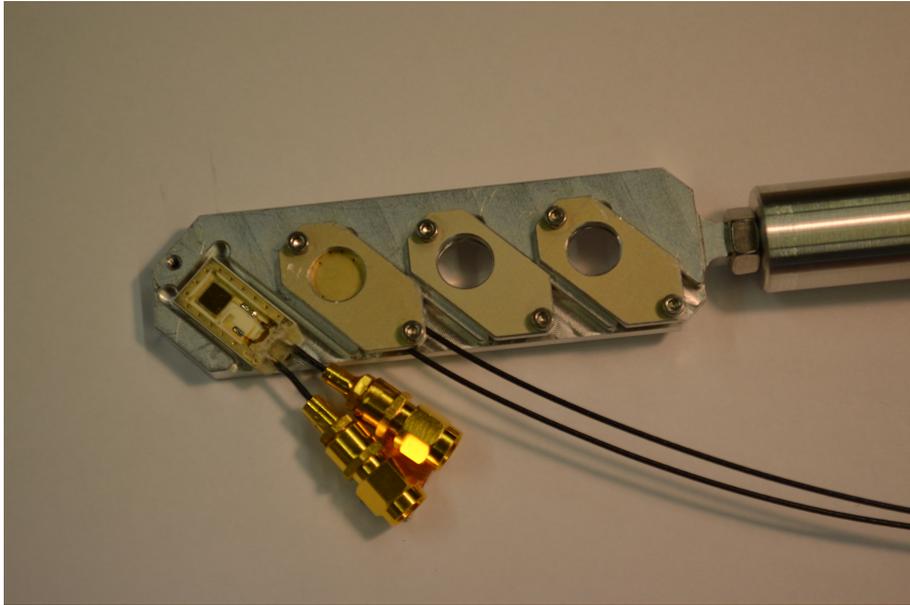


Figura 2.23: Supporto per 4 sensori con installato un diamante

Il supporto a sua volta è collegato ad un'asta che è vincolata ad un manipolatore con soffietto. Il manipolatore permette di muovere il supporto in verticale, in modo tale da allineare il sensore voluto con il fascio in passi da  $3.15\ \mu\text{m}$ . Esso è inoltre dotato di due switch di fine corsa per evitare danneggiamenti al sistema. Nella figura 2.24 si vede il sistema montato, formato da un supporto, un'asta e un manipolatore. Esso è stato cablato opportunamente in modo tale da avere i cavi provenienti dai sensori diretti alla croce, dotata di passanti da vuoto, per portare il segnale al mondo esterno.

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

---

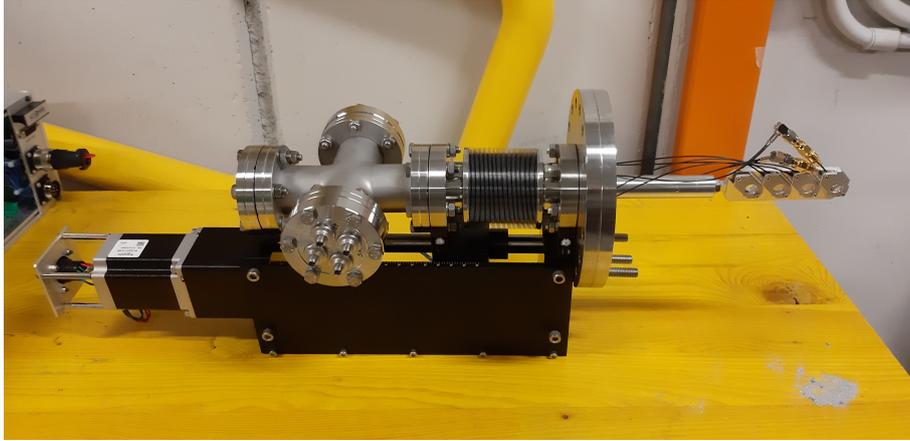


Figura 2.24: Sistema completo pronto al montaggio, costituito da supporto, asta e manipolatore

L'intero apparato è stato infine montato in un'apposita camera (figura 2.25) posta ad una pressione di  $10 \times 10^{-10}$  mbar.

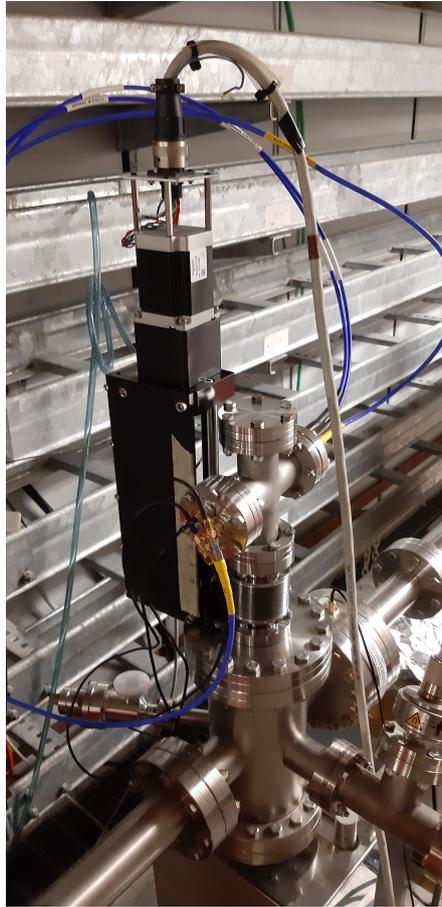


Figura 2.25: Sistema completo installato nella zona DUT.

Delle 4 posizioni ne vengono impiegate solo 3; quella libera viene utilizzata per far passare il fascio di elettroni inalterato. Per motivi di ingombri i diamanti sono stati montati con un'inclinazione di  $45^\circ$  e vengono polarizzati tramite un High Voltage Power supply; i segnali vengono monitorati tramite oscilloscopio. In questo primo beamtime lo schermo YAG:Ce più vicino al DUT è il "mscr\_dbd.01" e per il monitoraggio di corrente si è utilizzato il "rctm\_dbd.01" (vedi figura 2.18). Lo schermo ha permesso quindi di osservare la forma del fascio prima dell'ultimo magnete curvante verso il DBD, mentre il current monitor ha reso possibile la verifica del funzionamento del trasporto di carica fino al DBD, confermando che tutta la carica (a meno delle perdite) è arrivata a destinazione. Per analizzare meglio la forma verticale del fascio si sono effettuate molteplici misure variando, tramite il manipolatore, la posizione verticale dei diamanti rispetto al fascio e com-

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

piendo quindi una mappatura verticale dei punti di incidenza. A tutti gli effetti il nostro sistema, fornendo un feedback al fisico di macchina, è diventato parte integrante del sistema di diagnostica. In figura (figura 2.30) sono rappresentate le ampiezze normalizzate in funzione della posizione verticale di ciascun sensore.

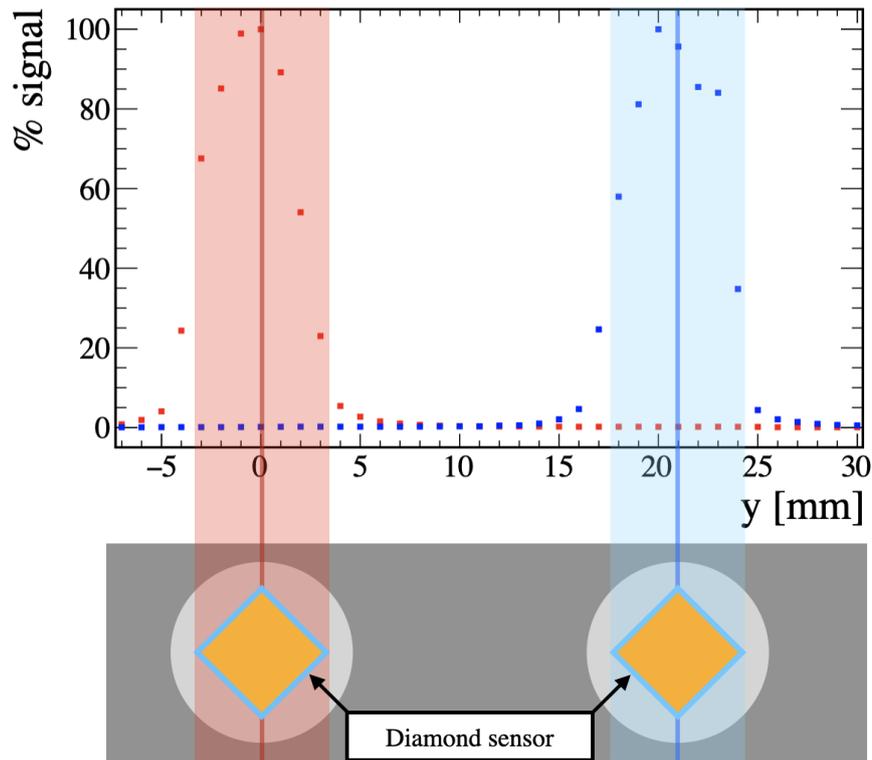


Figura 2.26: Scansione verticale effettuata con una carica di 10 pC ed una tensione di polarizzazione di 10 V. La figura sottostante rappresenta la posizione di incidenza del fascio sul sensore che ha generato quella determinata percentuale del segnale [16]

L'interpretazione dei dati è stata effettuata assumendo che il fascio abbia una dimensione di  $\sim 100 \mu\text{m}$  e che la risposta dei diamanti non vari in funzione del punto di incidenza del fascio nell'area attiva. Dato che i sensori sono stati montati con un'inclinazione pari a  $45^\circ$  l'altezza del fascio dovrebbe avere una corrispondenza con la diagonale verticale del diamante esposto al fascio che misura 6.36 mm. Dalla figura 2.30 si evince però che i valori maggiori di segnale si ottengono per una distanza di  $\pm 2$  mm dal centro del diamante. Per distanza superiori ai  $\pm 3$  mm, quindi fuori regione attiva,

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

---

l'ampiezza del segnale diminuisce dell'80 %. Data la posizione lontana dello schermo fluorescente, o meglio, l'assenza di uno schermo nelle vicinanze della zona DUT si è ipotizzato che il fascio incidente fosse più grande di quanto supposto, ipotesi poi comprovata dalle simulazioni [16].

La prima fase di test si è quindi rivelata molto importante in quanto ha permesso di verificare sia il corretto funzionamento del FEL con valori di carica non ideali, che tutta la catena di cui è composto il nostro setup sperimentale. Ovviamente sono state portate alla luce anche alcune limitazioni di quest'ultimo tra cui, la più importante: vista la notevole discrepanza da quanto previsto teoricamente riguardo alle dimensioni del fascio e quanto misurato, è stato deciso che fosse necessario montare uno schermo di fluorescenza a ridosso del punto di interazione coi diamanti.

### **2.4.2 Marzo 2022**

Per questa sessione di misure è stata effettuata una modifica ai sistemi di diagnostica del FEL nella zona DBD. Nello specifico è stato interposto uno schermo a fluorescenza, denominato “mscr\_dbd.02”, tra DBD e zona DUT a circa 50 cm a valle di quest'ultimo. Il processo di installazione ha richiesto che in quella sezione prima si rompesse il vuoto, si montasse l'intero apparato ed infine si instaurasse nuovamente la pressione di lavoro, il tutto senza perdite. Durante la sessione di misure, questo nuovo schermo ha permesso la focalizzazione del fascio su di esso, fornendo delle informazioni aggiuntive della sua sezione trasversale in prossimità dell'area DUT. Dalla figura 2.29 si evince che, benché il contenuto informativo di “mscr\_dbd.02” sia superiore a quello di “mscr\_dbd.01”, non siamo ancora a conoscenza della forma effettiva del fascio sul piano dei diamanti e di eventuali perdite. Nelle due sessioni di misura successive si è cercato quindi di indagare sulla possibile presenza di perdite del fascio, installando un diamante esternamente alla camera e monitorandone il segnale generato (Maggio 2022 e Giugno 2022).

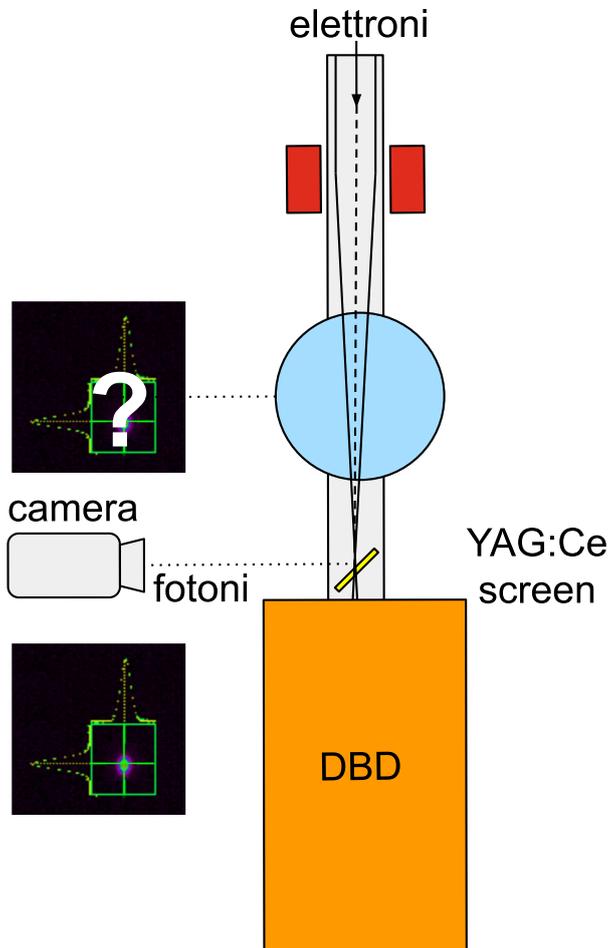


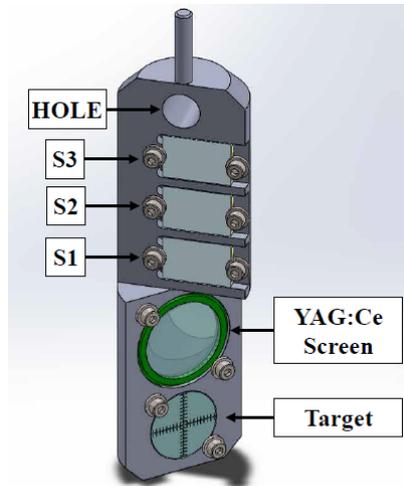
Figura 2.27: Schema a blocchi dello schermo YAG:Ce posto a circa 50 cm a valle della zona DUT (azzurro). In rosso il quadrupolo ed in arancione il DBD

### 2.4.3 Giugno 2023 e Maggio 2024

Per effettuare le ultime due giornate di misura si è deciso, assieme al personale INFN coinvolto, di risolvere definitivamente la problematica del monitoraggio. Ciò ha comportato una progettazione ex novo del supporto diamanti, in modo tale da ospitare lo YAG:Ce ed il target di messa a fuoco sullo stesso piano dei diamanti. Anche in questo caso il supporto è stato progettato e realizzato all'interno del nostro laboratorio. Come si vede dalla figura 2.28a)

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

il nuovo supporto può essere suddiviso in due zone, quella di misura e quella di diagnostica.



(a)



(b)

Figura 2.28: (a) Rendering del nuovo supporto in cui si individuano: il foro, le sedi per i diamanti, lo schermo YAG:Ce ed il target (b) Supporto nuovo con 2 diamanti installati

La zona di misura è quella in cui vengono montati i diamanti e che presenta un foro per far passare inalterato il fascio e tre supporti per tre diamanti.

## CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

Da notare che rispetto al precedente supporto (figura 2.23) i diamanti non hanno più lo scomodissimo angolo di montaggio pari a  $45^\circ$ . La zona di diagnostica invece ospita lo schermo YAG:Ce ed il target di focalizzazione per la telecamera. Si nota che il piano di diagnostica è ruotato di  $45^\circ$  rispetto al piano di test in modo tale da permettere, nel caso in cui il fascio incida sullo schermo, l'indirizzamento dei fotoni verso l'esterno della camera, come schematizzato in figura 2.29.

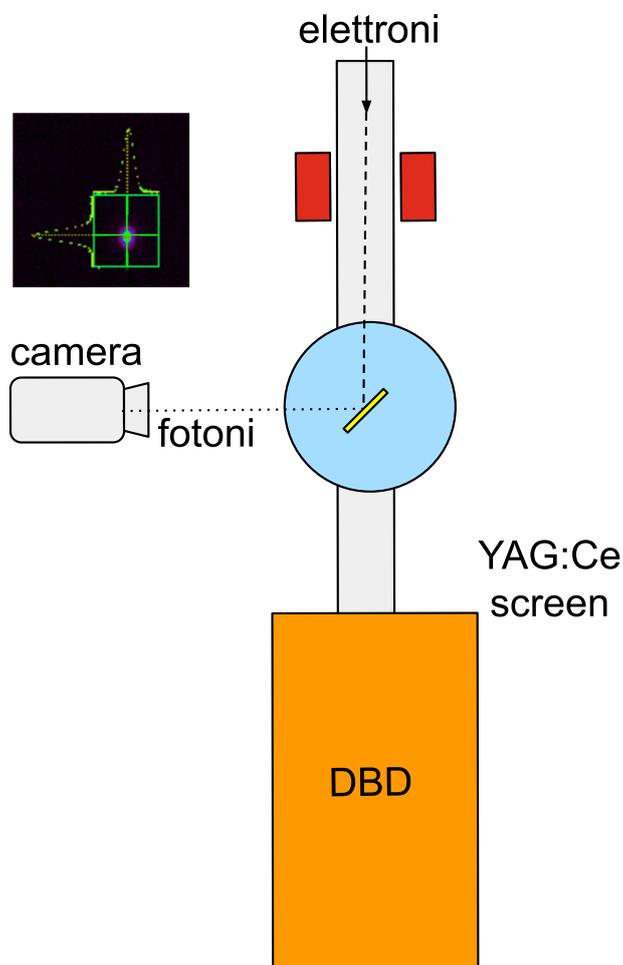


Figura 2.29: Schema a blocchi dello schermo YAG:Ce del nuovo supporto. In rosso il quadrupolo, in arancione il DBD ed in azzurro la zona DUT

Questa modifica ha permesso di osservare, e quindi di caratterizzare, il

fascio incidente sui sensori eliminando quindi tutti i dubbi presenti nelle precedenti sessioni di misura. Di conseguenza il protocollo di misure è stato modificato utilizzando quest'ultimo schermo come il principale. Questa scelta tecnica ha inoltre semplificato le operazioni dei fisici di macchina in quanto essi possono compiere del "fine tuning" del fascio nella zona di interesse.

#### **2.4.4 Risultati**

Riportiamo un rapido sunto dei risultati ottenuti con l'ultimo setup, riportati nelle pubblicazioni [26] e [27] tralasciando i risultati che sono stati condotti con beam non ottimizzato nei beamtime preliminari, che hanno se non altro permesso di individuare gli aspetti da migliorare per ottimizzare il sistema. Essenzialmente il messaggio è che in effetti, come si poteva pensare, per alti flussi l'effetto di ricombinazione delle coppie va ad incidere drammaticamente sulla valutazione della dose di radiazione ricevuta. Questo risultato va di pari passo con la conferma dell'andamento della corrente misurata in funzione della polarizzazione dei sensori e della densità del flusso incidente. I segnali misurati durante i vari beamtime avevano l'aspetto di quanto riportato in figura 2.30 dove è riportata una delle tracce registrate. Si può notare un alto picco iniziale, seguito da delle chiare riflessioni dovute al disadattamento della linea. Quest'ultimo è dovuto al fatto che il sensore di per sé rappresenta un elemento la cui impedenza non solo non è nota, ma varia anche nel tempo a seconda del livello di ionizzazione e successiva ricombinazione dei portatori. I tempi osservati sono coerenti con la lunghezza dei cavi, dell'ordine di alcune decine di metri, necessari poiché tutta la strumentazione si trova in zona non fortemente esposta a radiazioni, distante dalla camera sperimentale.

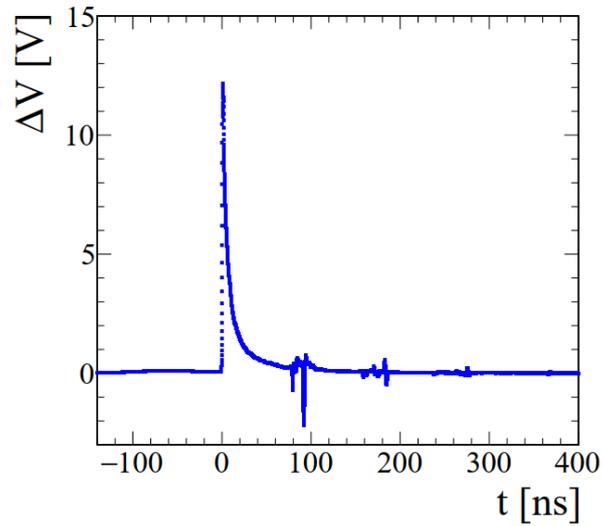


Figura 2.30: Segnale misurato da uno dei campioni in esame, relativo ad una carica di 30 pC e una polarizzazione di 30 V. Tutte le misure hanno evidenziato una dipendenza lineare, a parità di tutti gli altri valori, del segnale dalla carica degli impulsi

Sia eseguendo un'analisi dell'area dei picchi sia delle altezze si osserva fino a 100 V una variazione lineare del segnale in funzione della polarizzazione (figura 2.31 e 2.32)

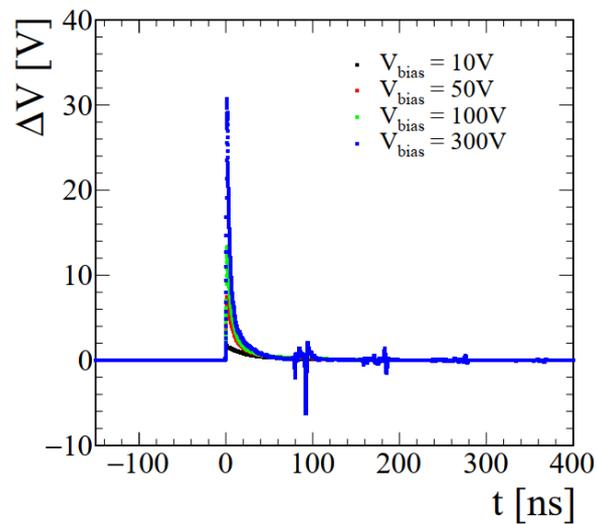


Figura 2.31: Segnale misurato al variare della tensione di polarizzazione, relativo a impulsi di 40 pC

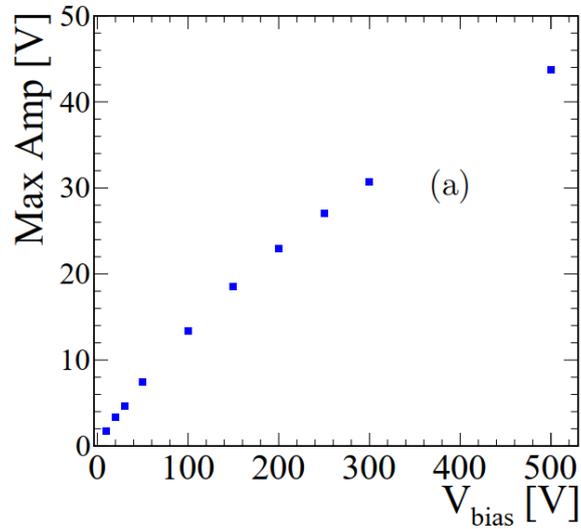


Figura 2.32: Andamento dell'ampiezza del segnale misurato relativamente a impulsi di 40 pC e tensione di polarizzazione variabile

Inoltre il segnale misurato dipende fortemente dall'area colpita del sensore a parità di carica (quindi dalla densità del flusso): si osserva (figura ??) un chiaro aumento della corrente al diminuire della densità, ovvero all'aumentare della superficie coinvolta.

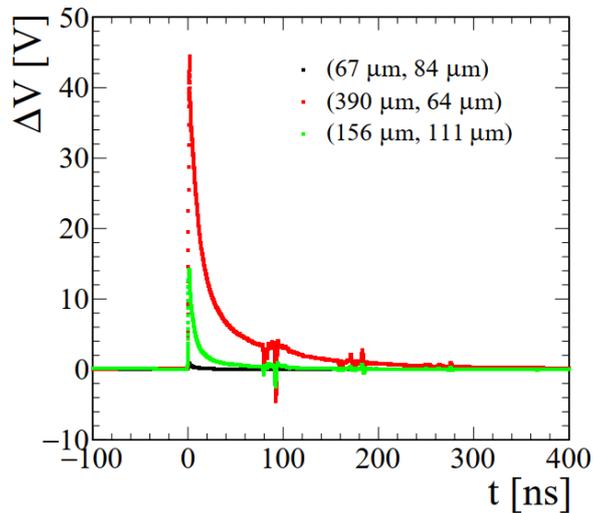


Figura 2.33: Segnale misurato al variare della sezione del beam a parità di flusso (30 pC) e tensione di polarizzazione (100 V)

CAPITOLO 2. CARATTERIZZAZIONI DI SENSORI PER IL  
MONITORAGGIO DI RADIAZIONI

---

Tutte le misure hanno evidenziato che l'efficienza dei sensori è molto bassa. Poiché la quantità di carica (e quindi l'ampiezza degli impulsi che ci si attende di vedere) è nota per le considerazioni iniziali sulla quantità di cariche prodotte dal passaggio di elettroni di alta energia nel diamante è stato possibile effettuare delle valutazioni sull'efficienza dei sensori, riportata per varie sezioni del fascio nella tabella 4.1

Beam config.	$Q_{\text{DBD}}$ [pC]	$S$ [cm <sup>2</sup> ]	$q_{\text{expected}}$ [C cm <sup>-3</sup> ]	$\%C_{\text{collected}}$
B1	$42.14 \pm 0.04$	$8.1 \times 10^{-4}$	$1.51 \times 10^{13}$	$2.33 \times 10^{-2}$
B2	$48.05 \pm 0.04$	$31.4 \times 10^{-4}$	$4.45 \times 10^{12}$	2.01
B3	$42.62 \pm 0.04$	$21.8 \times 10^{-4}$	$5.74 \times 10^{12}$	0.35

Tabella 2.3: Tabella riassuntiva con i parametri delle 3 configurazioni del fascio. Le ultime 2 colonne rappresentano rispettivamente la densità di carica attesa ottenuta, assumendo che l'energia depositata da un elettrone di 1 GeV nel sensore al diamante sia di 0.35 MeV ([28]), ed il rapporto fra la densità di carica raccolta e quella attesa

Pertanto il messaggio finale che si vuole dare con queste misure (è in corso di stesura una pubblicazione a riguardo) è che, sebbene una situazione come quella presa in considerazione (cariche dell'ordine decine di pC) sia notevolmente peggiorativa rispetto alle radiazioni parassite che sia realisticamente possibile avere nell'anello di SuperKEK, queste misure evidenziano comunque un problema reale. Una quantificazione più significativa di questo problema sarà possibile solo riuscendo a generare e controllare impulsi di carica dell'ordine delle decine di fA, che al momento non sono possibili con il linac di Fermi.

## Capitolo 3

# Diamond Control Unit

Nella prima parte di questo capitolo vengono descritti i requisiti che il nostro sistema deve possedere. Vengono specificati i parametri temporali di intervento, le diverse funzioni che devono essere implementate, la gestione degli allarmi, ecc. Nella seconda parte invece viene affrontata la parte elettronica, ovvero la struttura che sta alla base della "Diamond Control Unit".

### 3.1 Specifiche del sistema di monitoraggio

Lo studio sulle prestazioni dei sensori in diamante in presenza di alti flussi di radiazione di alta energia ha permesso di caratterizzare questi dispositivi. È necessario quindi avere un apparato in grado di gestire i segnali provenienti da questi dispositivi, elaborandoli opportunamente, per svolgere correttamente la funzione di protezione del rivelatore di vertice, integrandosi completamente con i sistemi già presenti. Questo “apparato” comprende l’installazione dei sensori nella zona di interesse nel detector Belle II e lo sviluppo dell’elettronica di controllo, monitoraggio e rilevazione di malfunzionamento, e sarà oggetto dei seguenti capitoli.

#### Architettura della disposizione dei sensori

Come scritto in precedenza, una serie di sensori in diamante sono stati posti in posizioni strategiche, come mostrato in figura 3.1, tra la camera e il rivelatore di vertice.



Figura 3.1: Sensori al diamante installati a ridosso della camera del detector Belle II

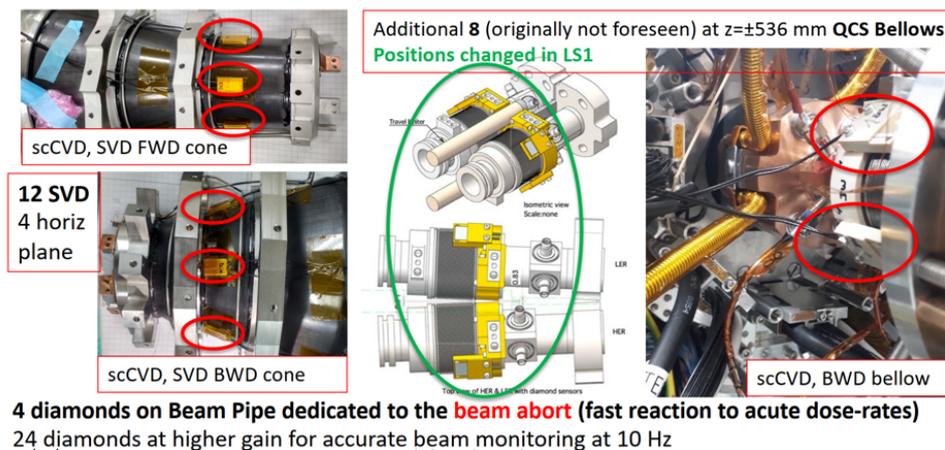


Figura 3.2: Sensori al diamante supplementari per l'identificazione di condizioni di "abort"

Come vedremo è stato deciso di “specializzare” i diversi sensori in due funzioni principali: funzione di “rivelamento di radiazione eccessiva” (figura 3.2) e funzione di “monitoraggio”. Le motivazioni per questa suddivisione risulteranno chiare nel seguito di questa tesi, e anticipiamo che sono legate essenzialmente alla rapidità con cui l'attuale sezione analogica dell'elettronica è in grado di intervenire in caso di malfunzionamento della macchina. Le specifiche richieste per l'elettronica di acquisizione e controllo dei sensori sono il frutto dei primi run eseguiti portando l'anello a pieno regime. Durante queste prime “accensioni” è stato evidenziato che i sistemi di protezione

e monitoraggio delle radiazioni eccessiva (ricordiamo che i nostri 24 sensori fanno parte di una costellazione molto più ampia) non erano adeguati sotto diversi punti di vista. Segue quindi una descrizione delle nuove specifiche introdotte dopo i primi studi delle radiazioni emesse dall'anello.

### **Velocità di acquisizione, memorizzazione ed elaborazione del segnale**

in primo luogo è emerso che le specifiche iniziali - una lettura ogni 10  $\mu\text{s}$  - non permettevano né il dettaglio necessario per lo studio dell'evoluzione del fascio né la prontezza necessaria per la protezione del rivelatore. È stato quindi richiesto di provare a scendere ad almeno 5  $\mu\text{s}$ , ovvero è stato richiesto non solo di leggere tutte i sensori ogni 5  $\mu\text{s}$ , bensì anche, in questi 5  $\mu\text{s}$ , di eseguire tutti gli algoritmi di controllo che stanno alla base del calcolo della presenza di una situazione pericolosa per il rivelatore. Il valore iniziale di 10  $\mu\text{s}$  era stato considerato sufficiente poiché un'intera rivoluzione delle cariche impiega circa questo tempo, e si riteneva che agire entro quest'ordine di tempo fosse sufficiente. È emerso però che gli ulteriori ritardi introdotti dal "sistema globale" (come è stato detto, i nostri sensori sono solo una parte dell'impianto di protezione) per valutare se fosse realmente il caso di fermare la macchina (dump del fascio) portavano il tempo totale a livelli troppo alti. Oltre a ciò, le prime analisi dei segnali che avevano prodotto gli allarmi mostravano delle dinamiche tali da richiedere, per lo studio "post mortem", una risoluzione temporale migliore nei dati in memoria.

### **Visualizzazione dati in tempo reale**

Oltre ai dati registrati in memoria con frequenza pari ad almeno 5  $\mu\text{s}$ , vi è la necessità da parte degli operatori della macchina di monitorare in tempo reale l'andamento delle correnti. Questo tipo di controllo, essendo eseguito dagli operatori, non richiede grandi frequenze e le specifiche sono stati di inviare i dati alla frequenza di 10 Hz. I sistemi precedenti a quanto realizzato già ottemperavano a questo requisito, peraltro non particolarmente impegnativo, ma risultavano del tutto inadeguati per un motivo emerso quando la macchina ha raggiunto il pieno regime operativo. Infatti si è osservato che, poiché per mantenere costante la corrente in anello è necessario eseguire delle operazioni di top-up, ovvero delle iniezioni periodiche, queste richieste

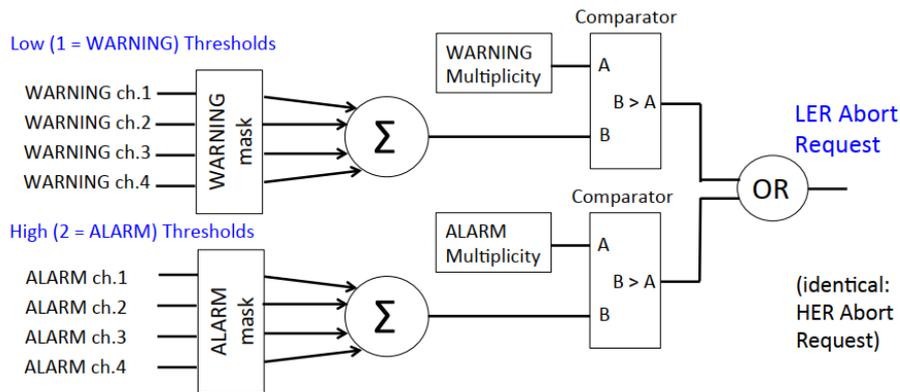
iniziali non andavano più bene. Ciò è risultato dal fatto che, a differenza di quanto previsto, la frequenza di queste iniezioni è risultata essere piuttosto alta, dell'ordine di alcuni Hz, ed oltre a ciò è stato osservato che in corrispondenza di queste (che hanno durata dell'ordine dei ms) il livello di radiazioni spurie cresce significativamente. Questo fenomeno ha richiesto non solo di avere una visione separata delle radiazioni emesse in condizioni di top-up e fuori top-up, bensì anche, come vedremo, di modificare sostanzialmente tutta la politica di gestione degli allarmi. All'elettronica è stato quindi richiesto di gestire un nuovo segnale in ingresso, che comunica la situazione di top-up, grazie al quale è possibile comunicare separatamente ogni 100 ms le correnti registrate nei due diversi stati della macchina.

### **Rilevazione e gestione degli allarmi**

Come abbiamo scritto, lo scopo principale dell'elettronica di acquisizione e controllo è quello di rilevare le situazioni che possono danneggiare il rivelatore di vertice. Queste situazioni devono poter essere gestite dall'operatore con la massima libertà, ovvero deve essere possibile "accendere" un segnale di errore in base alla combinazione del superamento della soglia, definibile dinamicamente, di tutti i canali ritenuti necessari di ciascuna unità di controllo (ricordiamo che ogni unità gestisce 4 sensori). Queste combinazioni devono poter tenere conto dei seguenti fattori, che determineranno delle soglie diverse per ogni caso:

- la macchina si trova in condizioni di top-up oppure no
- tutti i canali sono ugualmente funzionanti e non vi sono canali che possono dare "falsi positivi" per eventuali - anche sporadici - malfunzionamenti (in caso contrario deve essere data all'operatore la possibilità di escludere alcuni canali dalla valutazione)
- Deve essere possibile determinare, oltre al valore della soglia, canale per canale, anche la "rapidità di intervento". Ovvero per ogni canale deve essere definibile dinamicamente un numero di letture su cui fare il calcolo del valore medio. In questo modo si può rendere più o meno reattivo ogni canale, e questa scelta spetta agli operatori di macchina, che hanno un quadro ben preciso della disposizione dei sensori.

Nella figura 3.3 che segue è illustrata la logica richiesta per ogni DCU. Come anticipato e come vedremo nel dettaglio, la distinzione tra “alarm” e “warning” inizialmente richiesta è stata sostituita dalla richiesta di distinzione tra “no top-up” e sì top-up” threshold.



**Programmable features for LER, HER Abort requests separately:**

- Running averages for diamond signals: depth
- Individual Warning (low) and Alarm (high) Thresholds on each channel, with mask
- Multiplicity (up to >3, alternatively: ignore this combination)
- Different sets of thresholds for different running conditions (initial injection, collisions, MD)

Figura 3.3: Logica richiesta per la determinazione delle condizioni di allarme per il LER (low energy ring) e l’HER (high energy ring)

Come si può notare, nella figura 3.3 compare il termine “request”: infatti ciascun elemento della complessa “costellazione” di controllo sulle radiazioni può solo inviare richieste di abbattimento del fascio. Spetta poi al sistema di controllo centrale della macchina, in base al tipo e al numero di richieste, abbattere eventualmente il fascio ed inviare di conseguenza un segnale di “congelamento della memoria” che riguarderà tutte le unità e non solamente quella che ha inviato l’allarme. Tutte le unità infatti devono essere interconnesse tra loro secondo quanto compare nella figura seguente 3.4, dove un esempio di sole 2 unità è raffigurato.

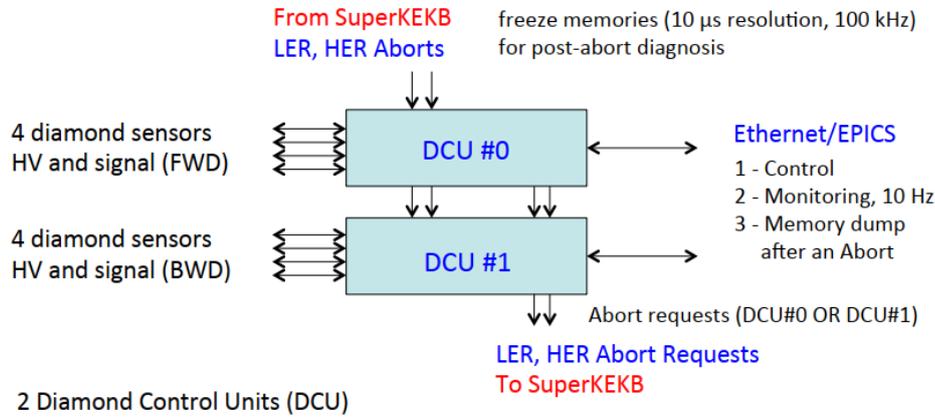


Figura 3.4: Schema delle interconnessioni delle DCU

Nell'esempio raffigurato si considerano 2 DCU, dedicate a 2 gruppi di 4 sensori ciascuno, che trasmettono in cascata le informazioni relative all'abort ricevuto dalla macchina oppure agli abort rilevati dalla singola DCU ed inviati alla macchina. I primi segnali congelano la memoria mentre i secondi invece no, e restano in attesa del risultato della richiesta. Questa può essere o una conferma (e quindi verrà ricevuto l'abort dalla macchina) oppure di "cancellazione", e i segnali inviati dalle DCU verranno ignorati e azzerati dal sistema di controllo centrale. Nella figura 3.4 compare anche il tipo di comunicazione previsto (Ethernet) e si specifica che per il controllo globale della macchina, nonché per la gestione di ogni singola DCU, viene utilizzato il software EPICS (Experimental Physics and Industrial Control System). Una parte considerevole del lavoro qui presentato è consistita nella definizione, assieme al personale di SuperKEK, dei comandi da implementare in tale software. Più avanti ci sarà una sezione dedicata a questo argomento, che ha richiesto non solo la stesura di un manuale per i programmatori di SuperKEK, bensì anche lo sviluppo di un software più "portabile" e di immediato utilizzo per eseguire test di ogni singola unità sul campo e in laboratorio.

### Gestione della memoria

Le richieste riguardo alla memorizzazione dei dati comprendevano la possibilità di raccogliere informazioni riguardanti almeno 100 ms dall'avvenuto abbattimento del fascio (diagnosi post-mortem) con una precisione di almeno 5 us. Queste richieste ponevano dei chiari dimensionamenti minimi sia alla

profondità della memoria sia alla velocità di lettura dei dati. La memoria ha inoltre il compito di preservare tutti i dati sui cui fare le medie per valutare le situazioni di allarme: nella figura 3.5 che segue si vuole anticipare quanto poi verrà discusso nel Capitolo 4 riguardante la realizzazione, a scopo di chiarimento di quanto scritto.

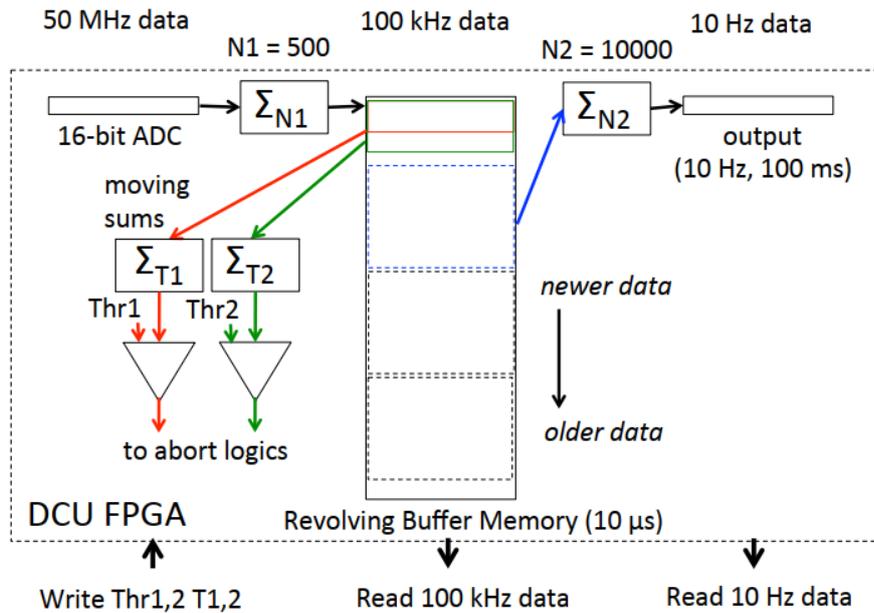


Figura 3.5: Logica della memorizzazione e successiva lettura dei dati delle DCU

Ribadiamo che la memoria deve continuare ad acquisire dati anche se la DCU ha rilevato una situazione di allarme: il blocco della scrittura dovrà avvenire solo in seguito al ricevimento di un segnale da parte del sistema centrale di controllo di superKEK, che potrebbe essere determinato anche da altri allarmi non rilevati direttamente dai nostri sensori. Sebbene il requisito di poter scaricare i dati attraverso una connessione UDP veloce (1 Gbit/s) garantisca di eseguire l'operazione di lettura molto rapidamente, i tempi in gioco sono comunque troppo lunghi per pensare di leggere la memoria "durante" il funzionamento, bloccando momentaneamente la registrazione dei dati. Questo fatto non dovrebbe essere un problema, in quanto la memoria era intesa solo per scaricare i dati "post mortem". Invece, quando ormai l'architettura era stata decisa, in base ai primi run si è visto che sarebbe utile

avere delle informazioni, anche se relative a pochi ms, con una risoluzione migliore dei 10 ms garantiti attualmente. Purtroppo la memoria DRAM che era stata selezionata non era dual port, il che ha portato a raggiungere un compromesso: se nella FPGA avanzeranno risorse alla fine dell'implementazione di tutti gli altri compiti previsti, le si utilizzeranno per realizzare una seconda memoria, meno profonda, che potrà essere interrogata in ogni momento senza interrompere le funzioni della memoria principale (prima fra tutte quella di controllo di eventuali situazioni di allarme).

### **Autoscale e controllo manuale delle scale**

Anche le richieste che riguardano il controllo dei "range" in cui operare le DCU sono cambiate rispetto alle specifiche iniziali. Nelle versioni precedenti veniva selezionato un range (ad esempio massima sensibilità, massima lentezza nella risposta) e quello poteva essere cambiato solo dall'operatore, tipicamente quando in quel range si raggiungevano valori di saturazione e bisognava seguire l'andamento della radiazione in un range "maggiore" (ad esempio passando dalla scala 0-10 nA alla scala 0-10 uA). Questa modalità si è rivelata del tutto insoddisfacente: è stato osservato che è necessario, sia nel dettaglio attraverso la lettura della memoria sia nella scala dei 100 ms, poter seguire con continuità l'evoluzione delle radiazioni. Questo compito non poteva essere demandato a un operatore che cambiasse a mano la scala, in quanto l'operatore né è sempre presente né ha i "riflessi" di decine di microsecondi necessari per queste esigenze. Pertanto è stato richiesto di dotare il sistema di un possibile autorange, selezionabile dall'utente, che fosse talmente rapido, almeno nelle scale meno sensibili, da cambiare scala ed accorgersi di eventuali situazioni di allarme entro i tempi richiesti (sotto i 5 us). Nonostante le bande analogiche degli stadi di amplificazione non consentano di andare oltre una certa velocità di intervento, è stato richiesto comunque di dotare il sistema di auto-range di switches molto veloci ( $< 5$  us) in modo da avere già un'elettronica pronta nel caso si riuscirà a modificare la sezione analogica, attualmente basata su amplificatori in transimpedenza, con degli approcci più veloci in tutte le scale.

### 3.2 Descrizione fisica della DCU

In figura 3.6 compare la foto di una delle unità realizzate nell'ambito di questo progetto, mentre nella 3.7 viene rappresentata la medesima unità sottoforma di schema a blocchi funzionali. Analizzeremo poi l'architettura impiegata e quindi daremo una descrizione dettagliata di ciascuna delle schede che costituiscono l'unità di controllo (Diamond Control Unit - DCU).

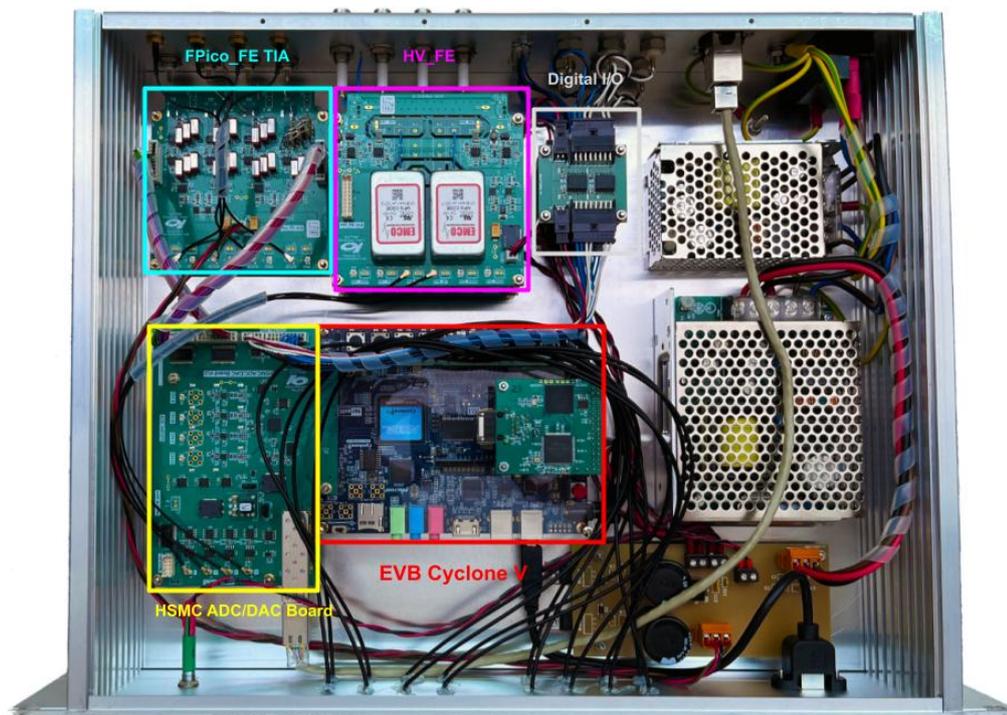


Figura 3.6: Una delle DCU realizzate nel laboratorio, con le relative schede che la compongono.

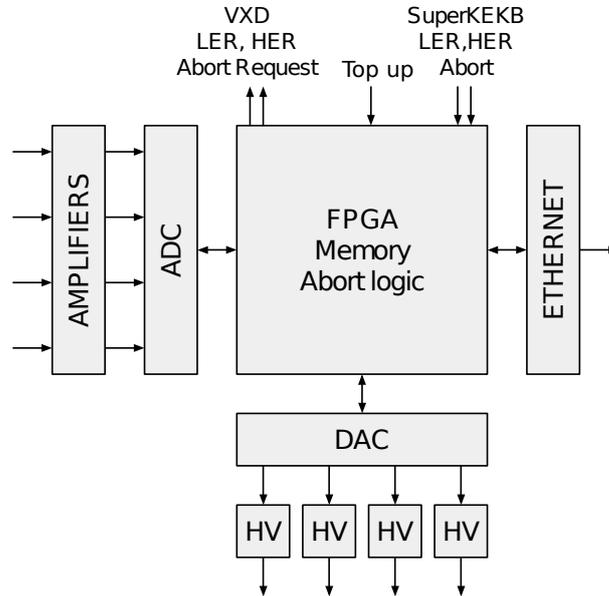


Figura 3.7: Schema a blocchi funzionali della DCU

L'architettura del sistema risponde in parte ad uno standard deciso all'interno del Laboratorio Strumentazione e Detector descritto nei dettagli in [29]. Questa architettura si basa su un'estrema modularità che caratterizza tutti gli strumenti sviluppati per le molteplici applicazioni affrontate negli anni dal laboratorio: al fine di non dover realizzare per ogni strumento, ogni volta, un'elettronica "nuova", si è deciso di creare dei moduli il più possibile intercambiabili che utilizzino per comunicare tra di loro il medesimo protocollo. Questo può talvolta portare ad utilizzare delle schede "soprapotenziante" o forse ad eseguire delle operazioni con componenti più costosi di quelli che sarebbero davvero necessari. Però questi piccoli costi in più, soprattutto in considerazione dei piccoli numeri della produzione del laboratorio, sono assai inferiori ai costi in termini di ore uomo che sarebbero necessari con soluzioni "personalizzate". Dato che essenzialmente tutti gli strumenti sviluppati nel laboratorio richiedono una scheda di controllo che fa da "intelligenza dello strumento" che si interfaccia col "mondo analogico" attraverso dei convertitori DAC e ADC, sono state realizzate alcune piattaforme che contengono soluzioni diverse sia per la parte "intelligenza" (basata su microcontrollori o su FPGA di potenza diversa a seconda delle esigenze) sia per la parte di conversione analogico digitale. Ciò che invece viene completamente quasi sempre personalizzato nel dettaglio è il "front end", ovvero la sezione che ha

il compito di acquisire il segnale, che richiede lo sviluppo di amplificatori e filtri dedicati. Seguendo questo schema, a fronte di un nuovo strumento da realizzare per ogni attività sperimentale, idealmente il compito si semplifica in quello di “assemblare” l’elettronica selezionando tra le varie unità già realizzate: “intelligenza del sistema”, “conversione ADC” , “generazione DAC” e “gestioni ingressi ed uscite digitali”. Quindi viene sviluppata la sezione front end analogico dedicata al caso specifico e il problema si sposta interamente sullo sviluppo del codice HDL o (in caso di microcontrollore) “C” che però, a sua volta, può beneficiare di “moduli” già sviluppati nell’ambito di altri progetti. Sebbene questa visione un po’ “idilliaca” sia lontana dalle complicazioni reali, anni di esperienza del laboratorio hanno portato a stimare che questo approccio riduce almeno di un fattore 2 i tempi di sviluppo e migliora grandemente l’affidabilità dei nuovi strumenti, che si basano su elementi lungamente testati. Nel nostro caso particolare si possono individuare (figura 3.6) 4 schede assemblate in modo modulare che costituiscono l’intero strumento:

- La scheda “intelligenza del sistema”, basata su una EVB dell’Altera “Cyclone V GX Starter Kit”, dotata di una connessione (HSMC) utilizzata come interfaccia con il mondo esterno, nel nostro caso specifico con la scheda “HSMC ADC/DAC Board v1.2”.
- La scheda “HSMC ADC/DAC Board v1.2”, dotata di 4 ADC e DAC per la trasformazione del segnale da analogico a digitale e per la gestione degli ingressi ed uscite digitali.
- La scheda di front end “FPico\_FE” per l’acquisizione e conversione delle 4 correnti dai 4 sensori.
- La scheda “HV\_FE” per erogare l’alta tensione di polarizzazione ai 4 diamanti.

### 3.2.1 Scheda EVB Cyclone V GX Starter Kit

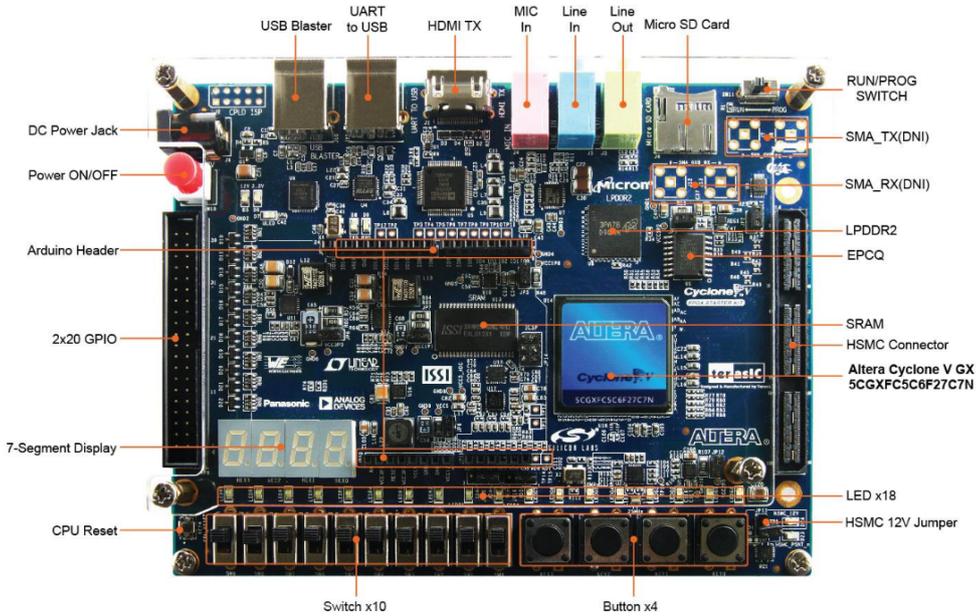


Figura 3.8: EVB Cyclone V GX Starter Kit [30]

Lo sviluppo di schede che ospitano le più recenti FPGA è un’impresa che richiede mesi di lavoro. Il numero di pin e la cura che si deve avere nel routing, nell’alimentazione, nella terminazione delle tracce richiede una perizia altissima e pertanto questa “sfida” viene intrapresa solo quando ciò che è già disponibile sul mercato non può soddisfare le richieste dello strumento da progettare. Ripetiamo che la situazione in cui vi siano delle schede già esistenti che fanno molto di più di quanto richiesto non viene assolutamente visto come un “problema”: i costi di sviluppo di una scheda sono infinitamente più alti. Nonostante ciò, nel corso degli anni il laboratorio è stato costretto a sviluppare alcune schede ospitanti FPGA particolarmente sofisticate in grado di rispondere a sfide inaccessibili con quanto disponibile sul mercato [31], e queste schede sono ora parte del “menù” di schede riutilizzabili per gli strumenti più complicati. Però nel nostro caso il compito spettante alla “sezione intelligente” dello strumento era affrontabile con una scheda già disponibile, provvista degli elementi essenziali (oltre che di altri elementi non essenziali) per la situazione, in particolare la Cyclone V GX Starter Kit provvista di una FPGA Cyclone 5CGXFC5C6F27C7N dalle elevate prestazioni, dotata

di 77k celle logiche in grado di soddisfare le nostre richieste, con collegate ad essa una memoria da 4Gb LPDDR2 formata da 8 banchi da 16Meg parole da 32 bit, con una velocità dell'ordine di 38.4 Gbit/s. Per interfacciarsi con il mondo esterno la scheda è dotata di un connettore proprietario HSMC (High Speed Mezzanine Card) in modo tale da poter connetterci eventuali schede accessorie. Questo è un fattore che contribuisce molto al concetto di flessibilità, infatti progettando delle schede che utilizzano il connettore HSMC con un pin-out opportuno si possono ottenere molteplici sistemi con applicazioni molto diverse che non sacrificano la velocità di trasmissione dei dati dato che il connettore permette l'accesso ai transceiver ad alta velocità presenti sulla scheda.

### **3.2.2 HSMC ADC/DAC Board v1.2**

Per gestire gli ingressi e le uscite analogiche/digitali è stata utilizzata una scheda sviluppata all'interno del laboratorio. Osservando la figura 3.9 si possono individuare le diverse sezioni che la compongono: ADC, I/O digitali, DAC, SFP transceiver (Small form-factor pluggable transceiver che supportano il protocollo Gigabit Ethernet) e alimentazione. Analizziamo ora in dettaglio il ruolo che svolgono queste diverse parti ed il loro funzionamento.

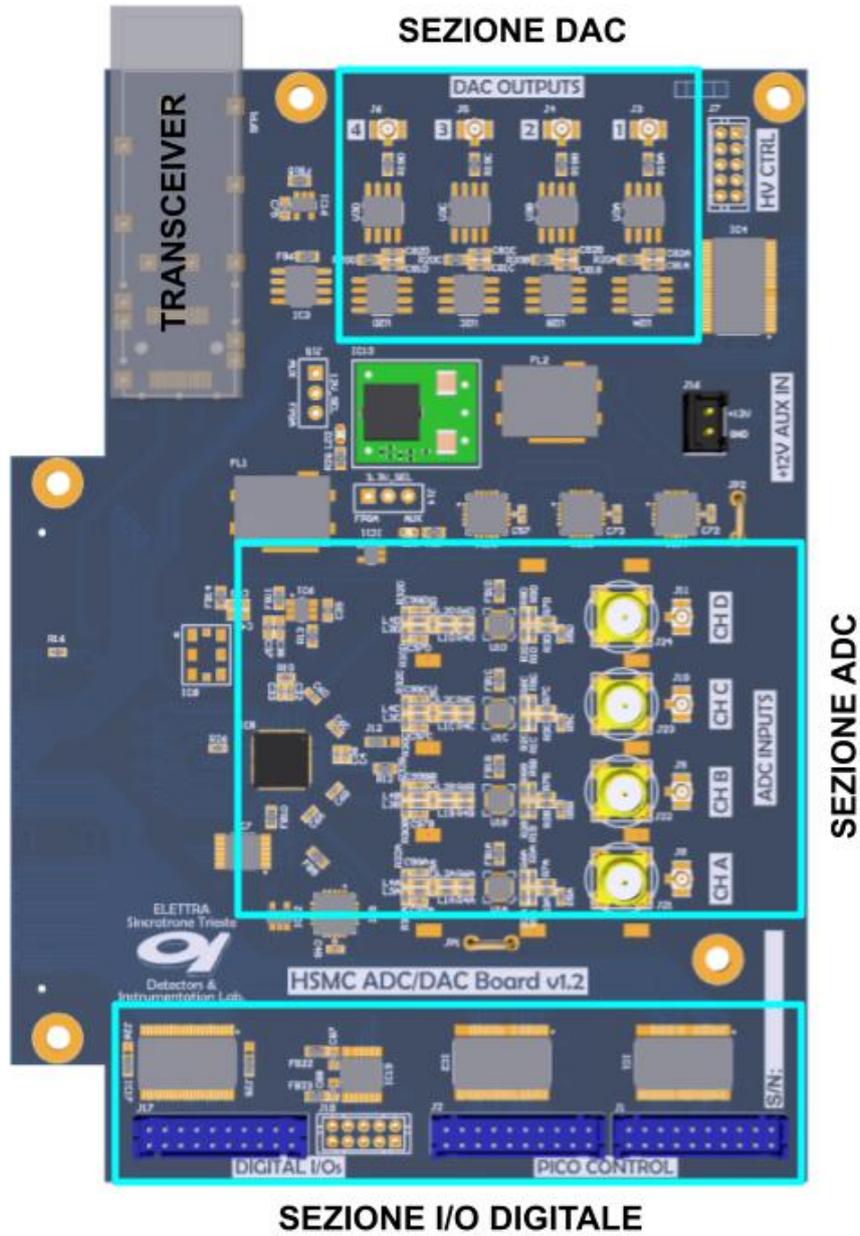


Figura 3.9: HSMC ADC/DAC Board v1.2

### Sezione ADC

Nel caso specifico di questo progetto sono previsti 4 segnali analogici. Gli ADC utilizzati sono degli AD9653 della Analog Devices [32]. Essi sono dei convertitori a 4 canali differenziali la cui risoluzione è di 16 bit con una

frequenza di campionamento massima di 125 MSPS, dotati di porta SPI (Serial Port Interface) per la sua configurazione mentre la lettura dei dati viene effettuata tramite protocollo seriale LVDS (Low-voltage differential signaling). Siccome il segnale da convertire proviene, come vedremo in seguito, da un TIA (Transimpedance amplifier) quindi non differenziale, è necessario manipolarlo per renderlo tale.

### **Sezione input output digitale**

Gli ingressi ed uscite digitali servono ad interagire da un lato con il mondo esterno (segnali di allarme, ecc) e dall'altro con la scheda "FPico\_FE", la scheda che ospita i TIA e possono quindi essere suddivisi in due gruppi, a seconda della loro funzione. Il primo gruppo comprende 6 segnali, 4 in ingresso e 2 in uscita; gli input indicano se siamo in condizione di "top up", se c'è stato un "abort" del fascio e se le altre DCU hanno riscontrato una situazione di allarme per l'anello di elettroni oppure quello di positroni; per gli output invece abbiamo due segnali che indicano se la DCU corrente ha riscontrato una situazione anomala nel LER o nel HER. Siccome, come precedente detto, questi segnali servono ad interfacciarsi al mondo esterno si è deciso di utilizzare degli isolatori (ISO7842x [10]), per proteggere la DCU da eventuali sovratensioni e/o loop di massa. Il secondo gruppo invece comprende tutti i segnali di controllo necessari a variare diversi parametri della scheda "FE\_Pico", come ad esempio i guadagni dei TIA e frequenze di filtraggio dei segnali. In questo caso, al contrario del precedente gruppo, l'utilizzo degli isolatori non è stato necessario.

### **Sezione DAC**

I diamanti necessitano di una tensione di polarizzazione per operare nel modo voluto. Come vedremo in seguito, la tensione di polarizzazione viene fornita dalle 2 schede HV\_FE, dotate di convertitori DC-HVDC. Questi convertitori necessitano di un segnale di controllo, segnale che viene fornito dai DAC "AD5541JRZ" a 16 bit [33], opportunamente pilotato dall'FPGA tramite interfaccia SPI (Serial Peripheral Interface).

### Sezione alimentazione

Fornisce le opportune tensioni di alimentazione ai componenti attivi della scheda.

#### 3.2.3 La scheda FPico\_FE

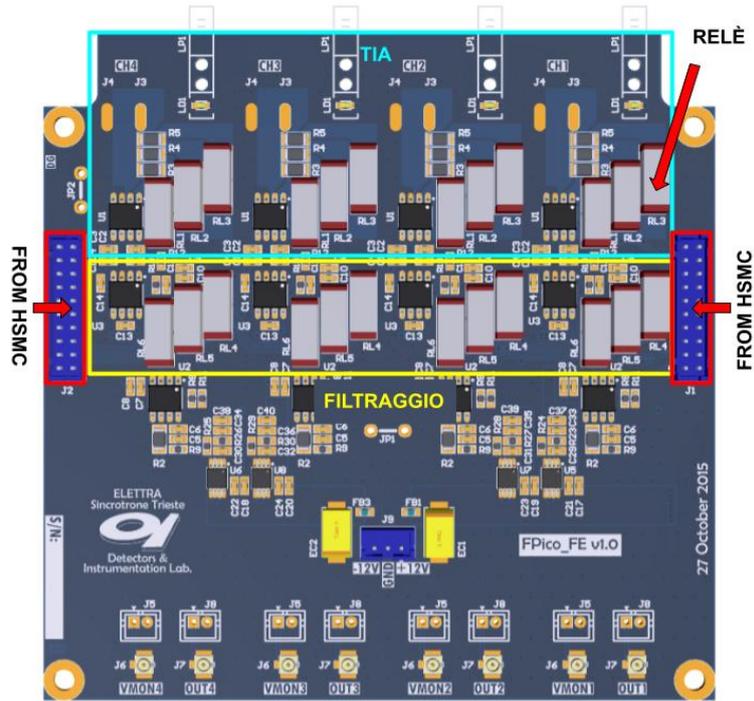


Figura 3.10: Scheda FPico\_FE

### CAPITOLO 3. DIAMOND CONTROL UNIT

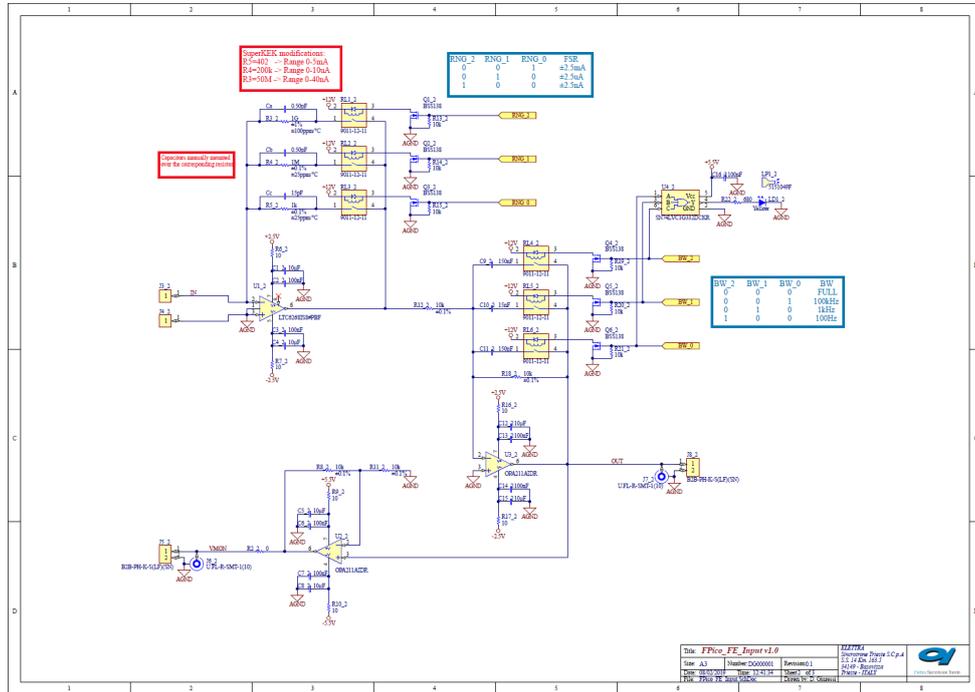


Figura 3.11: Schematico scheda FPico\_FE

Le correnti prodotte dai 4 diamanti per essere misurate opportunamente richiedono una conversione da corrente a tensione. Il compito della scheda è proprio questo, effettuare la conversione ed un primo filtraggio dei segnali di interesse. Dallo schematico presente in figura 3.11 si evince la presenza di 3 stadi, ciascuno con un compito specifico: conversione, filtraggio e monitoraggio. Nella prima versione realizzata, lo stadio di conversione, per ciascun canale, è composto da un TIA con un guadagno variabile (0-40 nA, 0-10  $\mu$ A e 0-5 mA). Ogni ramo viene selezionato tramite apposito relè, controllato da FPGA. La scelta dell'operazionale (LTC6268 [34]) è stata effettuata tenendo in considerazione sia il rumore in corrente che quello in tensione. Gli ultimi due stadi invece sfruttano l'OPA211 [35], caratterizzato da un basso rumore in tensione. Per quello di filtraggio sono previste 4 frequenze di filtraggio (full, 100 kHz, 1 kHz e 100 Hz), selezionabili tramite gli appositi relè pilotati anch'essi dall' FPGA. Oltre al filtraggio è presente un'inversione di fase per compensare la fase del segnale in uscita dal TIA. L'ultimo stadio ha il mero compito di fornire un'uscita per il monitoraggio della tensione. Nella fase iniziale del progetto l'utilizzo di questa scheda sembrava promettente: infatti, essendo stata progettata e sviluppata in un'ottica "general purpose",

essa presenta un'architettura molto flessibile e, con semplici modifiche, come il cambio delle resistenze di retroazione dei TIA, può essere impiegata nell'ambito di questo progetto. Purtroppo però con l'evolversi delle specifiche i tempi di cambio range, ovvero i tempi di cambio guadagno dei TIA, non rientravano nelle specifiche richieste, in quanto i tempi di commutazione dei relè sono di gran lunga superiori al tempo di commutazione voluto. Oltre a ciò, è apparso evidente dopo i primi esperimenti di SuperKEK che 3 soli range di corrente erano insufficienti. Per sopperire alle nuove specifiche è stato quindi necessario progettare un nuovo stadio di conversione escludendo a priori l'impiego di relè e portando a 4 il numero di possibili range. Volendo tempi di commutazioni nell'ordine di qualche microsecondo si è optato per l'utilizzo dello switch ADG849 [36] SPDT (Single Pole Double Throw) di tecnologia CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor). Esso è in grado di commutare in tempistiche dell'ordine di una decina di ns ( $t_{on} = 17$  ns e  $t_{off} = 14$  ns). Si specifica che una variazione di guadagno del TIA viene effettuato con la logica "make before break" che evita di interrompere la retroazione dell'amplificatore.

Nelle acquisizioni effettuate tramite oscilloscopio (figura 3.12 e 3.13), che hanno portato alla pubblicazione [37] si possono notare rispettivamente gli andamenti dei segnali: "make", "break" e l'uscita del TIA. Le due immagini si differenziano per la durata del processo "make-break". L'uscita del TIA presenta un caso palese di oscillazione smorzata, attribuibile a due possibili fattori: l'iniezione di carica da parte dello "switch" e la risposta in frequenza del sistema retroazionato alla fase di "make"("break"). Questi fenomeni contribuiscono sensibilmente all'aumento della durata del cambio guadagno, pari a circa  $1.5 \mu\text{s}$ .

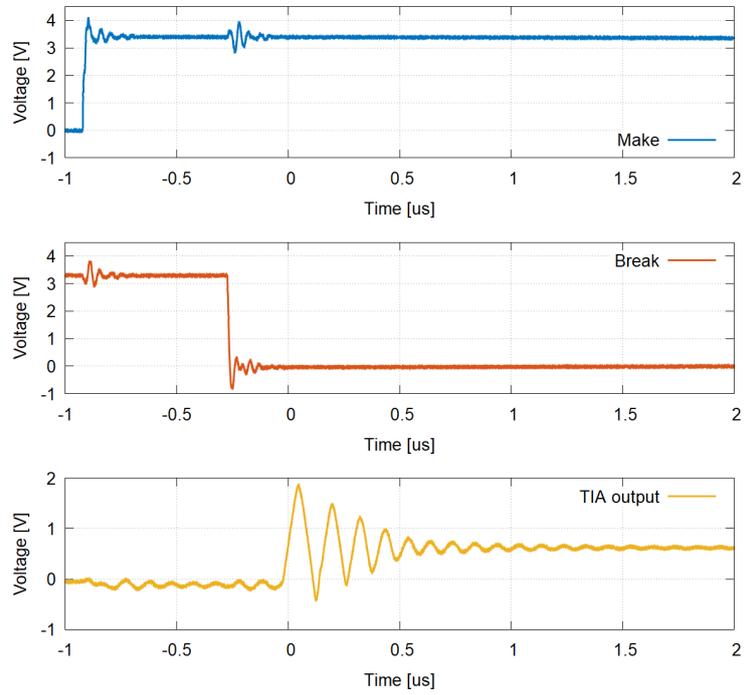


Figura 3.12: Segnali di controllo dall'FPGA "make" in blue e "break" in rosso, ritardati fra loro di 640 ns, e segnale in uscita dal TIA.

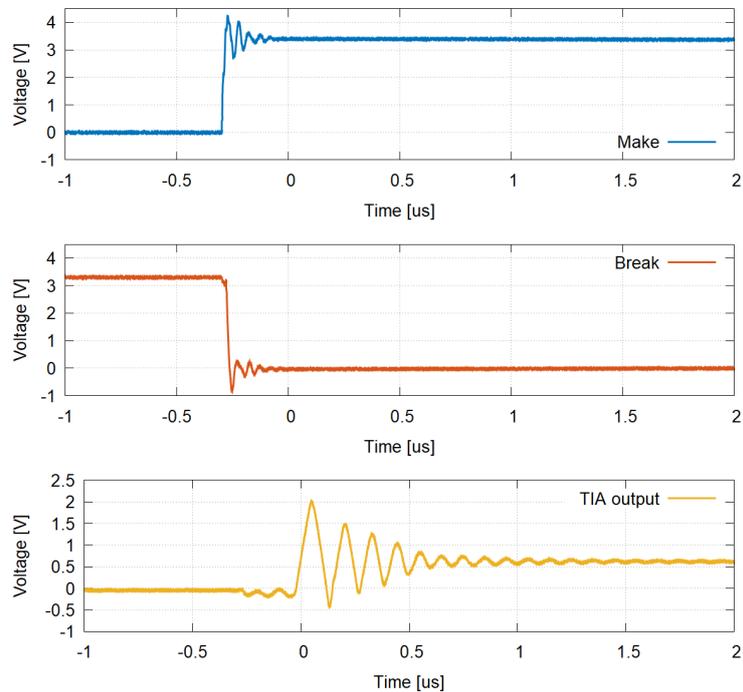


Figura 3.13: Segnali di controllo dall'FPGA, "make" in blue e "break" in rosso, non ritardati fra loro, e segnale in uscita dal TIA.

Inoltre, nell'ambito di questa tesi, è stato sviluppata una PCB per uno stadio a transimpedenza con una configurazione a 4 range, e non più a 3, a causa di un cambio delle specifiche impostoci dall'INFN. Inoltre, per poter valutare la miglior configurazione possibile esso è stato predisposto con delle resistenze di valore nullo da poter montare o non montare, per alterarne il funzionamento. Il circuito realizzato è visibile in figura 3.14; il design scelto prevede che in ciascuno dei rami che determinano i diversi guadagni del TIA, lo switch venga installato a valle rispetto alla relativa impedenza di feedback. Nello schematico si può notare la presenza di resistenze (valore  $0\Omega$ ). Nel caso in cui vengano montate, il piedino "S2" di ciascuno switch viene messo a massa, portando in parallelo all'ingresso l'impedenza di feedback. Alternativamente, non montando questi componenti, il corrispettivo ramo viene lasciato flottante.

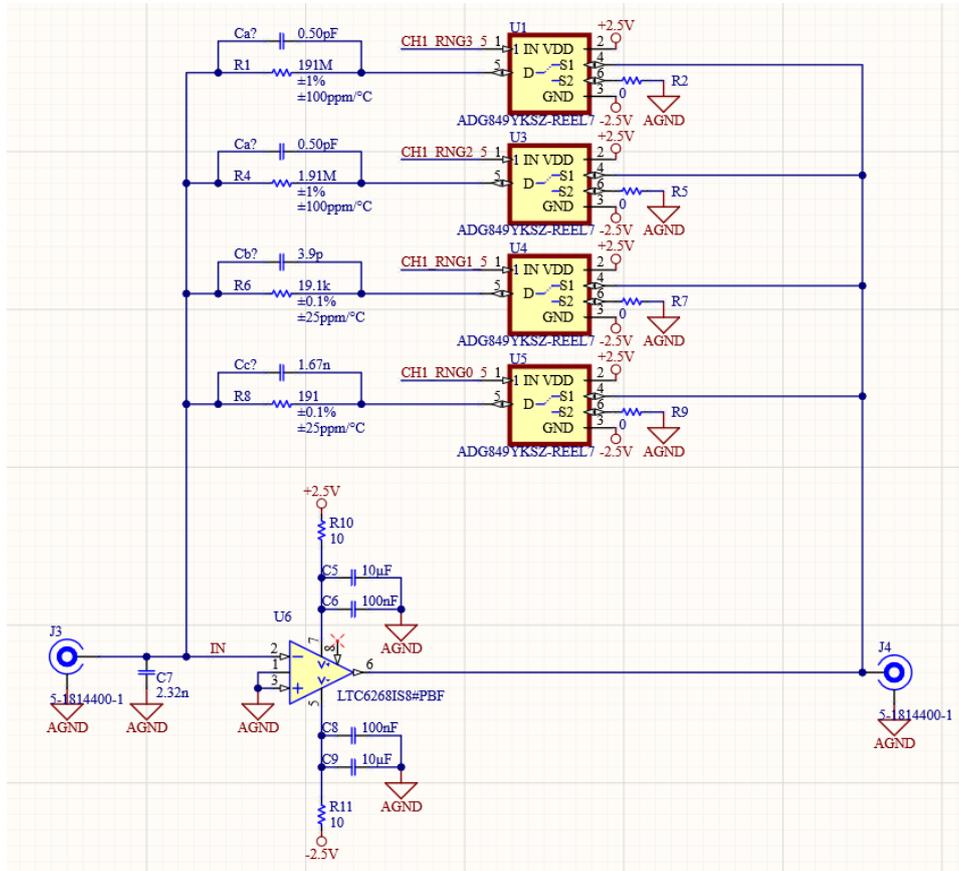


Figura 3.14: Schematico versione di prova TIA

I valori del guadagno di transimpedenza, e quindi delle resistenze di feedback, sono stati scelti in modo da permettere un range di correnti in ingresso compreso tra 10 mA e 100 pA. Il valore della capacità di feedback è stato scelto per tutti i range in modo da permettere una banda di 500 kHz, ove possibile, mantenendo la capacità minima per garantire la stabilità, come indicato in [34].

In figura 3.15a è riportato lo schema equivalente per la simulazione mediante il software LTSpice. In questo modello sono inclusi il fotodiodo di ingresso, con la sua capacità parassita, la capacità parassita del cavo in ingresso al TIA e le capacità parassite associate ai contatti aperti ( $C_{soff}$ ) e chiusi ( $C_{son}$ ) degli switch. In figura 3.15b è riportato lo schematico utilizzato per l'analisi della funzione di trasferimento d'anello aperto. In questo caso la retroazione viene interrotta utilizzando un'induttanza e una capacità di valore elevato: questi elementi risultano trascurabili nell'analisi in DC

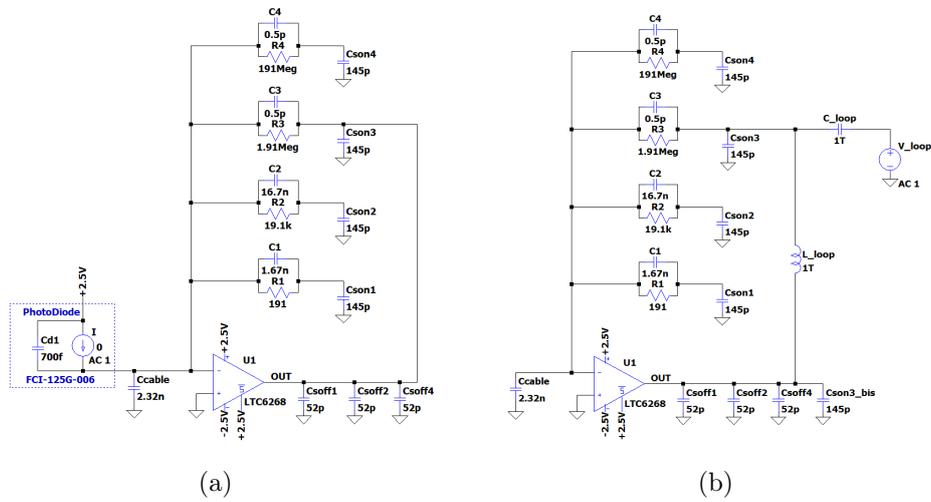
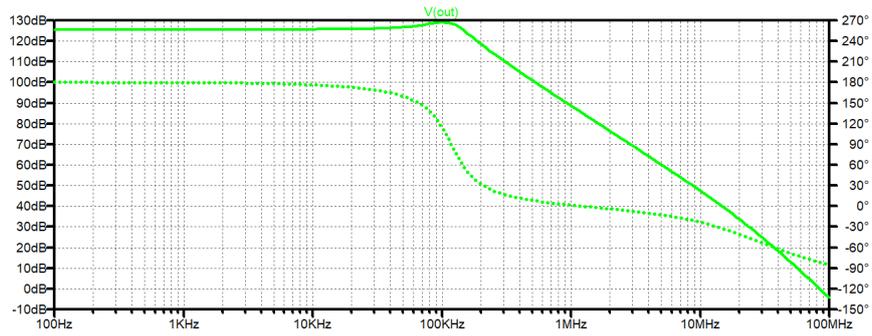


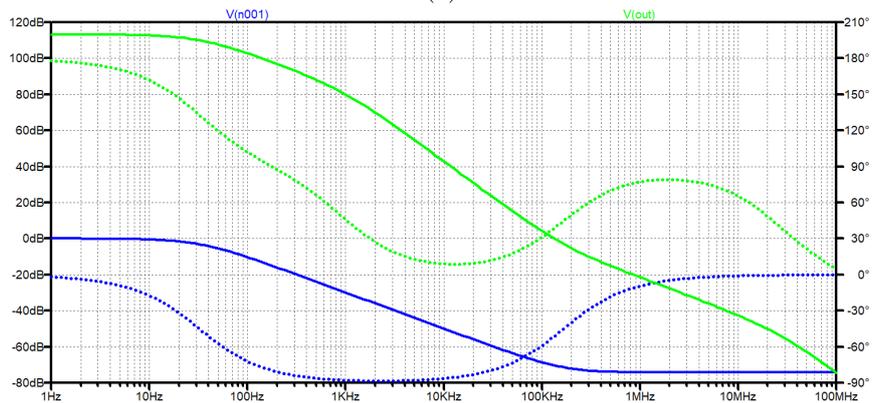
Figura 3.15: (a) Modello LTSpice TIA con fotodiodo in ingresso e guadagno 1.91 MV/A. (b) Modello ad anello aperto per analisi di stabilità.

per il calcolo del punto di lavoro, mentre in AC permettono lo studio della funzione di trasferimento.

In figura 3.16a è riportata la funzione di trasferimento per il TIA in figura 3.15a. Questa presenta una banda di 100 kHz, come da specifica, con un peaking di circa 5 dB, dovuto ad un ridotto margine di fase. Infatti, come visibile nella traccia verde in figura 3.16b, il margine di fase risulta di circa  $40^\circ$ ,



(a)



(b)

Figura 3.16: (a) Funzione di trasferimento di anello chiuso per il TIA ottenuta con i modelli LTspice di Figura 3.15a. (b) Funzione di trasferimento della retroazione, in blu, e di anello aperto, in verde ottenuta con i modelli LTspice di Figura 3.15a.

## 3.2.4 Scheda HV\_FE

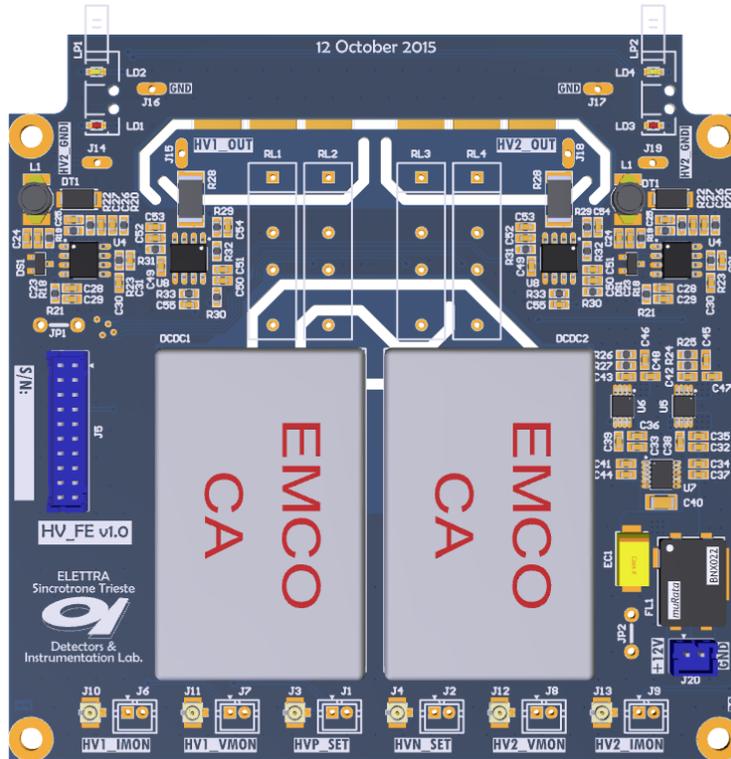


Figura 3.17: Scheda HV\_FE

Essa ha il compito di fornire le 4 tensioni di polarizzazione necessarie al corretto funzionamento dei sensori in diamante. Sono utilizzati due schede, sulle quali sono alloggiati 2 convertitori DC-HVDC della XP Power serie CA [38]. Questi convertitori sono caratterizzati da un'elevata stabilità e ridotto ripple. Inoltre la tensione d'uscita può essere completamente programmabile dallo 0 al 100% della tensione massima d'uscita, nel nostro caso 1 kV. L'ingresso programmabile viene pilotato opportunamente dal DAC associato nella scheda "HSMC ADC/DAC Board v1.2".

## Capitolo 4

# Programmazione Hardware

La descrizione fino ad ora adottata ha permesso di seguire il percorso logico che viene effettuato dal segnale partendo da dove viene generato, ovvero i diamanti, fino all'elettronica necessaria a gestirlo secondo le specifiche richieste. In questo capitolo invece si analizzerà in modo dettagliato come è stato realizzato il progetto dal punto di vista del firmware della FPGA, implementato nel linguaggio Verilog HDL. Esso viene strutturato nel seguente modo. Si inizia prendendo in esame la catena che parte dagli ingressi provenienti dal mondo esterno, analogici e digitali, fino alla memorizzazione dei dati nella SDRAM, il controllo dei convertitori analogico digitali, la gestione ed impacchettamento dei dati, e la configurazione della memoria. Successivamente invece si affronta la parte della lettura dei dati dalla memoria e del loro invio tramite protocollo UDP. Si prosegue analizzando la gestione degli allarmi, per poi passare infine al controllo della scheda "Fpico\_FE", che trasforma le correnti in voltaggi consentendo la scelta tra 4 range di amplificazione.

### 4.1 Acquisizione dati

Alla prima accensione della FPGA, il sistema ADC ed il relativo integrato che fornisce il clock vengono configurati opportunamente tramite protocollo SPI. Il clock di funzionamento viene impostato a 100 MHz e successivamente vengono configurati alcuni parametri di interesse degli ADC.

I dati vengono letti dagli ADC, tramite apposito IP Core che implementa il protocollo LVDS, e forniti ad una DCF (Dual clock FIFO) per consentire

il passaggio da un dominio di clock all'altro. Sono quindi disponibili i dati con frequenza di campionamento a 100 MHz. Dalle specifiche sono richieste due tipologie di dati, quelli ad un 1  $\mu$ s e quelli a 100 ms, come si può vedere dalla figura 4.1.

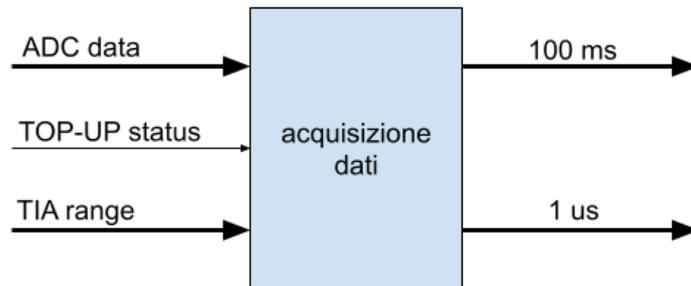


Figura 4.1: Blocco che si interfaccia agli ADC, elabora i dati e calcola i dati a 100 ms e ad 1  $\mu$ s

La somma al  $\mu$ s, effettuata dal modulo nome che consiste in un semplice sommatore, diventa così la risoluzione temporale del nostro sistema, ma per rendere il dato fruibile (sarà più chiaro successivamente il motivo) è necessario associargli il valore del “top up”, ovvero se SuperKEKB è in regime di iniezione o meno. Oltre a questa informazione è di vitale importanza unire un ulteriore parametro, ovvero il range in cui è stato calcolato il valore ad 1  $\mu$ s. Questo è dovuto al fatto che tutti i dati vengono trasmessi al mondo esterno sempre sotto forma di letture ADC e devono quindi essere fornite anche tutte le informazioni per una corretta trasformazione di queste letture nel valore della corrente corrispondente.

L'unità atomica del sistema, ovvero ciò che viene memorizzato ed eventualmente trasmesso, diventa quindi la seguente:

Dato 1 $\mu$ s	Top up	Valore range TIA
----------------	--------	------------------

E' stato deciso che durante questo periodo di somma dei valori ADC (100 letture per arrivare a 1 microsecondo) non si effettueranno dei cambi di scala e il valore del range sarà quello dell'inizio della somma. Questo a rigore potrebbe far pensare che si potrebbe avere dei dati che durante la somma raggiungono il valore di saturazione degli ADC, ma questa evenienza è del tutto teorica in quanto la banda della sezione digitale di fatto impedisce in tempi di pochi ns di arrivare a saturazione.

Successivamente questi dati vengono forniti al modulo che calcola i dati a 100 ms. Il formato dei dati è il seguente:

Counter No top up Range 0	Valore No top up Range 0	Counter Top up Range 0	Valore Top up Range 0
Counter No top up Range 1	Valore No top up Range 1	Counter Top up Range 1	Valore Top up Range 1
Counter No top up Range 2	Valore No top up Range 2	Counter Top up Range 2	Valore Top up Range 2
Counter No top up Range 3	Valore No top up Range 3	Counter Top up Range 3	Valore Top up Range 3

Tabella 4.1: Tabella riassuntiva con il formato dei dati a 100 ms

Il funzionamento del modulo è molto intuitivo in quanto esso è costituito da una serie di sommatore indipendenti suddivisi in due gruppi: “top up” e “no top up”. Ciascuno di questi si divide ulteriormente in 4 sottocategorie, una per ogni guadagno (“range”) del TIA. Per ciascuno di questi sommatore viene associato un contatore per tenere traccia di quanti dati ad 1  $\mu$ s sono stati sommati. A seconda di come è stato etichettato il valore al  $\mu$ s il modulo lo colloca nel contenitore adatto. Ad ogni 100 ms quindi si ottengono una coppia di numeri (valore e contatore) per ciascun range, sia per il caso di “top up” che per quello di “no top up”. Da quando gli ADC vengono configurati in poi, le somme ad 1  $\mu$ s e quelle a 100 ms vengono continuamente calcolate e costituiscono le informazioni base con cui il resto della logica funziona. Le prime, oltre ad essere memorizzate, vengono utilizzate anche per valutare le situazioni di allarme. Le seconde invece vengono inviate su richiesta al calcolatore, in modo tale da poter fornire delle informazioni sull’andamento dei segnali agli operatori della sala controllo. Tutte queste funzioni verranno approfondite successivamente.

## 4.2 Memorizzazione e lettura dei dati

Le parole che devono essere memorizzate, come precedentemente detto, sono quelle contenenti la tripla informazione “Dato 1  $\mu$ s, Top up, Valore range

TIA”. Il dispositivo utilizzato è la memoria da 4 Gbit LPDDR2 posizionata sulla EVB Cyclone V GX Starter Kit. La memoria è organizzata in parole da 256 bit con un *address width* di 24 bit, quindi  $2^{24}$  valori, che permette di avere uno storico di circa 16 s.

L’interfacciamento con la memoria non può venire direttamente ma è necessario utilizzare il protocollo Avalon MM [39]. L’interfaccia Avalon MM è sincrona, ovvero per essere utilizzata necessita l’associazione di un clock. Essa viene definita da trasferimenti tra le coppie di *Host* ed *Agent*. Per trasferimento si intende una qualsiasi operazione di lettura e/o scrittura di dati. *Host* ed *Agent* possono essere considerati come i 2 interlocutori, il primo inizia il trasferimento ed il secondo risponde.

Nel caso della memoria, che supporta operazioni sia di lettura che di scrittura, l’*Agent* ha a disposizione il segnale *waitrequest* per bloccare i trasferimenti. L’*Host* deve gestire opportunamente il caso in cui quest’ultimo segnale venga abilitato, implementando un’opportuna logica che eviti la perdita dei dati.

Per scrivere/leggere una parola in memoria l’*Host* deve specificare l’indirizzo di memoria (*address*) sulla quale operare, la richiesta di scrittura o lettura tramite i segnali *read* o *write* ed infine nel caso in cui si voglia scrivere la parola contenuta in *writedata*. Nel caso di lettura invece la parola viene fornita in *readdata*. In figura 4.2 viene rappresentata una lettura di un dato seguita da una scrittura.

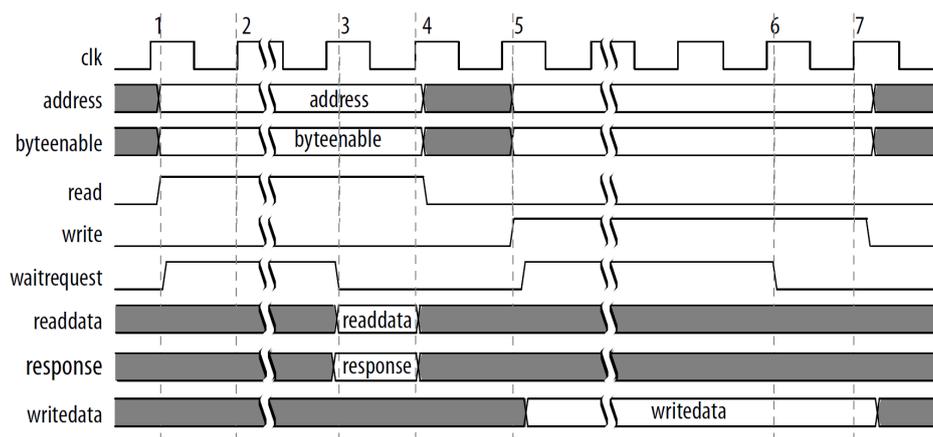


Figura 4.2: Esempio lettura e successivamente scrittura con protocollo Avalon MM [39]

Questa tecnica tratta ogni parola letta e scritta in modo indipendente. Proprio per questo fatto, l'utilizzo della memoria non risulta efficiente. Per sopperire a ciò è buona norma operare con trasferimenti a blocchi di parole. Nascono quindi i trasferimenti a "burst", modalità utilizzata in questo lavoro di tesi.

L'*Host* comunica all'*Agent* l'intenzione a voler iniziare il trasferimento a *burst* di *burstcount* parole tramite il segnale *beginbursttransfer*, specificando l'*address* dalla quale vuole iniziare. Di conseguenza l'*Agent* deve effettuare *burstcount* trasferimenti iniziando dall'indirizzo *address*.

Nella figura 4.3 viene riportato l'esempio di un *burst* in scrittura di 4 parole.

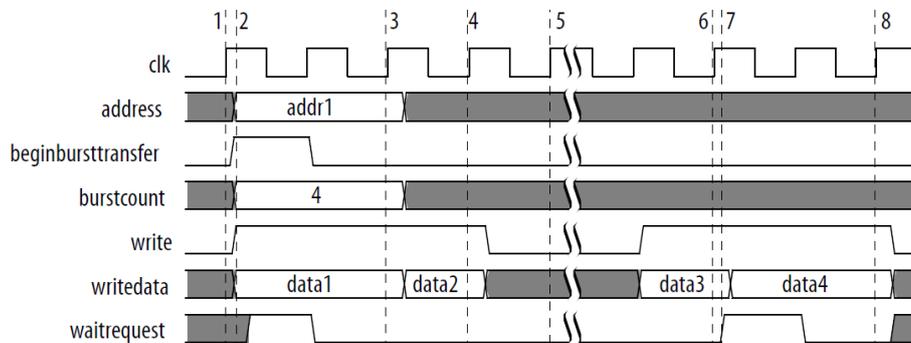


Figura 4.3: Esempio scrittura a burst con protocollo Avalon MM [39]

Per semplificare l'utilizzo di dispositivi che adottano questa metodologia di interfacciamento Altera fornisce dei moduli adatti a questo caso, nel nostro caso *burst\_write\_master* per la parte di scrittura e *burst\_read\_master* per la lettura. In questo modo il programmatore di firmware è molto agevolato in quanto può lavorare ad un livello più alto. Per capire le interconnessioni tra i moduli si farà affidamento alla seguente figura 4.4 in cui vengono rappresentati i moduli come blocchi.

Come si può vedere *burst\_write\_master* e *burst\_read\_master* vengono pilotati da *ddr\_handler*. Quest'ultimo gestisce gli *address* sulla quali scrivere, scatena l'inizio del *burst* a seconda del livello di riempimento della SCFIFO (Single Clock FIFO) del modulo *burst\_write\_master* ed inserisce i dati in essa. Questa FIFO agisce da buffer tra mondo esterno e la memoria, infatti nel caso in cui la memoria generi un *waitrequest*, essa è in grado di tamponare questo periodo di inattività limitando per un certo intervallo di tempo,

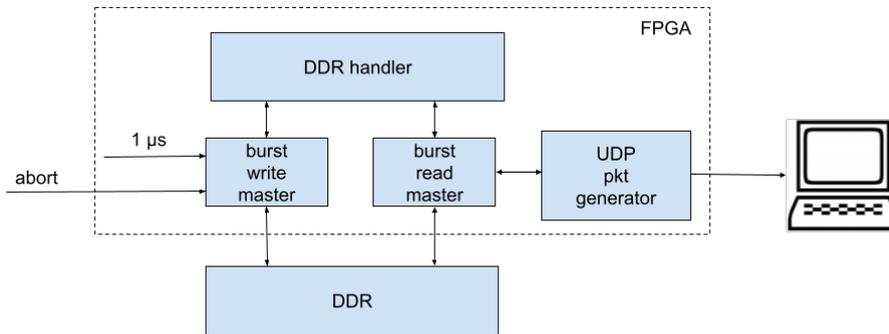


Figura 4.4: Schema a blocchi per la scrittura, lettura, ed invio dei dati ad 1  $\mu$ s

che dipende dalla sua profondità, la perdita dei dati da memorizzare. Una funzione simile viene svolta dalla SCFIFO di *burst\_read\_master* che agisce da buffer tra memoria e mondo esterno. I dati letti vengono gestiti da *ddr udp pkt gen8* il quale si occupa dell'impacchettamento e dell'invio dei dati al mondo esterno come vedremo successivamente.

Per come sono stati realizzati *ddr handler* e *ddr udp pkt gen8* essi implementano un controllo di flusso dei dati che vengono letti dalla memoria ed inviati al calcolatore.

Confrontando la parte di scrittura con quella di lettura è palese che la fase critica sia la prima. Infatti ci si trova a gestire un flusso continuo di dati che non può essere fermato, altrimenti il sistema risulterebbe "cieco" in quel lasso di tempo, inaccettabile per un sistema di diagnostica e protezione. Per effettuare una sorta di analisi dei rischi è necessario confrontare il throughput d'ingresso con quello della memoria.

Quello in ingresso, ovvero dei dati ad 1  $\mu$ s composti da 256 bit, è di 256 Mbit/s. La memoria invece ha un throughput di 38.4 Gbit/s. Questo vuol dire che nel flusso di memorizzazione il fattore limitante è la produzione dei dati, non la memoria. Inoltre nel caso in cui la memoria dovesse avere dei ritardi è presente la SCFIFO che è in grado di sopperire a questa eventualità.

Per la lettura infatti la mole di dati da richiedere alla memoria e successivamente inviare viene decisa automaticamente dal sistema *ddr handler-ddr udp pkt gen*. All'utente viene richiesto solamente di specificare il numero di parole da leggere/inviare e da che indirizzo di memoria iniziare, una sorta di funzionamento che segue la logica del "fire and forget".

### 4.3 Gestione memoria

Da quanto descritto precedentemente si è capito che la gestione a più alto livello della memoria viene effettuato dal modulo *ddr handler*. Gli indirizzi vengono gestiti in modo tale che la memoria risulti circolare, quindi ogni parola “nuova” va a sovrascriverne una “vecchia”. Questo processo viene attivato via software dall’utente, che può avviare o terminare la memorizzazione. Nel caso in cui si verifichi un *abort* del fascio da parte del sistema di controllo di SuperKEKB la memoria viene congelata e l’utente tramite il software può ottenere tutti i dati della memoria oppure, più in generale, le ultime  $N$  parole. Il fatto che si vada a sovrascrivere dei dati non ha alcuna rilevanza all’atto pratico poiché ai fini dello studio delle motivazioni per cui il fascio è stato abortito, o per altri tipi di diagnostica, è richiesto al massimo un periodo di alcune centinaia di ms, mentre l’intera memoria, ricordiamo, è in grado di memorizzare fino a 16 secondi prima di “ricominciare” e riscrivere i dati.

Nella figura 4.5 viene rappresentato il concetto di memoria circolare con gli  $N$  dati che verranno letti.

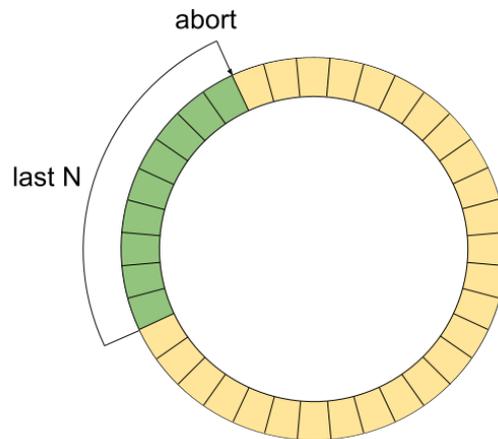


Figura 4.5: Schematizzazione del funzionamento della memoria circolare. In verde sono gli  $N$  dati che verranno letti.

Vediamo ora come viene strutturata la parola da memorizzare. Per ogni parola vogliamo che siano presenti i 4 dati ad  $1 \mu\text{s}$  dei rispettivi canali (A, B, C, D), i relativi range per ciascun canale, il valore di top up, un indice e l’indirizzo dell’ultima parola scritta in memoria.

Una volta che il software riceve queste informazioni è in grado di ricostruire l'andamento della corrente prodotta dai diamanti nel tempo, per ciascun canale, indipendentemente dal range del TIA, distinguendo fra esempi di “top up” e “no top up”.

Dato 1 $\mu$ s A	Dato 1 $\mu$ s B	Dato 1 $\mu$ s C	Dato 1 $\mu$ s D	Range A	Range B	Range C	Range D	Top up	Indice	Indirizzo stop
---------------------	---------------------	---------------------	---------------------	------------	------------	------------	------------	-----------	--------	-------------------

#### 4.4 Protocollo di comunicazione UDP

Come precedentemente accennato, dopo essere stati acquisiti, scritti e poi letti dalla memoria, è necessario inviare i dati al sistema di controllo al PC dell'operatore che deve eseguire una diagnostica sul campo. Questa comunicazione tra calcolatore ed FPGA è stata instaurata sfruttando il protocollo *User Datagram* UDP.

Questo protocollo, essendo connectionless, non prevede l'apertura di una connessione prima di inviare i dati e consente di ottenere una latenza minore rispetto ai protocolli come il TCP. Come trade-off però è da tenere in considerazione il fatto che i pacchetti ricevuti possono non avere lo stesso ordine di quello di invio ed inoltre non esiste nessuna garanzia di consegna degli stessi. Tuttavia nelle connessioni punto-punto, come in questo caso, queste problematiche diventano trascurabili, ma in ogni caso anche se non lo fossero, tramite l'identificativo di giro contenuto nella metà delle parole nella memoria si può facilmente risalire all'identità delle informazioni perse. La descrizione della struttura e del funzionamento di questo sistema richiederebbe un capitolo aggiuntivo, ma ai fini di questo elaborato basta sapere come viene strutturato il payload.

Le dimensioni del pacchetto da inviare tramite protocollo UDP sono di 3200 Byte. Considerando le dimensioni dell'header, il payload effettivo che si ottiene è di 3186 Byte. Dato che le informazioni sono contenute in 256 bit, questo vuol dire che in un pacchetto sono contenute le informazioni di 99 parole di memoria. Per determinare il throughput è necessario sapere che il modulo “ddr3\_udp\_pkt\_gen” presenta un throughput di 800 Mbit/s e questo significa che per raggiungere le dimensioni del payload si impiegano 31.86  $\mu$ s. Tramite queste grandezze si può ottenere il tempo di attesa

per ricevere tutte le informazioni riguardanti le  $2^{24}$  parole contenute nella memoria che corrispondono a circa 5 secondi.

Questo significa che si riescono ad ottenere in 5 secondi le informazioni riguardanti 16 secondi di funzionamento della macchina e che la lettura dei dati risulta essere molto più veloce della scrittura. Per la connessione vengono impiegate due porte, la prima per trasferire la grande mole di dati citati prima, mentre la seconda per trasmettere da PC ad FPGA la parola contenente i comandi. Lo standard concordato per ogni parola “comando” è di 8 Byte, 1 Byte riservato al tipo di comando e 7 Byte per eventuali valori. E’ stato anche concordato che ad ogni comando ricevuto l’FPGA debba rispondere, anche se questo comando non preveda dei valori da trasmettere. In questi casi, come ad esempio “avvia acquisizione memoria”, viene trasmesso l’echo del comando stesso.

## 4.5 Rilevazione allarmi

Fino ad ora abbiamo analizzato una diagnostica che si potrebbe definire passiva, nel senso che si limita a memorizzare le informazioni provenienti dall’esterno. Da quanto descritto precedentemente si comprende che è di vitale importanza proteggere il sensore di vertice da eventi che potrebbero danneggiarlo. Il codice come prima cosa deve discernere tra i dati al  $\mu$ s calcolati durante il “top up” e fuori “top up”. Questo è essenziale siccome nel primo caso sono previste delle correnti provenienti dai diamanti più elevate rispetto al secondo. Di conseguenza le soglie di allarme devono essere distinte per i due casi. Le soglie sono da intendersi come valore massimi di corrente misurata, quindi gli allarmi possono essere attivati solamente nel caso in cui i TIA siano nella configurazione meno sensibile (guadagno minore). Ovviamente tutti e 4 i canali vengono monitorati contemporaneamente e nel caso in cui uno o più di essi non funzionino, sono implementate delle procedure, all’interno del relativo modulo Verilog HDL, che permettono di escludere i canali che presentano anomalie.

La logica che identifica gli allarmi si basa sull’utilizzo di una media mobile. Per semplicità la descrizione viene fatta per un solo canale in quanto il ragionamento lo si può estendere ai rimanenti, facendo riferimento alla figura 4.6.

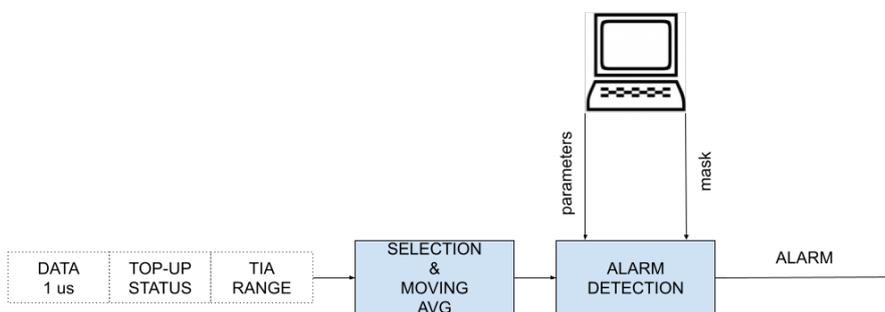


Figura 4.6: Logica per l'identificazione degli allarmi basata sui dati a 1  $\mu$ s elaborati tramite *moving average* con relativa abilitazione da software su PC

La media mobile, schematizzata in figura 4.7 viene implementata sfruttando un accumulatore al quale viene sommato il “nuovo” dato e sottratto il “vecchio”. Per creare il ritardo di  $N$  campioni viene sfruttata una SCFIFO. Per come è stato implementato il codice, l'utente della sala controllo può variare la profondità di questa FIFO, in modo tale da accorciare od allungare la media mobile, il che si traduce in un tempo di intervento più o meno breve. Si è deciso di fornire agli operatori della sala controllo una struttura flessibile, in quanto non siamo a conoscenza dei parametri ottimali per il funzionamento di SuperKEK come lo sono loro e quindi non avrebbe avuto senso vincolare questo parametro.

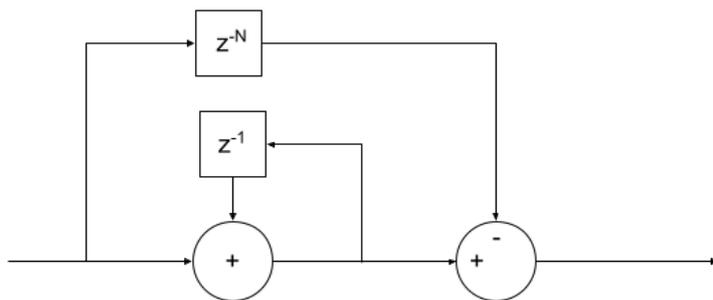


Figura 4.7: Schema a blocchi della *moving average* ricorsiva

Per soddisfare la condizione di allarme non è sufficiente che il valore prodotto dalla media mobile sia superiore alla relativa soglia, ma che sia superiore alla soglia per almeno un determinato intervallo di tempo, anch'esso configurabile dall'operatore. Questo discorso viene duplicato sia per il LER

che per il HER, ottenendo quindi un totale di 4 coppie formate dal valore della soglia e dal contatore di eventi oltre soglia ed i 2 segnali di allarme. Il fatto di valutare una situazione di allarme basandosi su delle medie invece che su un valore istantaneo è determinato dalla possibilità di avere brevi “spike” che possono riguardare una sola lettura fuori range. Questi possono essere determinati da fattori esterni che riguardano ad esempio il diverso percorso dei cavi (lunghe alcune decine di metri) ed è stato osservato che da canale a canale è bene poter gestire la lunghezza della FIFO su cui eseguire la media. Questo rende meno reattivo il sistema, ma scongiura molti falsi allarmi che potrebbero rendere impossibile eseguire l’esperimento.

## 4.6 Controllo della scheda “Fpico\_FE”

La scheda che ospita i convertitori corrente - tensione, come visto nel precedente Capitolo 3, è formata da 2 sezioni. La prima ha il compito di convertire in tensione la corrente in ingresso tramite TIA a guadagno variabile e la seconda filtra il segnale e applica un’inversione di fase allo stesso. Il discorso viene effettuato per un canale ma ovviamente vale anche per i rimanenti 3.

Per la selezione del guadagno nella sezione TIA è necessario pilotare i relativi switch veloci opportunamente, per abilitare o disabilitare il ramo associato a quel determinato guadagno. Lo stesso concetto può essere esteso anche alla sezione di filtraggio anche se, siccome non sono richieste tempistiche di intervento ridotte, non è prevista la sostituzione dei relè con switch veloci.

Il software consente all’operatore in sala controllo di variare manualmente sia il guadagno del TIA che la frequenza di filtraggio. Se ci si affidasse solamente a questa tecnica sarebbe impossibile poter seguire con continuità l’andamento della radiazione. Si è quindi cercato di fornire la possibilità di automatizzare questo processo in modo tale da eseguire dei cambi scala automatici.

Per comprendere il comportamento del codice è utile fare affidamento alla figura 4.8. Nelle ascisse viene indicata la corrente in uscita dal diamante, mentre sulle ordinate troviamo la tensione in ingresso all’ADC. Il grafico schematizza in modo generale quello che succede. Infatti la corrente in uscita dai diamanti che viene convertita dal TIA in una tensione è, dalla teoria,

negativa. Lo stadio di filtraggio inverte il segnale che dopo viene traslato per ottimizzare al meglio il range dinamico dell'ADC.

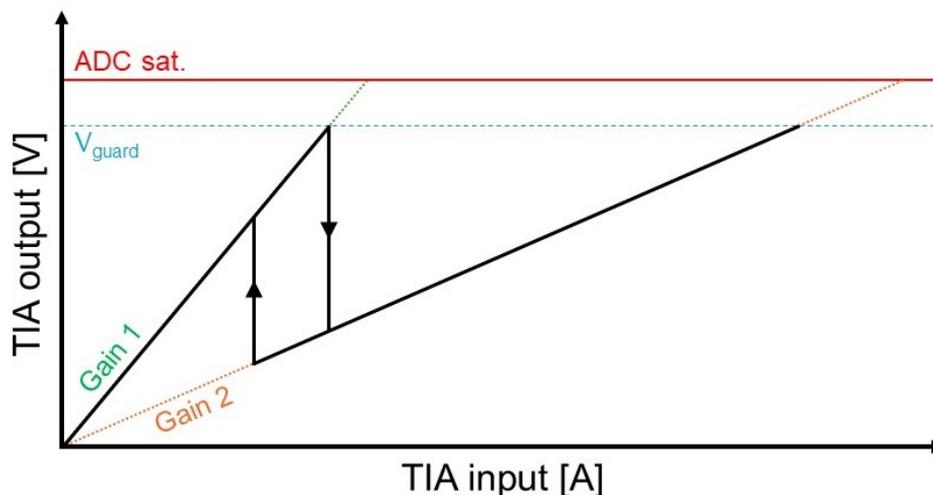


Figura 4.8: Schematizzazione del funzionamento del cambio range automatico. ADC sat. corrisponde alla tensione a cui l'ADC satura mentre  $V_{\text{guard}}$  rappresenta la tensione a cui viene effettuato il cambio range.

Le rette Gain 0, Gain 1, Gain 2, e Gain 3 rappresentano la funzione di conversione corrente-tensione per i 4 valori di guadagno del TIA. Per i guadagni intermedi vengono previste due soglie, una "high" e una "low". Nel caso in cui il segnale in ingresso aumenti e la prima viene superata è necessario passare al range successivo meno sensibile, alternativamente nel caso in cui il segnale in ingresso diminuisca e sia inferiore alla seconda, è necessario passare al range più sensibile; ovviamente questo ragionamento vale per i due range interni, al contrario i due range più esterni richiedono solamente una soglia, "high" per il più sensibile e una "low" per il meno sensibile. Le soglie devono essere selezionate in modo tale da implementare un ciclo di isteresi, per evitare fenomeni di oscillazione che causerebbero una commutazione continua tra due range successivi, ovvero un'instabilità. Per fare ciò è necessario che la soglia "high" del range più sensibile sia maggiore della soglia "low" del meno sensibile. Anche in questo caso il valore delle soglie è completamente configurabile in modo tale da poterle adattare dopo i test sul campo.

Il cambio range automatico, sebbene gli switch utilizzati siano assai rapidi

(tempi di commutazione inferiori al  $\mu\text{s}$ ), non consentirebbe di intervenire in tempi accettabili per segnalare una situazione di allarme qualora si partisse dalla misura nella scala più sensibile. Infatti in quella scala la banda analogica dello stadio di amplificazione ha una risposta al gradino assai più lenta dei 5 microsecondi ritenuti indispensabili. Per questo motivo, al momento, il cambio scala automatico verrà utilizzato soprattutto nell'acquisizione dei dati a 100 ms e i canali che verranno utilizzati per la gestione degli allarmi potranno essere in modalità "autoscale" solo a partire dai range meno sensibili (e quindi più reattivi).

## Capitolo 5

# Software di alto livello

Sebbene il software di controllo utilizzato all'interno dell'acceleratore Super-KEK per la gestione delle DCU sia scritto in Epics, seguendo il protocollo di comunicazione concordato e i comandi definiti assieme e descritti in un manuale a parte, è stato necessario sviluppare anche un software di alto livello più “snello e portabile”. Ricordiamo infatti che i software scritti in Epics (o in Tango in Elettra) nascono per gestire grandi macchine, quindi riguardano il sistema di controllo globale dell'intero anello. Invece era necessario sviluppare un software che consentisse in prima battuta di verificare il funzionamento dello strumento in laboratorio, e in seguito fosse facilmente distribuibile agli operatori sul campo. Ovvero serviva un programma installabile su dei semplici PC portatili, facilmente configurabile, che permettesse agli operatori di analizzare le unità montate nelle varie sezioni per individuare eventuali malfunzionamenti, o solo per eventuali configurazioni, senza passare attraverso il sistema di controllo globale.

In questo elaborato non entreremo nei dettagli del codice, ma ci limiteremo a visualizzare le “finestre” che consentono all'utente di eseguire tutte le operazioni descritte in precedenza. Il software è stato scritto in LabVIEW [40], poiché esso è un ambiente di sviluppo nato esattamente per il controllo di strumentazione, ed anche per la rapidità con cui è possibile realizzare delle finestre molto “user friendly”. Va inoltre detto che tutte le schermate che verranno visualizzate sono state definite assieme al personale dell'INFN, che ha di fatto “disegnato su un foglio” ciò che desiderava avere e le funzionalità associate ad ogni tasto o grafico. In questo modo il programma realizzato è stato molto apprezzato dai fisici che lo utilizzano sia in laboratorio sia

presso l'anello. Infine, la proprietà di LabVIEW di essere “cross-platform” consentirebbe di creare degli anche per sistemi operativi diversi da Windows, e questa è stata una richiesta molto forte da parte degli utilizzatori finali.

Il software si struttura in 4 finestre, organizzato attraverso “Tabs”. La prima finestra, in figura 5.1, consente di verificare se lo strumento risponde e quali sono i valori dei parametri fondamentali, ovvero

- il valore delle threshold per gli allarmi senza e con l'iniezione in corso (Low e High Threshold) oltre che il numero di lettura da 1  $\mu$ s su cui fare la media;
- il range in cui si trovano ad operare i 4 canali;
- lo stato di acquisizione ON/OFF;
- lo stato di memorizzazione ON/OFF;
- lo stato di allarme ON/OFF,

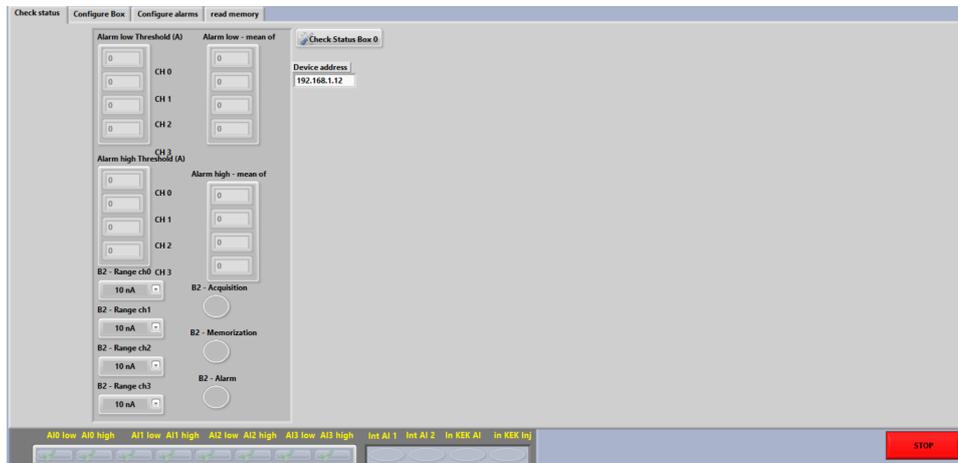


Figura 5.1: Schermata che raccoglie tutti i parametri che identificano lo stato dello strumento

La seconda finestra, riportata in figura 5.2, consente la visualizzazione ogni 100 ms dei valori dei 4 canali. Con i due pulsanti in alto a destra è possibile attivare sia l'acquisizione sia la memorizzazione dei dati. Le 4 manopole in basso a destra controllano la tensione di polarizzazione dei sensori. Oltre a poter cambiare individualmente la scala e la banda analogica di ogni canale, il programma consente di calcolare l'offset da sottrarre (pulsanti in

basso a destra) in modo da poter visualizzare i dati senza la corrente dovuta, ad esempio, alla polarizzazione, che può essere diversa da diamante a diamante.

Sopra il grafico sono disposti due pulsanti con cui l'utente può memorizzare in un file i dati acquisiti ogni 100 ms oppure può interrompere la visualizzazione (senza però interrompere l'acquisizione), nel caso ritenga opportuno fermarsi a valutare comportamenti di un certo interesse.

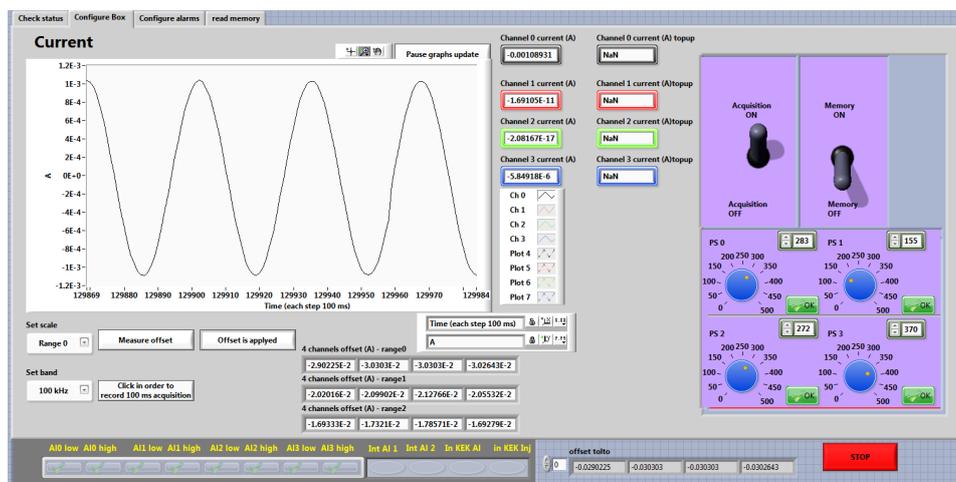


Figura 5.2: Visualizzazione dei dati a 100 ms. In questo caso specifico la corrente in ingresso è una sinusoida con ampiezza picco-picco di 2 mA e frequenza di 0.3 Hz

Nella finestra di configurazione degli allarmi l'utente può decidere la logica con cui attivare gli allarmi: come precedentemente descritto, questa prevede che un allarme venga segnalato in base al "OR" tra un numero definibile di canali che vanno sopra soglia "bassa" (ovvero non in situazione di iniezione) e un numero di canali definibile che vanno oltre la soglia alta. Oltre a ciò con dei tasti verdi in basso a sinistra è possibile "disabilitare" alcuni canali, nel caso ad esempio siano troppo rumorosi per essere inseriti nella logica di gestione degli allarmi.

Nella tab a destra, per ogni canale, è definibile il valore della corrente e il numero di letture su cui fare la media mobile per le due soglie.

Il grafico riporta, come nella pagina precedente, l'andamento delle 4 correnti.

I pulsanti in basso segnalano le situazioni di superamento dei valori di soglia riscontrati per i 4 canali oltre al valore ON/OFF dei segnali in in-

gresso alla DCU (Allarmi provenienti dalle precedenti DCU oppure allarme proveniente dal sistema di controllo di SuperKEK)

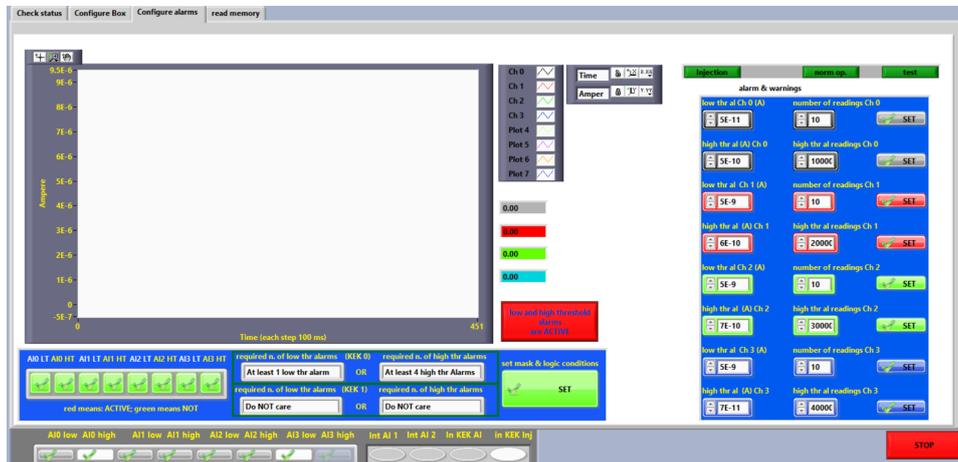


Figura 5.3: Schermata per la gestione degli allarmi.

L'ultima finestra consente di leggere la memoria e visualizzare i dati sia sotto forma di valori ADC sia convertiti in corrente (in base ai metadati forniti). Questa lettura viene eseguita con il tasto in alto a sinistra dopo aver specificato il numero di microsecondi che si intende leggere "indietro" a partire da quando la memoria è stata bloccata.

Allo scopo di effettuare una prima analisi, oppure per controllare eventuali malfunzionamenti o la presenza di rumore "caratteristico" (ad esempio 50 Hz), nella finestra in basso a sinistra è riportata la FFT dei segnali scaricati.

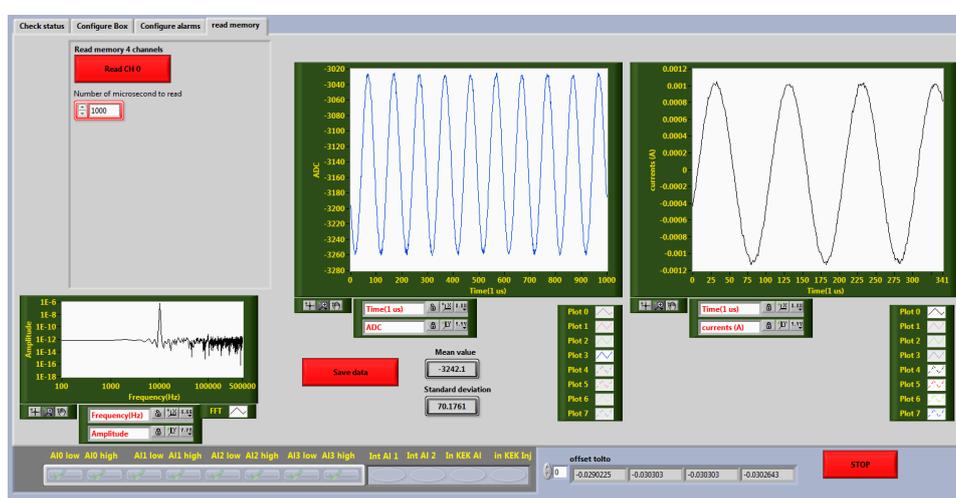


Figura 5.4: Visualizzazione dei dati memorizzati ad  $1 \mu\text{s}$ . In questo caso specifico la corrente in ingresso è una sinusoide con ampiezza picco-picco di 2 mA e frequenza di 10 kHz

# Conclusioni e sviluppi futuri

Il tema trattato in questa tesi è molto attuale e sentito nella comunità scientifica, ed il lavoro eseguito è solo un ulteriore piccolo mattone in un edificio che presumibilmente non sarà mai completo. Infatti i sistemi di controllo sono continuamente “all’inseguimento” delle nuove prestazioni offerte dalle grandi macchine di luce, che introducono senza interruzione nuove sfide sia sotto il profilo della velocità, sia sotto quello della sensibilità e del numero e delle tipologie di sensori coinvolti nel monitoraggio delle radiazioni.

In questa tesi abbiamo affrontato due casi particolari, e molto importanti, riguardo a due di queste macchine, Elettra e SuperKEK. Sebbene il tipo di fisica che viene studiata nei due acceleratori sia assai diverso, abbiamo visto che le esigenze sono molto simili. In particolare è molto simile l’approccio strumentale che può essere applicato, grazie alla modularità del sistema descritto. Infatti sia per il monitoraggio del comportamento delle macchine RF di Elettra, sia per l’apparato sviluppato per la protezione del rivelatore di vertice di SuperKEK, l’architettura utilizzata è sostanzialmente identica, e si basa su un’unità “intelligente” (FPGA) che esegue sia tutta la logica necessaria per le misure sia la comunicazione verso il mondo esterno e verso le schede “ancillari”. Queste ultime sono quelle che in definitiva possono essere differenziate a seconda del problema. Per entrambi i sistemi sviluppati i test sono stati eseguiti solo in laboratorio in quanto entrambe le macchine non hanno consentito l’installazione dei primi moduli da testare e le prime misure sono previste per la fine del 2024. Per quanto possa apparire singolare, a questo ritardo hanno concorso fatti all’apparenza del tutto avulsi dal mondo degli acceleratori di particelle, come ad esempio la guerra russo - ucraina, ha colpito pesantemente anche la ricerca internazionale, costringendo a limitare l’utilizzo dell’energia e quindi riducendo moltissimo la possibilità di eseguire delle misure per test di nuova strumentazione.

## CONCLUSIONI

---

Per quanto attiene i test in laboratorio entrambe le unità sviluppate rispondono pienamente alle richieste, e questo è stato anche verificato dai colleghi dell'INFN presso i loro laboratori dove dei test continui sono tutt'ora in corso, giorno e notte, al fine di individuare eventuali banchi che avrebbero conseguenze abbastanza serie (ricordiamo che l'elettronica sviluppata, nel caso di SuperKEK, se non funziona può essere responsabile, nel migliore dei casi, dello spegnimento dell'anello senza motivo, o della rottura di un rivelatore che costa svariati milioni di euro nel peggiore). In questa tesi è stato affrontato anche l'aspetto più "sensoristico" della questione, a riprova del fatto che ormai anche l'ingegnere elettronico deve, per lo meno nei progetti di ricerca internazionali, collaborare anche allo studio di aspetti molto più rivolti alla fisica del sistema. In particolare in questo elaborato viene descritto tutto lo studio, originale e significativo, che riguarda la linearità della risposta dei sensori in CVD diamond a impulsi di radiazione particolarmente intensi. Per questa analisi è stato sviluppato un setup di misura su FERMI che verrà utilizzato anche in futuro dai fisici delle alte energie in quanto in Italia non esiste alcuna "facility" che fornisca questo tipo di radiazione (impulsi super brevi di elettroni a energie dell'ordine del GeV). Come detto, il tema non cesserà mai di svilupparsi e sono previste intense campagne di misura sul campo, in entrambe le macchine, che presumibilmente porteranno alla luce problemi del tutto nascosti nelle indagini di laboratorio o introdurranno nuove richieste: su entrambi questi fronti il laboratorio strumentazione e detectors sarà pronto ad intervenire.

Va infine ricordato che i vari passi compiuti durante questo periodo di Dottorato hanno fruttato le seguenti pubblicazioni e *proceedings*: [26], [27] e [37].

# Bibliografia

- [1] “Sincrotrone.” [Online]. Available: <https://it.wikipedia.org/wiki/Sincrotrone>
- [2] G. Brajnik, “Ricerca di un sistema innovativo per la rilevazione della posizione del fascio di cariche in macchine di luce di terza e quarta generazione,” Ph.D. dissertation, May 2017. [Online]. Available: <https://arts.units.it/handle/11368/2908168>
- [3] M. Marich, “Progetto e sviluppo dell’unità di monitoraggio e di sicurezza per gli impianti a radiofrequenza di Elettra,” Master’s thesis.
- [4] C. Pasotti, A. Cuttin, M. Rinaldi, and L. Bortolossi, “26th ESLS RF Workshop.” [Online]. Available: <https://indico.elettra.eu/event/36/contributions/481/>
- [5] C. Pasotti, M. Bocciai, L. Bortolossi, and M. Rinaldi, “RF System Design for Elettra 2.0.” JACOW Publishing, Geneva, Switzerland, Jul. 2022, pp. 1570–1572. [Online]. Available: <https://accelconf.web.cern.ch/ipac2022/doi/JACoW-IPAC2022-TUPOMS061.html>
- [6] A. Massarotti, A. Fabris, C. Pasotti, and C. Rossi, “500 MHz Cavities for the Trieste Synchrotron Light Source ELETTRA,” 1990. [Online]. Available: <https://cds.cern.ch/record/963920>
- [7] Terasic, “Cyclone V - SoCKit - the Development Kit for New SoC Device.” [Online]. Available: <https://www.terasic.com.tw/cgi-bin/page/archive.pl?Language=English&CategoryNo=167&No=816&PartNo=1#contents>
- [8] Analog Devices, “LTC2380-24 Datasheet.” [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/products/ltc2380-24.html>

## BIBLIOGRAFIA

---

- [9] W. Flye, “Successive Approximation ADC Block Diagram,” Jul. 2006. [Online]. Available: [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:SA\\_ADC\\_block\\_diagram.png](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:SA_ADC_block_diagram.png)
- [10] Texas Instruments, “ISO7842 Datasheet.” [Online]. Available: <https://www.ti.com/product/ISO7842>
- [11] Finisar, “FCLF852xP2BTL Datasheet.” [Online]. Available: <https://www.digikey.com/en/htmldatasheets/production/1119910/0/0/1/fclf852xp2btl>
- [12] T. Nozaki, “The KEK B factory and the BELLE detector,” *Nucl. Phys. B Proc. Suppl.*, vol. 50, pp. 288–295, 1996.
- [13] Brookhaven National Laboratory, “SuperKEKB Collider Achieves the World’s Highest Luminosity.” [Online]. Available: <https://www.bnl.gov/newsroom/news.php?a=117285>
- [14] B. Wang, F. Abudinen, K. Ackermann, P. Ahlburg *et al.*, “Operational experience of the Belle II pixel detector,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, vol. 1032, p. 166631, Jun. 2022. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0168900222002030>
- [15] “Inner and tracking detectors | Belle II Experiment.” [Online]. Available: <https://belle2.jp/ja/inner-and-tracking-detectors/>
- [16] A. Gabrielli, “In-depth characterisation of diamond detectors for the Belle II experiment,” Ph.D. dissertation. [Online]. Available: <https://arts.units.it/handle/11368/3071379>
- [17] “Belle II Pisa.” [Online]. Available: <https://web2.infn.it/Belle-II/index.php/italian-sites/pisa/34-belleii-pisa>
- [18] P. M. Lewis, I. Jaegle, H. Nakayama, A. Aloisio *et al.*, “First Measurements of Beam Backgrounds at SuperKEKB,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, vol. 914, pp. 69–144, Jan. 2019, arXiv:1802.01366 [hep-ex, physics:physics]. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1802.01366>

## BIBLIOGRAFIA

---

- [19] Element Six, “Synthetic Diamond and Tungsten Carbide Experts.” [Online]. Available: <https://www.e6.com/en/home>
- [20] Cividec Instrumentation, “CVD Diamond Technology applications.” [Online]. Available: <https://cividec.at/>
- [21] “Elettra Sincrotrone Trieste.” [Online]. Available: <https://www.elettra.eu/it/lightsources/fermi/fermi-the-free-electron-laser-copy.html>
- [22] R. Appio, “Radiazione coerente di diffrazione da un gap in guida d’onda, prodotta da fasci ultracorti di elettroni nell’acceleratore FERMI@Elettra,” Master’s thesis, 2008. [Online]. Available: <https://www.tesionline.it/tesi/ingegneria/radiazione-coerente-di-diffrazione-da-un-gap-in-guida-d-onda-prodotta-da-fasci-ultracorti-di-elettroni-nell-acceleratore-fermi%40elettra/38123>
- [23] E. Ferrari, “Advances in Seeded Free Electron Lasers: Generation and Control of Stable and Fully Coherent X-Ray Pulses in Conventional and Exotic Configurations,” Ph.D. dissertation. [Online]. Available: <https://arts.units.it/handle/11368/2908075>
- [24] L. Badano, M. Ferianis, M. Tro, M. Veronese *et al.*, “The Beam Diagnostics System for the FERMI@ elettra Photoinjector,” Jan. 2007.
- [25] A. Abrami, M. D. Marco, M. Lonza, D. Vittor *et al.*, “YAMS: A stepper motor controller for the FERMI@Elettra Free Electron Laser\*,” 2011. [Online]. Available: <https://www.semanticscholar.org/paper/YAMS%3A-A-STEPPER-MOTOR-CONTROLLER-FOR-THE-FREE-Abrami-Marco/3f3474008b20f1e9e0b383fde710d6cb9bbcdcc0>
- [26] S. Bassanese, L. Bosisio, G. Cautero, P. Cristaudo *et al.*, “Diamond detectors’ response to intense high-energy electron pulses,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, vol. 1047, p. 167801, Feb. 2023. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0168900222010932>
- [27] S. Bassanese, L. Bosisio, G. Cautero, S. Di Mitri *et al.*, “Characterization of the transient response of diamond sensors to

## BIBLIOGRAFIA

---

- collimated, sub-ps, 1 GeV electron bunches,” Jan. 2022. [Online]. Available: <https://arts.units.it/handle/11368/3066541>
- [28] M. Berger *et al.*, “Stopping-Power & Range Tables for Electrons, Protons, and Helium Ions,” National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg, MD, Tech. Rep. NISTIR 4999, Jul. 2017.
- [29] M. Colja, “Elettronica di acquisizione e strumentazione per sensori innovativi per Elettra 2.0,” Ph.D. dissertation. [Online]. Available: <https://arts.units.it/handle/11368/3048140>
- [30] Terasic, “Cyclone V GX Starter Kit.” [Online]. Available: <https://www.terasic.com.tw/cgi-bin/page/archive.pl?Language=English&CategoryNo=165&No=830>
- [31] M. Cautero, “Strumentazione ed apparati sperimentali innovativi per misure risolte in tempo e spazio su singole particelle,” Ph.D. dissertation. [Online]. Available: <https://arts.units.it/handle/11368/3075341>
- [32] Analog Devices, “AD9653 Datasheet.” [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/products/ad9653.html>
- [33] Analog Devices, “AD5541JRZ Datasheet.” [Online]. Available: [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5541\\_5542.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5541_5542.pdf)
- [34] Analog Devices, “LTC6268 Datasheet and Product Info | Analog Devices.” [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/products/ltc6268.html>
- [35] Texas Instruments, “OPA211 Datasheet.” [Online]. Available: <https://www.ti.com/product/OPA211>
- [36] Analog Devices, “ADG849 Datasheet.” [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/products/adg849.html>
- [37] M. Marich, L. Bosisio, G. Brajnik, S. Carrato *et al.*, “Design of High Dynamic Range Preamplifiers for a Diamond-Based Radiation Monitor System,” *JACoW*, vol. IBIC2022, pp. 216–219, 2022.

## BIBLIOGRAFIA

---

- [38] XP Power, “CA Series Power Product Range.” [Online]. Available: <https://www.xppower.com/product/CA-Series>
- [39] Intel, “Introduction to the Avalon® Interface Specifications.” [Online]. Available: <https://www.intel.com/content/www/us/en/docs/programmable/683091/22-3/introduction-to-the-interface-specifications.html>
- [40] NI, “LabVIEW.” [Online]. Available: <https://www.ni.com/en/shop/labview.html>
- [41] Texas Instruments, “ISO7840 Datasheet.” [Online]. Available: <https://www.ti.com/product/ISO7840>
- [42] S. Bacher, G. Bassi, L. Bosisio, G. Cautero *et al.*, “Performance of the diamond-based beam-loss monitor system of Belle II,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, vol. 997, p. 165157, May 2021. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0168900221001418>