



Università degli studi di Roma “La Sapienza”
Facoltà di Scienze Matematiche, Fisiche e Naturali
Corso di laurea in Fisica

**Studio e realizzazione di un sistema di
acquisizione programmabile per l’esperimento**

NEMO

Tesi di Laurea

Laureando:

Carlo Alessandro Nicolau

Matr. 11102578

Relatore:

Prof. Maurizio Bonori

Anno Accademico 2002-2003

Tesine

Tesina 1:

Relatore: Prof. P. Camiz

La fisica della corda vibrante rigida.

Tesina 2:

Relatore: Prof.ssa L. Zanello

L'universo è un calcolatore?

Il forte interesse della comunità scientifica nei confronti dell'astronomia dei neutrini è legato alla necessità di aumentare la scala di osservazione dell'Universo. L'osservazione di sorgenti galattiche ed extragalattiche tramite fotoni con energia dell'ordine di 10 TeV o superiore è infatti resa difficile dall'interazione di queste particelle con la materia interstellare. I neutrini, soggetti alla sola interazione debole, possono invece fornire informazioni su corpi astronomici schermati da grandi quantità di materia.

Il progetto **NEMO** (**NE**utrino **ME**diterranean **O**bservatory) è parte di un programma di ricerca e sviluppo dell'Istituto Nazionale di Fisica Nucleare volto alla realizzazione di un telescopio Čerenkov sottomarino per la rivelazione di neutrini di altissima energia di origine extragalattica e galattica, chiamato **NEMO km³**. Oggetto di questa tesi sono lo sviluppo e il collaudo dell'elettronica di acquisizione dati per questo telescopio.

Nel primo capitolo viene introdotta la fisica dell'esperimento e vengono riportate le altre principali esperienze di ricerca condotte nello stesso campo.

Nel secondo capitolo vengono delineati i requisiti sperimentali che un apparato di questo tipo deve soddisfare e vengono descritte le caratteristiche del telescopio **NEMO km³**.

I capitoli terzo e quarto sono dedicati al progetto della scheda di acquisizione dati mentre il quinto capitolo descrive il *software* per personal computer che ne permette il controllo e la calibrazione.

Nel sesto capitolo viene riportato uno studio volto alla scelta di un elemento del circuito per la compressione dei segnali presente nella scheda di acquisizione.

Il settimo capitolo è infine dedicato alle conclusioni e alla discussione degli sviluppi possibili per il progetto.

Capitolo 1

Introduzione

Quasi tutte le conoscenze finora acquisite nel campo dell'astronomia sono state raggiunte attraverso l'osservazione dei fotoni. E' fin dai primi astronomi arabi, nel III millennio a.c., che la volta celeste viene studiata attraverso la luce prodotta dalle stelle. Con il passare del tempo le conoscenze sono aumentate e le tecniche si sono sviluppate arrivando fino ad oggi, in cui non si parla più di "volta celeste" e di "luce" ma di Universo e di fotoni. La scala delle energie su cui è stata effettuata l'osservazione di queste particelle va dalle onde radio ai raggi gamma, passando per le frequenze dell'infrarosso, la luce visibile, i raggi ultravioletti e i raggi X. L'indagine basata sulla rivelazione dei fotoni si rivela tuttavia non praticabile se ci si spinge ad energie superiori a 10 TeV e a distanze cosmologiche. I fotoni ad alta energia interagiscono con quelli delle radiazioni di fondo cosmico nell'infrarosso e nella regione delle microonde formando coppie elettrone-positrone; questo fenomeno, noto come effetto Greisen-Zatsepin-Kuz'min [1, 2], elimina ogni possibilità di studiare sorgenti a distanze maggiori di 10 Mpc ¹ attraverso l'osservazione di fotoni con energia maggiore di 10 TeV.

Un altro mezzo attraverso il quale si possono acquisire informazioni è costituito dall'osservazione dei raggi cosmici, costituiti da protoni e nuclei atomici pesanti. I campi magnetici della nostra galassia ne alterano tuttavia

¹1 parsec \equiv 1 pc \approx 3.26 ly \approx 3.086 \cdot 10¹⁶ m

la traiettoria rendendo impossibile individuare il punto dal quale vengono originati.

La scoperta di sorgenti extragalattiche di fotoni con energie dell'ordine dei 10 TeV, come i *Gamma Ray Bursters* e gli *Active Galactic Nuclei*, conferma tuttavia la necessità di spingere l'osservazione ad energie e a distanze maggiori di quelle attuali. Se questi fotoni di così alta energia vengono generati attraverso la produzione e il decadimento di pioni neutri, è ragionevole aspettarsi, dalle stesse sorgenti, un flusso associato di neutrini ad alta energia generati attraverso la produzione e il decadimento di pioni carichi.

I neutrini, soggetti alla sola interazione debole, non vengono significativamente assorbiti dalla materia interstellare e non subiscono effetti di deflessione dovuti ai campi magnetici intergalattici. La rivelazione dei neutrini renderebbe quindi possibile identificare e individuare fenomeni che coinvolgono energie e distanze delle sorgenti estremamente maggiori di quelle attualmente possibili. E' questo l'obiettivo di quella nuova branca dell'astronomia che prende il nome di *astronomia neutrinica*.

Risalgono ai primi anni '60 [3, 4] i primi studi volti alla realizzazione di un telescopio per neutrini di altissima energia, uno strumento, cioè, in grado di rivelare il passaggio di queste particelle identificandone la traiettoria e misurandone l'energia con accettabile approssimazione.

1.1 La fisica dell'esperimento

Già nel 1960, Markov [5, 6, 7] propose di usare l'acqua del mare e la roccia del fondo marino come un immenso bersaglio per rivelare i neutrini di altissima energia. I muoni (anti-muoni) generati nella reazione

$$\nu_{\mu} (\bar{\nu}_{\mu}) + N \longrightarrow \mu^{+} (\mu^{-}) + X \quad (1.1)$$

(in cui N è un nucleone del bersaglio e X è una parte adronica) hanno un'energia compresa fra il 50% e il 60% dell'energia del neutrino (antineutrino) e ne mantengono la traiettoria. I muoni prodotti in questa reazione proseguono il loro cammino nell'acqua del mare per diversi km generando luce per

effetto Čerenkov. Usando dei fotomoltiplicatori disposti su un reticolo tridimensionale è quindi possibile ricostruire la traiettoria e misurare l'energia dei muoni, risalendo alla traiettoria e all'energia dei neutrini. Dai diversi studi effettuati risulta che, per ricostruire le traiettorie dei neutrini con un'approssimazione inferiore al grado e per avere una stima della loro energia con una precisione di un ordine di grandezza, l'area sensibile del rivelatore deve essere di almeno 1 km^2 e il volume occupato non deve essere inferiore al km^3 . A causa del rumore di fondo prodotto dai muoni cosmici, il rivelatore deve essere inoltre schermato da una notevole quantità di materia. Dai risultati di studi basati su varie simulazioni, al livello della superficie terrestre il rapporto segnale/rumore risulta essere dell'ordine di 10^{-12} , mentre, schermando il rivelatore con uno spessore di 4 km di acqua, questo rapporto scende ad un valore dell'ordine di 10^{-4} . La frequenza attesa, per un telescopio con queste caratteristiche, è dell'ordine di qualche evento per anno [8, 9].

Le ampie dimensioni, le difficoltà legate alla profondità a cui deve essere collocato e la grande quantità di dati da trasportare e da elaborare, rendono la costruzione di un apparato del genere uno fra i più ambiziosi progetti attualmente perseguiti dalla comunità degli astrofisici.

1.2 Le principali esperienze

Diverse sono le collaborazioni internazionali ad essersi impegnate, attualmente o in passato, in progetti per la costruzione di un telescopio per neutrini del tipo descritto.

Primo fra tutti è stato il progetto **DUMAND** [10] (**D**eep **U**nderwater **M**uon **A**nd **N**eutrino **D**etector), frutto di una collaborazione internazionale con base operativa nell'università delle Hawaii. Iniziato nel 1978 e abbandonato nel 1996 a causa di problemi legati alla tenuta alla pressione idrostatica e ai costi di esercizio, questo progetto ha costituito un importantissimo studio di fattibilità per questo tipo di apparati, avendone messo in luce le principali problematiche di carattere tecnologico. L'apparato sperimentale, nella ver-

sione finale dell'esperimento, prevedeva 9 funi lunghe circa 300 m. Una delle funi era posizionata al centro di una base di forma ottagonale disposta sul fondale marino, a circa 4800 m di profondità. Le altre funi erano disposte in corrispondenza degli otto spigoli della base, lungo una circonferenza con un raggio di 52.5 m. Lungo ogni fune, mantenuta in tensione da una boa di galleggiamento, erano disposti, alla distanza di 10 m l'uno dall'altro, 24 moduli ottici. Ogni uno di questi era costituito da una Benthos-sfera contenente un fotomoltiplicatore da 15 pollici, con la superficie sensibile rivolta verso il fondale marino, e un modulo di acquisizione dati. L'apparato sperimentale non è mai stato realizzato nella versione definitiva, ma nel 1993 è stata calata in acqua una fune con 22 moduli ottici che ha fornito una notevole quantità di dati dai quali è stato possibile ricostruire un evento a due muoni cosmici.

Un approccio diverso è stato seguito dalla collaborazione **AMANDA** [11] (**Antarctic Muon and Neutrino Detector Array**). In questo caso il mezzo di schermo e la massa bersaglio sono forniti dal ghiaccio del Polo Sud. L'apparato ha una struttura simile a quella dell'esperimento DUMAND. Per posizionare le funi è stato sviluppato un metodo che, usando acqua ad alta temperatura, permette di praticare dei fori nel ghiaccio fino alla profondità di 2 km. Una volta inserita la strumentazione di misura, l'acqua torna allo stato solido in un tempo di circa un giorno e i moduli ottici restano immobili nella loro posizione. I cavi di collegamento sono accessibili dalla superficie, sulla quale è posizionata la stazione per la raccolta e l'elaborazione dei dati. Questo approccio presenta alcuni vantaggi rispetto a quello che prevede l'uso delle acque marine. La stazione di raccolta dati è infatti relativamente vicina al rivelatore e i fotomoltiplicatori sono fissati da una struttura estremamente rigida costituita dal ghiaccio stesso. Il ghiaccio alle profondità indicate risulta inoltre particolarmente omogeneo e limpido, ma alcuni problemi si sono riscontrati a causa degli effetti prodotti dalla diffusione della luce da parte del ghiaccio.

Gli altri principali esperimenti condotti nello stesso ambito, o in corso di definizione, sono **ANTARES** [12], **BAIKAL** [13] e **NESTOR** [14] per

la descrizione dettagliata dei quali si rimanda il lettore ai riferimenti bibliografici riportati. Nel 2003, si è svolta presso il Nikhef (National Institute for Nuclear Physics and High Energy Physics) [15] di Amsterdam una conferenza che ha visto la partecipazione delle principali collaborazioni europee attive su progetti legati alla costruzione di telescopi per neutrini. Questa conferenza, chiamata **VLV ν T Workshop 2003** [16] (**V**ery **L**arge **V**olume **N**eutrino **T**elescope), ha dato inizio ad un importante processo di confronto e collaborazione fra i partecipanti con la finalità di cercare un punto di convergenza fra le varie esperienze svolte.

1.3 La collaborazione NEMO

La collaborazione **NEMO** (**NE**utrino **ME**diterranean **O**bservatory) è formata da **INFN**, **INGV** e dalle università di Bari, Bologna, Cagliari, Catania, Genova, Messina e Roma “La Sapienza”. Dal 1999 questa collaborazione sta portando avanti un lavoro di ricerca e sviluppo orientato alla realizzazione di un telescopio sottomarino per neutrini, chiamato **NEMO km³**. Nell’ambito di questo progetto, la collaborazione ha svolto e sta svolgendo diversi compiti che, suddivisi per area tematica, consistono in:

- i*) La caratterizzazione di diversi siti sottomarini, nell’area del Mar Mediterraneo, in cui collocare il telescopio;
- ii*) Lo studio, per mezzo di simulazioni Monte Carlo, della geometria più adeguata per la collocazione dei sensori ottici;
- iii*) Lo sviluppo dell’elettronica di acquisizione e trasmissione dati;
- iv*) Lo sviluppo del sistema di trasmissione della potenza necessaria ad alimentare l’apparato;
- v*) La progettazione della struttura meccanica e del sistema delle connessioni dell’apparato;

- vi)* Lo sviluppo degli algoritmi per il riconoscimento e la ricostruzione degli eventi (algoritmi di trigger);
- vii)* Il progetto del sistema di elaborazione e archiviazione dei dati acquisiti.

Data la vastità delle diverse tematiche e il loro forte grado di correlazione, i vari gruppi di ricerca impegnati nei vari punti hanno lavorato e lavorano in forte collaborazione. Un breve resoconto dei risultati finora raggiunti da questo lavoro multidisciplinare di ricerca e sviluppo è l'oggetto del capitolo che segue.

Capitolo 2

Il progetto NEMO km³

In questo capitolo vengono descritte le principali caratteristiche del rivelatore NEMO km³. Alcuni punti del vasto lavoro di ricerca e sviluppo che la collaborazione sta portando avanti, come lo studio degli algoritmi di trigger da applicare, il progetto dell'elettronica di elaborazione dati a terra, del sistema di distribuzione dell'energia e del sistema informatico di immagazzinamento dei dati, sono tuttora in fase di studio. Le caratteristiche principali della parte sottomarina dell'apparato sono comunque giunte ad un alto livello di definizione.

2.1 La scelta del sito sottomarino

La scelta del sito sottomarino in cui collocare il rivelatore è estremamente importante. A partire dal 1999 la collaborazione NEMO ha svolto un programma di ricerca durato due anni che ha avuto come obiettivo la caratterizzazione di alcuni siti sottomarini nelle vicinanze delle coste italiane. La collaborazione ha selezionato quattro aree geografiche in cui sono state condotte varie campagne di misure. I risultati delle misure hanno portato alla scelta di un sito, profondo circa 3500 m a circa 100 km a Sud-Est della località di Capo Passero (figura 2.1), in Sicilia, per la collocazione del tele-

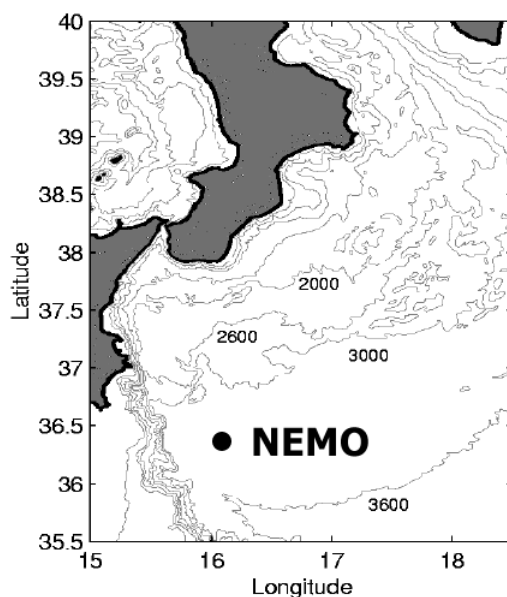


Figura 2.1: Il sito scelto per la collocazione del telescopio NEMO km³.

scopio. Nel seguito si farà riferimento a questo sito col nome di “sito di Capo Passero”.

Il programma di caratterizzazione ha incluso:

- La misura delle proprietà ottiche di assorbimento e di diffusione della luce dell’acqua;
- la misura del fondo ottico dovuto ai fenomeni di bioluminescenza e al decadimento radioattivo degli isotopi disciolti nell’acqua (principalmente il ⁴⁰K);
- la misura delle proprietà oceanografiche del sito come la temperatura e la salinità dell’acqua e la quantità di particolato disciolto;
- la misura della velocità delle correnti e delle sue variazioni.

Queste misure hanno una forte incidenza sia sul progetto che sulle prestazioni del telescopio stesso. Per la scelta del sito hanno giocato un ruolo

importante anche la sua profondità, determinante al fine del miglioramento del rapporto segnale/rumore, e la sua vicinanza alla costa, per limitare le problematiche relative al trasporto dei dati e della potenza necessaria. Fino a distanze dell'ordine di 100 km è possibile fare uso di apparati di trasmissione basati su cavi elettro-ottici senza la necessità di utilizzare sistemi di amplificazione dei segnali che aumenterebbero i costi e ridurrebbero l'affidabilità del sistema.

2.1.1 Proprietà ottiche dell'acqua

Il sito scelto deve mostrare caratteristiche di basso assorbimento e bassa diffusione della luce da parte dell'acqua. L'area sensibile effettiva del rivelatore non è infatti direttamente determinata dall'estensione dell'area coperta dalla superficie sensibile dei sensori ottici, ma è fortemente influenzata dalle caratteristiche di trasmissione della luce. Le tracce dei muoni che attraversano l'acqua possono infatti essere osservate solo se i fotoni emessi per effetto Čerenkov hanno una probabilità sufficientemente alta di raggiungere, senza essere deviati o assorbiti, la superficie sensibile dei sensori ottici.

La caratterizzazione delle proprietà ottiche dell'acqua nei siti selezionati è consistita nella misura dei coefficienti di assorbimento e di attenuazione della luce per 9 diverse lunghezze d'onda comprese fra 412 nm e 715 nm. I risultati delle misure mostrano, ad una profondità di 3300 m nel sito di Capo Passero, un coefficiente di assorbimento per la luce blu ($\lambda = 440 \text{ nm}$) di $0.014 \pm 0.003 \text{ m}^{-1}$ e un coefficiente di attenuazione di $0.025 \pm 0.003 \text{ m}^{-1}$. Da questi dati è stata stimata una lunghezza di trasmissione, alla stessa lunghezza d'onda, di circa 60 m [17, 18, 19]. Considerando che a questa lunghezza d'onda i fotomoltiplicatori presentano una buona efficienza, la collaborazione ha scelto di usare questo tipo di sensori ottici come elemento di rivelazione per il telescopio.

2.1.2 Misure del fondo ottico

L'attività ottica presente nelle profondità marine è dovuta a vari fattori. L'emissione di luce Čerenkov per il passaggio dei raggi cosmici o dei muoni indotti dal passaggio di neutrini è in realtà un evento estremamente raro se confrontato con l'emissione di fotoni da parte degli elementi radioattivi e da parte di microorganismi bioluminescenti (come il plancton). La radioattività presente è in particolare dovuta principalmente alla presenza del ⁴⁰K. Questo isotopo del potassio decade prevalentemente β^- emettendo fotoni o per cattura elettronica, seguita dal rilascio di un fotone il quale a sua volta produce elettroni per effetto Compton con le molecole di acqua. Gli elettroni con energia cinetica superiore a 250 keV emettono a loro volta fotoni Čerenkov. La statistica che regola questo fenomeno è quella di Poisson, per cui il ⁴⁰K produce un segnale di fondo con una frequenza media degli eventi costante. La bioluminescenza produce invece delle raffiche (*burst*) di fotoni, che possono durare fino a varie centinaia di millisecondi, a frequenze che possono essere vari ordini di grandezza più alte di quelle generate dal ⁴⁰K. Nelle varie campagne di misure effettuate nel sito di Capo Passero, utilizzando fotomoltiplicatori da 2 pollici, è stata ottenuta una frequenza media degli eventi acquisiti di circa 380 Hz [20]. Questo parametro ha un significato importante. Nella progettazione dell'elettronica di trasmissione dati del sistema, è necessario considerare che, anche in assenza di segnali fisicamente rilevanti, ogni fotomoltiplicatore rivela eventi prodotti da questo fondo di attività ottica. La frequenza degli eventi rivelati dipende linearmente dall'area efficace del sensore ottico per cui, considerando fotomoltiplicatori con diametro da 13 pollici, la frequenza attesa di eventi per ogni fotomoltiplicatore risulta, nel sito scelto, dell'ordine di 16 kHz.

2.1.3 La sedimentazione e il particolato

Un'altra caratteristica che il sito scelto deve possedere è che gli effetti di sedimentazione siano estremamente lenti. La presenza di sedimenti e particolato

nell'acqua può ridurre drasticamente le prestazioni del rivelatore. Il particolato incrementa gli effetti di diffusione della luce, peggiorando la risoluzione angolare nella ricostruzione delle tracce. Inoltre, il deposito sulla superficie dei moduli ottici che col tempo si produce, riduce l'efficienza del rivelatore. Dalle varie misurazioni effettuate nel sito scelto, gli effetti di sedimentazione sono risultati estremamente bassi rispetto alle altre regioni costiere, il che conferma anche il sospetto che le regioni centrali del Mediterraneo abbiano un'attività biologica molto bassa.

2.1.4 Misura delle correnti

Il sito scelto deve essere calmo, e le correnti eventualmente presenti devono essere lentamente variabili. Questo aspetto incide pesantemente sia sulla struttura meccanica dell'apparato che sulla procedura per la sua deposizione. Le misure effettuate sul sito di Capo Passero indicano che la direzione della corrente è molto stabile nell'arco di tutto l'anno. La velocità media è intorno a 2.8 cm/s e il suo valore massimo è inferiore a 20 cm/s.

2.2 La struttura del rivelatore

Durante la fase di studio preliminare, la collaborazione NEMO ha preso in considerazione diverse possibili configurazioni del rivelatore. In base a considerazioni di carattere tecnico e realizzativo, a simulazioni numeriche volte alla stima delle prestazioni e in base a considerazioni circa la fattibilità e i costi delle diverse soluzioni, è stata quindi individuata la struttura più adeguata per il telescopio.

Il risultato è una struttura modulare il cui elemento minimo è la **torre**. Ogni torre (figura 2.2a) è una struttura alta 750 m e costituita da 16 **piani**, un sistema di cavi di sospensione, una base contenente la zavorra che la mantiene sul fondo e una boa di galleggiamento. I piani (figura 2.2b) sono costituiti da tubi metallici, lunghi 40 m, alle cui estremità sono posizionati quattro **moduli ottici (MO)**. Il MO consiste in una Benthos-sfera conte-

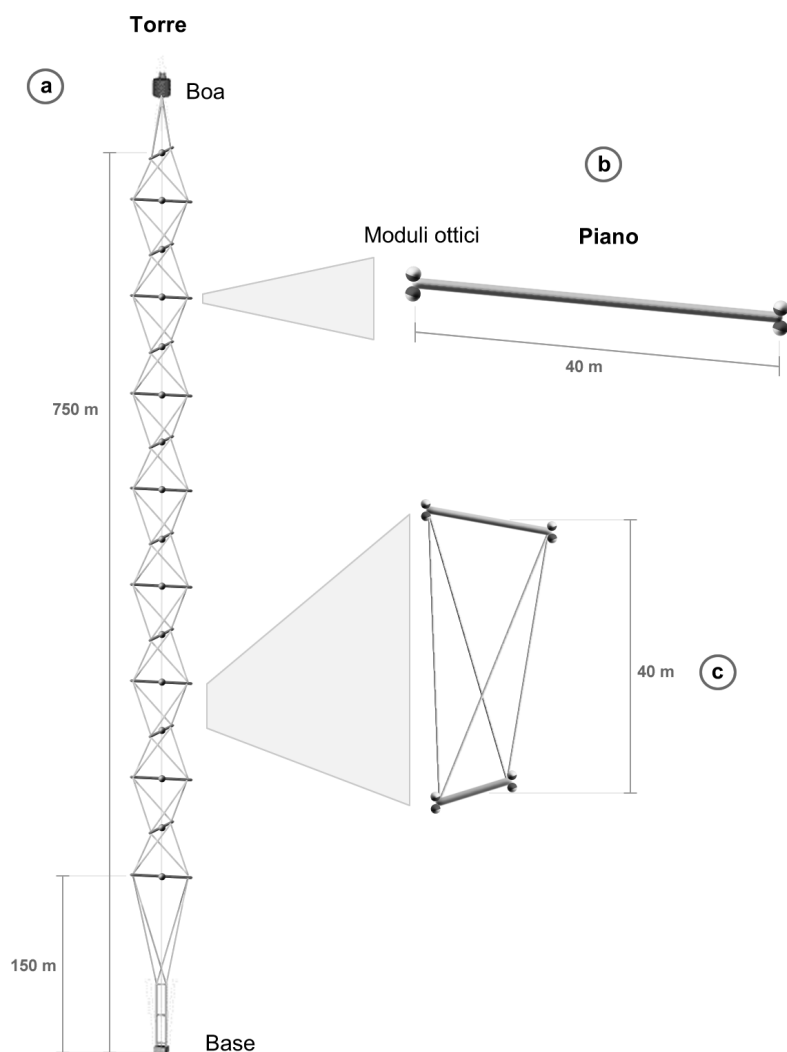


Figura 2.2: Schema descrittivo di una torre. In (a) è mostrata la struttura complessiva della torre; la torre è ancorata al fondo da una zavorra posta alla base ed è mantenuta in tensione da una boa di galleggiamento. In (b) viene riportato il piano, alle estremità del quale sono visibili i quattro moduli ottici. In (c) viene mostrato il sistema di cavi di sospensione che, mantenuti in tensione dalla spinta della boa di galleggiamento, vincolano la posizione reciproca fra i piani consecutivi; ogni piano risulta ruotato sul piano orizzontale di 90° rispetto al successivo.

nente un fotomoltiplicatore e la relativa elettronica di acquisizione dati e di alimentazione. Dei quattro fotomoltiplicatori di ogni piano, due sono posizionati con l'area sensibile verso l'alto mentre gli altri due puntano verso il basso. L'elettronica presente su ogni piano verrà descritta con più dettaglio nel seguito. Il piano più basso si trova ad una quota di 150 m rispetto al fondale marino, mentre i successivi sono posti ad una distanza di 40 m l'uno dall'altro. I tubi costituenti due piani vicini sono inoltre ruotati di 90° sul piano orizzontale l'uno rispetto all'altro. Il collegamento dei piani successivi è costituito da un sistema di cavi (figura 2.2c) che permette di ottenere una struttura rigida quando il sistema è nell'acqua, ma flessibile in fase di trasporto e stoccaggio.

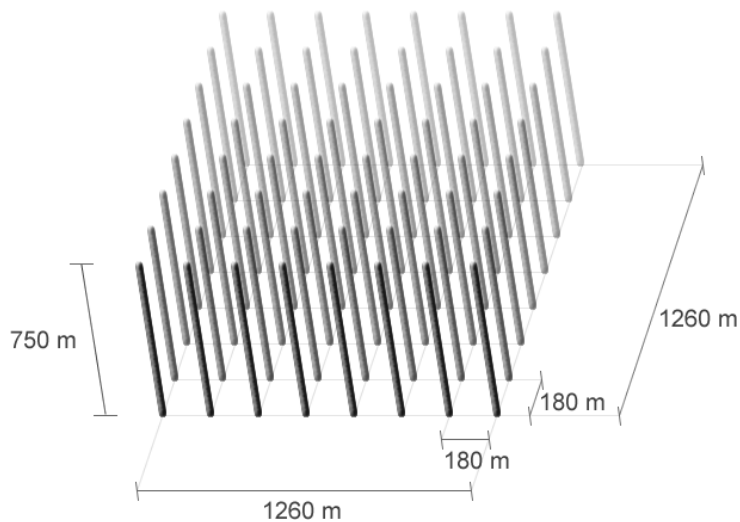


Figura 2.3: Disposizione schematica delle torri.

La struttura complessiva del telescopio prevede 64 delle torri descritte, disposte a formare un reticolo quadrato 8×8 con lato di 1260 m (figura 2.3). Ogni torre prevede 64 MO per cui il sistema complessivo comprende 4096 fotomoltiplicatori e occupa un volume di circa 1 km^3 .

2.3 L'elettronica dell'apparato

Nella progettazione dell'elettronica di un apparato con queste caratteristiche non è possibile definire una scala di importanza dei diversi aspetti, che vanno anzi considerati tutti di primaria importanza. Dato il basso numero aspettato di eventi per anno, il telescopio dovrà essere operativo per un periodo di almeno 10 anni. Considerando le ostili condizioni ambientali del sito in cui il telescopio verrà collocato, l'apparato deve essere progettato in modo da ridurre al minimo la necessità di eventuali operazioni di mantenimento e riparazione. Ogni parte dell'elettronica dell'apparato, dal sistema di acquisizione dati fino al sistema di controllo e distribuzione della potenza, deve quindi soddisfare criteri di affidabilità che ne garantiscano il funzionamento senza interruzione per tempi molto lunghi. D'altra parte, vista la grande quantità di apparati da alimentare e, soprattutto, la grande distanza alla quale la potenza deve essere trasportata (~ 100 km), è necessario progettare ogni elemento del sistema limitandone al massimo i consumi.

2.3.1 Topologia dei collegamenti

La struttura meccanica dell'apparato descritto esibisce un'evidente modularità dell'architettura che ben si presta ad un'interpretazione gerarchica dei collegamenti. Si è pertanto scelta una struttura ad albero in cui i cavi per il trasporto dei segnali vengono via via separati lungo il proprio percorso da terra fino ai 4096 moduli ottici.

Il collegamento fra il laboratorio a terra e l'apparato avviene attraverso un cavo elettro-ottico, chiamato **cavo elettro-ottico principale**. Questo cavo si origina nel laboratorio a terra e termina nelle vicinanze dell'apparato stesso, coprendo quindi una distanza di circa 100 km. La potenza necessaria al funzionamento dell'apparato viene inviata dal laboratorio a terra attraverso i conduttori metallici di questo cavo, mentre i dati vengono inviati e ricevuti per mezzo delle fibre ottiche. E' attualmente in fase di studio un sistema di comunicazione ad altissima affidabilità che permetta il control-

lo degli apparati di distribuzione della potenza attraverso i soli conduttori metallici. Durante la fase di accensione dell'apparato questo sistema permetterà di attivarne in modo sequenziale e controllato i vari componenti. Durante l'utilizzo a regime, permetterà invece di escludere l'alimentazione per le eventuali parti che dovessero mostrare malfunzionamenti.

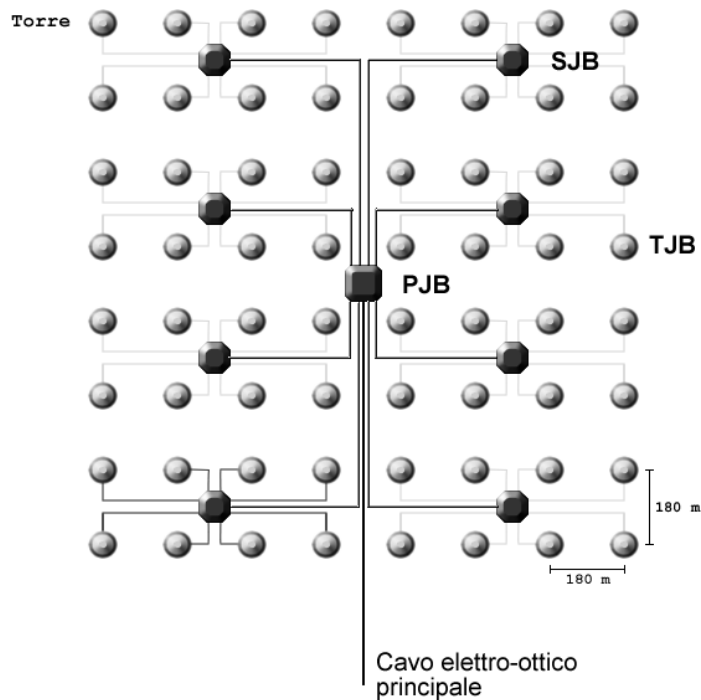


Figura 2.4: Schema dei collegamenti.

In questa sezione verrà descritto esclusivamente il sistema dei collegamenti per quanto riguarda la distribuzione dei dati, mentre per quanto riguarda il progetto del sistema per la distribuzione della potenza si rimanda il lettore alle pubblicazioni disponibili [21]. La figura 2.4 mostra lo schema dei collegamenti a partire dal cavo elettro-ottico principale fino ad arrivare alla base delle torri. Una prima suddivisione dei segnali ottici viene operata dalla Primary Junction Box (PJB). Da questa si diramano otto cavi elettro-ottici che terminano su altrettante Secondary Junction Box (SJB). In ogni SJB il cavo viene ulteriormente separato in otto parti che vengono inviate alle

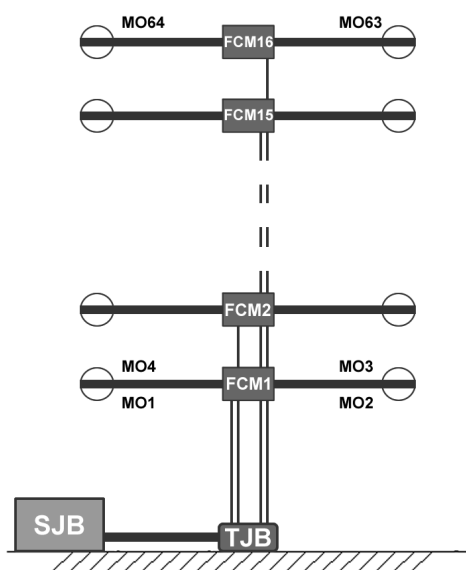


Figura 2.5: Schema dei collegamenti elettro-ottici di una torre.

Tower Junction Box (**TJB**) poste alla base di ogni torre. Nella figura 2.5 è mostrato uno schema dell'elettronica di torre. Ogni piano ospita un modulo di controllo di piano, chiamato Floor Control Module (**FCM**), che gestisce e fornisce connettività a tutta l'elettronica di piano. La TJB suddivide ulteriormente i segnali ottici in 16 parti che collegano separatamente i FCM della torre al resto dell'apparato.

Tutti i collegamenti ottici citati sono bidirezionali, per cui il flusso dei segnali prodotti dai FCM segue un cammino completamente speculare rispetto a quello descritto. Per limitare la complessità, migliorando l'affidabilità complessiva dell'apparato, tutte le derivazioni di segnali ottici, effettuate dai tre ordini di Junction Box, sono ottenute senza l'ausilio di dispositivi elettro-ottici. Le funzionalità di instradamento dei flussi ottici vengono cioè svolte da dispositivi passivi come multiplexer/demultiplexer ottici. Il segnale resta quindi nel dominio ottico lungo tutto il proprio percorso dal laboratorio a terra fino ai FCM e vice versa. Poiché la distribuzione dei segnali di temporizzazione all'intero apparato avviene attraverso questo canale (§ 2.3.4),

questa scelta elimina gli eventuali poco controllabili effetti di ritardo che la conversione elettro-ottica introdurrebbe, aspetto, questo, fondamentale data l'importanza della precisione dell'informazione temporale per la ricostruzione delle tracce. Un altro vantaggio di questo approccio è costituito dalla sua modularità. La struttura ad albero delle connessioni può essere infatti applicata specularmente alle connessioni verso gli apparati di elaborazione dati che costituiscono il laboratorio a terra. In altre parole, immaginando di percorrere il cavo elettro-ottico principale nella direzione opposta, dall'apparato sottomarino verso il laboratorio, si ha esattamente la stessa struttura delle derivazioni. Per ognuno dei FCM dell'apparato sottomarino, nella stazione a terra sarà quindi presente una scheda corrispondente¹ che realizza con il FCM un collegamento di tipo punto-punto [22, 23].

2.3.2 Il piano

Su ogni piano sono presenti diversi dispositivi elettronici. Nella parte centrale del tubo che costituisce un piano (figura 2.6) sono inseriti il FCM e un modulo, chiamato Slow Control Module (**SCM**), a cui possono essere collegati eventuali strumenti di rilevazione ambientale a bassa velocità come correntometri, inclinometri, bussole, tilt-meters, misuratori di salinità e termometri. L'elenco di questi strumenti di misura può variare da piano a piano, per cui lo SCM prevede un certo numero di interfacce *general purpose* digitali, come porte seriali RS232 e segnali digitali programmabili di input/output, e analogiche.

Il FCM comunica con il laboratorio a terra per mezzo di due fibre ottiche, che partono dalla TJB, mentre comunica con l'elettronica di piano, costituita

¹In realtà il FCM stesso potrà essere usato sia in mare che a terra. Dei FCM montati a terra non verranno usate alcune interfacce, come quelle verso i moduli ottici e verso lo SCM (§ 2.3.2), mentre ne verranno usate altre, con le quali la scheda potrà trasferire i dati al sistema di elaborazione. La descrizione dettagliata dell'elettronica del FCM e dello SCM non rientra negli scopi di questo lavoro, per cui si rimanda il lettore interessato alle pubblicazioni disponibili [21].

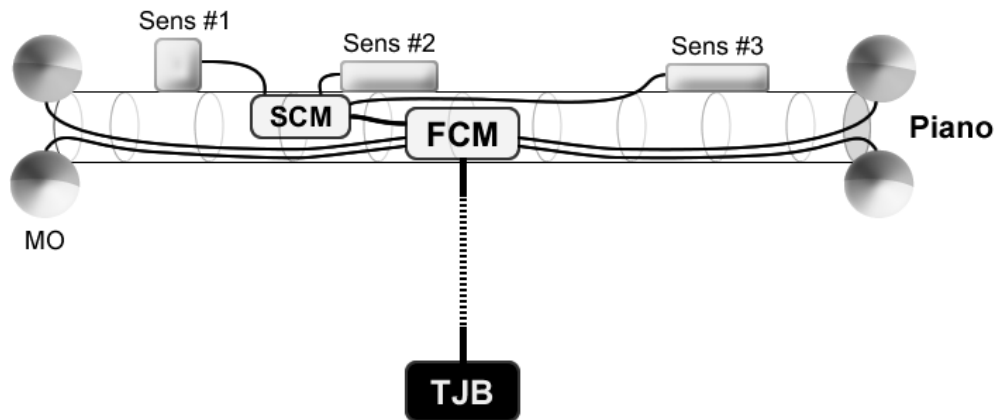


Figura 2.6: L'elettronica di piano.

dai quattro MO e dallo SCM, tramite connessioni elettriche dedicate attraverso le quali fornisce anche l'alimentazione necessaria. Dal punto di vista strettamente funzionale, il FCM è un oggetto per certi versi passivo. Non effettua direttamente misure e non produce quindi dati fisici, ma si limita a ricevere il flusso di dati proveniente dal laboratorio a terra per suddividerlo e inviarlo agli apparati presenti sul piano e, analogamente, a ricevere i dati prodotti dai MO e dallo SCM inserendoli in una trama ottica che spedisce verso il laboratorio a terra. In un certo senso quindi, il FCM funge esclusivamente da concentratore/deconcentratore dei flussi prodotti dai sensori presenti sul piano. Per questa sua caratteristica, ci si può riferire al FCM anche con il nome di **concentratore**. Al di là della caratterizzazione funzionale, il FCM è ovviamente un oggetto elettronicamente molto complesso. Al suo interno è presente un'elettronica che interpreta e formatta la trama dei dati scambiati con gli apparati del laboratorio a terra, che permette un controllo degli errori di trasmissione e che consente il controllo delle alimentazioni di tutti gli apparati di piano.

Il collegamento con lo SCM è realizzato attraverso un bus SPI (Serial Peripheral Interface), mentre quello con ognuno dei quattro MO è realizzato attraverso un cavo che viene utilizzato per trasmettere segnale di clock, dati

e per fornire la tensione di alimentazione. All'interno di quest'ultimo cavo sono presenti tre doppini metallici e una calza di schermo (figura 2.7). La trasmissione dei dati e del clock fa uso dello standard differenziale LVDS [24] (Low Voltage Differential Signaling). Il clock, generato da parte del FCM, viene trasmesso attraverso uno dei doppini mentre i dati nelle due direzioni sono trasmessi separatamente attraverso gli altri due doppini. Il modo comune di queste due ultime coppie di conduttori è inoltre utilizzato per la trasmissione della tensione di alimentazione.

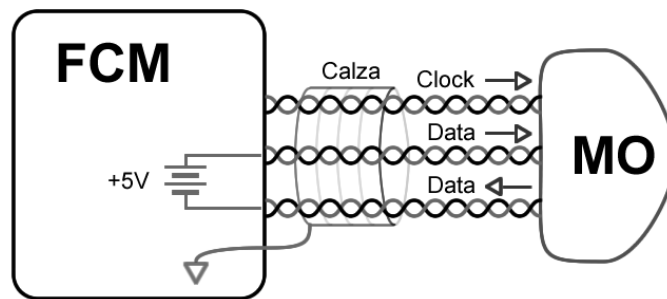


Figura 2.7: Collegamenti fra FCM e MO.

2.3.3 Il modulo ottico

Il MO (figura 2.8) è costituito da una Benthos-sfera contenente un fotomoltiplicatore con un diametro di 8 pollici o superiore, l'elettronica di acquisizione dati, chiamata **DAQ Board**, e il modulo per la generazione dell'alta tensione per il fotomoltiplicatore. La Benthos-sfera è una sfera di vetro borosilicato avente un diametro esterno di 43 cm e uno spessore 15 mm. La sfera, costituita da due semisfere, è garantita per resistere ad una pressione di 700 bar. Il fotomoltiplicatore viene attaccato alla superficie interna di una delle semisfere usando un gel a base di silicone che garantisce l'accoppiamento ottico del fotocatodo con il vetro. Il gel si presenta in forma liquida ed è tale che, a temperatura e pressione ambiente, dopo poche ore vulcanizza facendo aderire le due superfici. La parte interna della semisfera contenente l'elettronica vie-

ne coperta da un rivestimento nero facendo sì che il fotomoltiplicatore possa rivelare solo la luce proveniente dalla direzione in cui è rivolto il fotocatodo. Viene così mantenuta, almeno in parte, l'informazione circa la direzione della luce incidente. Per ridurre gli effetti del campo magnetico terrestre il fotomoltiplicatore è inoltre racchiuso da una griglia in mu-metal.

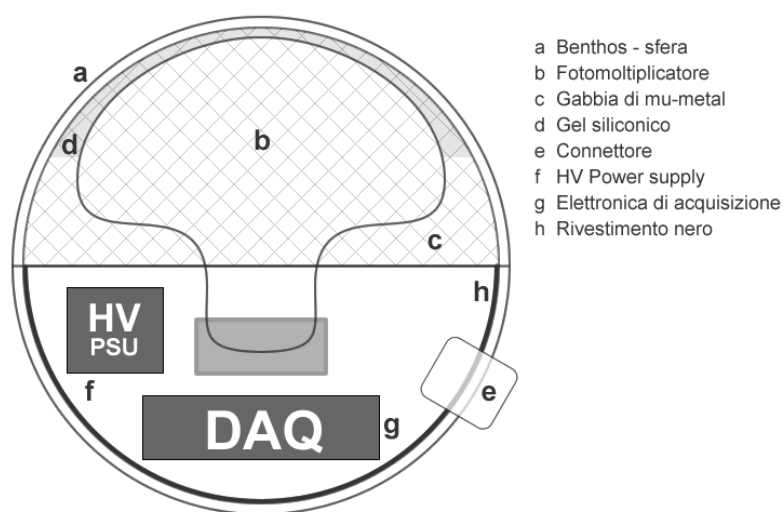


Figura 2.8: Il modulo ottico.

Il compito principale svolto dalla DAQ Board è l'acquisizione degli impulsi prodotti dal fotomoltiplicatore e la loro trasmissione, in forma digitale, al FCM. Oltre a questo la DAQ Board controlla il modulo per la generazione dell'alta tensione, fornendone anche la tensione di alimentazione, e svolge altri compiti di controllo locale come la lettura di parametri ambientali quali l'umidità e la temperatura.

2.3.4 La distribuzione dei segnali di temporizzazione e il sistema di comunicazione

Una delle difficoltà principali che si sono presentate durante la fase di progetto del telescopio è legata alla sincronizzazione delle varie parti dell'apparato.

Per ricostruire le tracce prodotte dai muoni è infatti necessario conoscere l'istante in cui i fotoni Čherenkov investono il fotocatodo dei fotomoltiplicatori con una precisione temporale dell'ordine del ns. All'interno di ogni MO, la DAQ Board dispone di un orologio che scandisce il tempo, che nel seguito sarà chiamato **tempo proprio del modulo ottico**, con cui viene contrassegnato ogni impulso generato dal fotomoltiplicatore. È quindi necessario che tutti i MO scandiscano i tempi propri in fase fra loro o che, più in generale, eventuali sfasamenti possano essere conosciuti, calcolandoli e/o misurandoli, con una precisione della frazione del ns. Considerando che i MO ai vertici opposti dell'apparato distano quasi 1.9 km, questo obiettivo è tutt'altro che facile da ottenere².

Sono tuttora in fase di studio diverse possibili soluzioni a questo problema. Fra queste emerge la cosiddetta "soluzione ibrida", basata sull'utilizzo di un protocollo di trasmissione auto-sincrono³ e sull'applicazione di un processo di ottimizzazione sulla base delle tracce prodotte dai muoni cosmici.

Il fondo di muoni cosmici, che per gli scopi fisici dell'esperimento è da considerarsi alla stregua di un rumore da filtrare, può infatti rivelarsi utile in questo ambito. Se si considerano i dati acquisiti dal telescopio in un intervallo di tempo sufficientemente lungo, in essi saranno presenti eventi dovuti alla radioattività (⁴⁰K) e, in misura minore ma consistente, eventi prodotti dal passaggio di muoni cosmici. Se non si conoscono gli sfasamenti relativi dei tempi propri dei vari MO, non è possibile né rivelare il passaggio dei muoni né, tanto meno, ricostruirne le tracce. Considerando come parametri liberi di un processo di ottimizzazione i valori dello sfasamento relativo fra i tempi propri dei 4096 MO, è però possibile trovarne il valore che consente la ricostruzione di un numero di eventi muonici che si accordi con la loro

²Per avere un'idea delle quantità con cui si ha a che fare è sufficiente considerare che alla velocità della luce nei mezzi trasmissivi si impiegano più di 9 μ s per percorrere la distanza che separa i due MO disposti agli estremi opposti del rivelatore.

³I protocolli auto-sincroni sono quei protocolli in cui la trasmissione è sincrona ma l'informazione di temporizzazione della trasmissione stessa è imbevuta nella trama dei dati, sfruttandone lo stesso canale.

frequenza aspettata, calcolata teoricamente. Questa non è che una descrizione estremamente sommaria di questo processo, che d'altra parte meriterebbe un lavoro a parte per essere descritto e sviluppato approfonditamente, ma permette di mettere in luce un aspetto importante che occorre tenere in considerazione nel progetto dell'elettronica dell'apparato. Data l'alta dimensionalità dello spazio dei parametri del processo di ottimizzazione⁴, è infatti necessario limitare l'intervallo all'interno del quale effettuare la ricerca dei valori ottimi. In altre parole, l'indeterminazione iniziale dello sfasamento fra i tempi propri dei MO deve essere limitata e nota. Attraverso una soluzione puramente elettronica, utilizzando cioè un protocollo di trasmissione auto-sincrono e basandosi quindi sulla temporizzazione fornita del flusso stesso dei dati, è possibile stabilire un limite superiore di circa 40 ns per questa indeterminazione. Con questa indeterminazione, applicando l'algoritmo di ottimizzazione, si dovrebbe arrivare ad una indeterminazione sui parametri dell'ordine dei 300 ps.

Lo standard SONET

Per quanto riguarda la scelta del protocollo di trasmissione, l'attenzione è stata rivolta allo standard che va sotto il nome SONET (Synchronous Over NETwork). Questo standard, che individua un sottoinsieme del più vasto standard di telecomunicazioni chiamato SDH (Synchronous Digital Hierarchy), definisce il livello fisico del canale di trasmissione specificandone il metodo di formattazione e trasmissione dei dati in modo sincrono. Essendo largamente utilizzato nel settore delle telecomunicazioni, sono disponibili

⁴Il numero di parametri liberi è in effetti 1023 e non 4095 come si potrebbe pensare considerando il numero di MO e sottraendovi la dimensionalità dello spazio dei vincoli considerato. Data la struttura delle connessioni, in ogni piano la sincronizzazione fra i quattro MO può essere garantita, con una precisione dell'ordine di 100 ps, attraverso un'accurata progettazione del sistema di distribuzione dei segnali di clock. Considerando quindi che il numero complessivo di piani è 1024 e considerando che si è interessati alla sola conoscenza degli sfasamenti relativi si ottiene una dimensionalità dello spazio dei parametri liberi pari a $1024 - 1 = 1023$.

sul mercato diversi componenti elettronici che integrano la gestione di questo standard, il che consente di limitare notevolmente i tempi di sviluppo dell'elettronica di trasmissione.

Lo standard SONET comprende protocolli, che vanno sotto il nome di *Synchronous Transport Mode* (STM), che consentono velocità di trasmissione dati che vanno da 51.84 Mbps (STM level 0, o STM0) fino a 39.812 Gbps (STM256) su singola fibra ottica.

Lo schema di trasmissione definito da questo standard è basato su una suddivisione temporale, o *time-division multiplexing* (TDM), secondo cui i dati vengono suddivisi in blocchi della lunghezza di 810 byte. Il formato di ogni blocco consiste in nove "righe", da 90 byte ciascuna, trasmesse consecutivamente. Tre byte di ogni riga sono dedicati ad informazioni utilizzate per l'allineamento e il controllo di integrità dei dati, mentre gli altri 87 byte costituiscono il cosiddetto *payload*, in cui l'utente può inserire, senza ulteriori vincoli sul formato, i dati necessari.

Attraverso l'uso della tecnica DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) è poi possibile usare una singola fibra ottica per trasportare contemporaneamente più flussi di dati. Questa tecnica viene utilizzata nelle varie Junction Box e prevede che diverse frequenze della luce, o "colori", vengano utilizzate per distinguere i diversi flussi, realizzando ciò che prende il nome di *frequency multiplexing* ottico.

Il canale di comunicazione FCM \longleftrightarrow TJB

Il canale di comunicazione tra FCM e TJB, costituito da una coppia di fibre ottiche, utilizza in entrambe le direzioni il protocollo STM1. Usando questo protocollo, che prevede la trasmissione di dati alla velocità di 155.52 Mbps, ogni FCM ha a disposizione una banda pari a 150.336 Mbps, corrispondente al payload del STM1.

Nel payload del flusso di dati prodotto dal FCM e diretto al laboratorio di terra sono presenti, organizzati secondo una trama che verrà definita, i dati prodotti dai MO, i dati prodotti dallo SCM e i dati di controllo prodotti

dal FCM stesso. Di questi, la porzione maggiore è ovviamente occupata dai dati prodotti dai quattro MO.

Nel payload del flusso di dati che il FCM riceve dal laboratorio a terra sono invece presenti esclusivamente dati di controllo e segnali di temporizzazione diretti agli apparati elettronici presenti sul piano. Dei circa 150 Mbps disponibili per questo canale ne verranno quindi utilizzati solo una piccola parte.

Il canale di comunicazione FCM \longleftrightarrow MO

Lo SCM produce una quantità di dati estremamente limitata se confrontata con quella dei dati prodotti dai quattro MO, per cui per ognuno di questi può essere allocata una banda massima di trasmissione pari a circa 37 Mbps. In realtà (§ 3.3.4, pagina 41) ogni MO produce dati con una velocità media che può variare fra 2 Mbps e 5 Mbps, per cui si è scelto di allocare 19.44 Mbps per i dati prodotti da ogni MO. Ciò garantisce comunque un largo margine di sicurezza⁵ lasciando una consistente porzione di banda (quasi 70 Mbps) per eventuali altri moduli ottici che in questo modo è possibile aggiungere sul piano. Per il flusso di dati nella direzione opposta, dal FCM ai MO, viene invece allocata una banda di 4.86 Mbps per MO, dato che non si hanno necessità di velocità maggiori. Il protocollo di trasmissione è in entrambi i sensi di tipo seriale ed è sincrono con il segnale di clock che il FCM invia ai MO, o con segnali da questo direttamente derivabili.

Nella trama dei dati prodotti dai MO sono presenti sia i dati relativi agli impulsi generati dal fotomoltiplicatore, opportunamente codificati, che alcuni dati di controllo, nei quali si intendono inclusi anche i dati relativi alla lettura dei sensori ambientali.

⁵La quantità di dati prodotti dai MO dipende quadraticamente dal diametro della superficie sensibile dei fotomoltiplicatori e linearmente dalla concentrazione del ⁴⁰K disciolto nell'acqua del sito in cui viene collocato l'apparato. I dati forniti saranno giustificati dettagliatamente nel capitolo 3

Nella trama dei dati che il FCM invia ad ogni MO sono invece presenti i **dati di controllo** e i **segnali di sincronizzazione**. I dati di controllo sono costituiti principalmente da comandi che il laboratorio a terra invia al MO, come ad esempio l'accensione o lo spegnimento del generatore di alta tensione o il comando di acquisizione da uno dei sensori ambientali presenti nel MO. I segnali di sincronizzazione consistono invece in comandi che è lo stesso FCM ad inviare e prendono questo nome perché hanno la funzione di mantenere in sincronia i due apparati. La distinzione descritta è fondamentale poiché, mentre i dati di controllo non necessitano di un tempo di esecuzione da parte della DAQ Board con particolari requisiti, per i segnali di sincronizzazione questo tempo deve essere noto con la massima precisione. Questo punto verrà comunque ripreso nel capitolo seguente.

2.3.5 Il Test Site

Prima di calare l'intero apparato nel sito di Capo Passero, la collaborazione ha stabilito un certo numero di prove di funzionamento in mare da effettuare su delle versioni ridotte dell'apparato. Data la modularità del progetto, per verificare il funzionamento complessivo di tutte le funzionalità dell'apparato, è sufficiente effettuare le prove con due torri. Questo consente infatti di provare tutti gli apparati di piano e contemporaneamente di verificare il funzionamento del sistema di comunicazione.

Una prima verifica consisterà nel calare in mare quella che viene chiamata *mini-torre*, che consiste in una torre comprendente due soli piani. Questa prova consentirà di constatare eventuali problemi legati alla tenuta alla pressione idrostatica dei contenitori utilizzati, al funzionamento di tutti gli apparati elettronici e permetterà di verificare, almeno in parte, il funzionamento del sistema di trasmissione dei dati.

Successivamente è prevista la deposizione di due torri complete, per un totale di 128 moduli ottici, 32 FCM con relativi SCM e due TJB. Per connettere le due torri verranno inoltre utilizzate due SJB e una PJB, con cui sarà possibile effettuare delle prove di funzionamento con un apparato più

aderente alla versione finale anche relativamente alle procedure di deposizione sul fondo marino. Grazie a questa prova sarà inoltre possibile effettuare una prima prova dell'apparato di elaborazione dati a terra.

Per effettuare queste prove la collaborazione ha individuato un sito sottomarino, chiamato *Test Site*, alla profondità di circa 2000 m, che risulta più comodo rispetto al sito di Capo Passero, anche se offre caratteristiche peggiori dal punto di vista della presenza della radioattività ambientale, delle proprietà ottiche dell'acqua, della presenza di particolato e degli effetti di sedimentazione.

Il Test Site è situato a circa 25 km dal porto di Catania. La maggiore vicinanza ad una città che già offre tutte le infrastrutture necessarie all'allestimento del laboratorio di elaborazione dati a terra e la minore profondità del sito semplificano notevolmente l'allestimento dell'apparato stesso rispetto al sito di Capo Passero. Una volta effettuate queste verifiche di funzionamento sarà inoltre possibile adibire le infrastrutture di comunicazione depositate all'uso con altri esperimenti.

Capitolo 3

La DAQ Board: funzionalità

Il compito principale della DAQ Board è l'acquisizione dei segnali prodotti dal fotomoltiplicatore, la loro conversione in un opportuno formato digitale e il loro invio verso il FCM. Oltre questo, la DAQ Board svolge compiti di controllo sul modulo di generazione dell'alta tensione e fornisce alcuni canali di acquisizione dati ausiliari, a bassa velocità, che possono essere usati per eventuali sensori presenti nella Benthos-sfera (temperatura, umidità etc.). Nei prossimi paragrafi saranno descritte le caratteristiche della DAQ Board dal punto di vista funzionale, mentre nel capitolo successivo si entrerà nei dettagli della sua realizzazione circuitale.

Prima di proseguire è però opportuno fare una premessa. In questo capitolo e nel successivo verrà descritto il progetto di un'elettronica che è già una seconda versione di una scheda di acquisizione progettata, realizzata e provata in questo stesso laboratorio e per gli stessi scopi. La versione precedente, alla quale ci si riferirà con il nome "DAQ Board 1.0", è stata utilizzata come base per lo sviluppo della nuova versione e ne costituisce sostanzialmente la base. La necessità di passare alla nuova versione, la "DAQ Board 2.0", è stata dettata da esigenze legate sia al bisogno di progettare nuovamente alcune parti che alla maggior definizione che le specifiche generali dell'apparato hanno, dall'inizio dell'attività della collaborazione NEMO, subito. In questo capitolo, ove non esplicitamente specificato, si farà riferimento alla nuova

versione della scheda. D'altra parte, come verrà chiarito nel seguito, tutte le verifiche sperimentali di funzionamento e le misure effettuate sono state eseguite usando alcuni prototipi della versione 1.0, eventualmente modificati secondo le necessità.

Per rendere più chiara la spiegazione, verrà inizialmente descritta la struttura delle interfacce della DAQ Board. Da un'analisi delle principali caratteristiche dei segnali prodotti dal fotomoltiplicatore saranno poi definiti i requisiti relativi alle forme di trattamento, conversione ed elaborazione che la DAQ Board deve effettuare su questi segnali.

3.1 Interfacce e collegamenti

I collegamenti del MO (figura 3.1) coinvolgono la DAQ Board, il fotomoltiplicatore, il generatore dell'alta tensione, che per brevità verrà chiamato HVPSU (High Voltage Power Supply Unit), e il FCM. All'interno del MO, la DAQ Board acquisisce i segnali prodotti dal fotomoltiplicatore attraverso un cavo coassiale con impedenza caratteristica di 50Ω e controlla il generatore dell'alta tensione, fornendone anche la tensione di alimentazione, attraverso un'interfaccia dedicata. Sono inoltre presenti altre interfacce, che costituiscono i cosiddetti **canali ausiliari**, attraverso cui è possibile acquisire e produrre segnali, sia analogici che digitali, che potranno essere utilizzati con eventuali altri sensori e/o apparati elettronici presenti nel MO. I canali ausiliari consistono in un'interfaccia seriale RS232, un'interfaccia analogica, chiamata **analog I/O**, e un'interfaccia digitale, chiamata **digital I/O**. La connessione con l'esterno del MO, ovvero con il FCM, consiste in un cavo costituito da tre doppiini con impedenza caratteristica di 100Ω e da una calza metallica di schermo. Attraverso questo cavo la DAQ Board riceve il segnale di clock, i dati, l'alimentazione e trasmette i dati (§ 2.3.2). Per facilitare le prove di laboratorio della DAQ Board sono inoltre presenti un connettore ausiliario di alimentazione e un'interfaccia chiamata **JTAG**, che utilizza lo standard IEEE 1149.1. Grazie a questo standard, noto appunto anche come

Joint Test Action Group, la DAQ Board può essere programmata a basso livello attraverso un personal computer. Per scambiare dati con la DAQ Board in assenza del FCM è inoltre possibile utilizzare la porta RS232, caricando un opportuno *firmware* sulla scheda stessa.

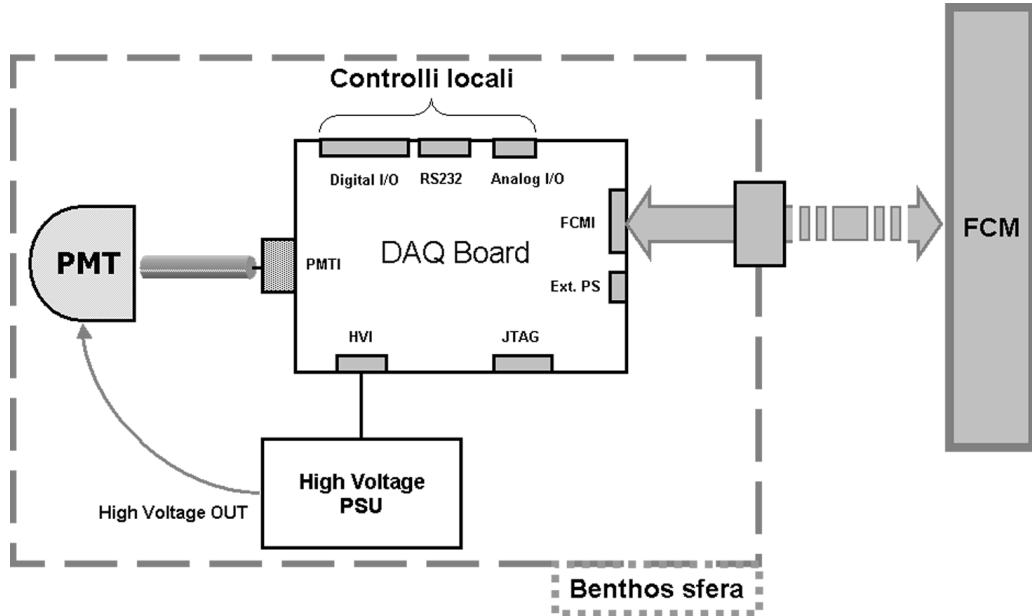


Figura 3.1: Schema dei collegamenti all'interno del modulo ottico e interfacce della DAQ Board.

Le caratteristiche di queste interfacce, riportate per comodità di lettura anche nella tabella 3.1, sono le seguenti:

- **PMTI** (Photomultiplier Interface) : Interfaccia che connette il fotomoltiplicatore alla DAQBoard. Il cavo di collegamento è un coassiale con impedenza caratteristica di 50Ω , per cui, per accoppiarne l'impedenza, il connettore di questa interfaccia è terminato, internamente alla DAQ Board, su 50Ω .
- **FCMI** (Floor Control Module Interface) : Interfaccia di collegamento con il FCM. Tale collegamento utilizza lo standard LVDS¹ ed è costi-

¹LVDS (Low Voltage Differential Signaling) è uno standard di trasmissione digitale su

tuito da tre doppini con impedenza caratteristica di 100Ω e una calza di schermo comune. Un doppino è dedicato al segnale di clock, consistente in un'onda quadra con frequenza di 4.86 MHz, generata dal FCM. Gli altri due sono utilizzati per la trasmissione e la ricezione dei dati verso e dal FCM alle velocità, rispettivamente, di 19.44 Mbps e 4.86 Mbps. Il modo comune di questi ultimi due doppini viene inoltre utilizzato per la trasmissione della tensione di alimentazione di 5 Vdc da parte del FCM.

- **Ext. PS** (External Power Supply) : Connettore di alimentazione ausiliario da utilizzare per le prove di laboratorio nel caso in cui la scheda non sia connessa al FCM. Sulla scheda è presente un ponticello che ne permette l'esclusione.
- **HVI** (High Voltage Interface) : Interfaccia fra la scheda di acquisizione e il modulo di generazione dell'alta tensione per il fotomoltiplicatore. La tensione di alimentazione (+5 Vdc) che la scheda fornisce al HVPSU può essere attivata e disattivata a comando in modo da permetterne lo spegnimento. Sono inoltre presenti due segnali di controllo analogici e uno digitale. I primi due, HVCnt (High Voltage Control) e HVMon (High Voltage Monitor), sono, rispettivamente, un segnale analogico di uscita, che può essere usato con quei generatori di alta tensione che consentono il controllo lineare della tensione attraverso un segnale continuo, e un ingresso analogico che può essere utilizzato, tramite un opportuno partitore resistivo esterno, come segnale di *feedback* dell'alta tensione generata. Il segnale digitale, HVUPO (High Voltage User Programmable Output), è invece un'uscita digitale che può essere utilizzata, ad esempio, per sincronizzare il convertitore DC/DC eventualmente presente nel HVPSU.

linea differenziale, proposto dalla National e accettato dall'ANSI sotto la denominazione ANSI/TIA/EIA-644 e da IEEE sotto la denominazione IEEE 1596.3.

- **RS232** : Interfaccia di comunicazione seriale asincrona RS232, con livelli di tensione 0 V, 3.3 V. La velocità di trasferimento (*baudrate*) può essere programmata per lavorare sia a frequenze standard fino a 115.200 kbps, che a frequenze non standard. Questa interfaccia può essere usata per la comunicazione di apparati eventualmente presenti nel MO che adottino tale standard. In assenza di un FCM, come ad esempio durante le prime fasi di sviluppo della DAQ Board, l'interfaccia RS232 può essere utilizzata per connettere la scheda ad un personal computer.
- **Analog I/O** : Interfaccia analogica ausiliaria. Questa interfaccia fornisce tre segnali analogici di uscita e permette di acquisire tre segnali analogici in ingresso. Gli ingressi possono essere utilizzati per acquisire segnali lentamente variabili prodotti da sensori, come ad esempio sensori di temperatura, campo magnetico o umidità, che forniscano il risultato della loro misura sotto forma di una tensione analogica. I tre segnali di uscita possono essere usati per generare tensioni di controllo eventualmente necessarie.
- **Digital I/O** : Interfaccia digitale ausiliaria. Questa interfaccia fornisce otto segnali, liberamente e indipendentemente configurabili come ingressi o uscite. Configurando questa interfaccia in modalità parallela, sarà possibile comunicare a velocità superiori a quelle consentite dalla porta RS232 con eventuali altri apparati. Per le prove di laboratorio questa interfaccia può essere configurata in modo da comunicare in tempo reale alcuni dei parametri di funzionamento della DAQ Board.
- **JTAG** : Interfaccia JTAG/ONCE (Joint Test Action Group/ON Chip Emulator) che permette la programmazione e il *debug* della scheda durante la fase di sviluppo del *firmware*.

Interfaccia	segnale	tipo	note
PMT	Fotomolt.	AIN	Coassiale (50 Ω)
FCMI	Clock	LVDS IN	Doppino (100 Ω), 4.86 MHz
	DataIN/Gnd	LVDS IN	Doppino (100 Ω), 4.86 Mbps
	DataOUT/Vcc	LVDS OUT	Doppino (100 Ω), 19.44 Mbps
Ext. PS	Vcc	Power IN	-
	Gnd	Power IN	-
HV PSU	+5V(SW)	Power	-
	HVCnt	AOUT	Controllo HV PSU
	HVMon	AIN	Feedback HV PSU
	HVUPO	DOUT	User programmable
RS232	TX	DOUT	UART Tx (0-3.3 V)
	RX	DIN	UART Rx (0-3.3 V)
Analog I/O	OUT[0..2]	AOUT	3 output analogici ausiliari
	IN[0..2]	AIN	3 input analogici ausiliari
	GPDIO	DIO	I/O digitale ausiliario
Digital I/O	GPDIO[0..7]	DIO	8 linee di I/O digitali
JTAG	JTAG/ONCE	DIO	Porta JTAG/ONCE di debug

Legenda:	
AOUT:	Uscita analogica
AIN:	Ingresso analogico
LVDS IN:	Ingresso Low Voltage Differential Signaling
LVDS OUT:	Uscita Low Voltage Differential Signaling
DIO:	Ingresso/uscita digitale
Power:	Alimentazione

Tabella 3.1: Elenco riassuntivo delle interfacce di cui è dotata la scheda di acquisizione. La seconda colonna riporta i singoli segnali riportati dal connettore relativo all'interfaccia considerata. Per brevità non vengono riportate le ulteriori connessioni a massa e alle tensioni di alimentazione eventualmente presenti sui connettori.

3.2 Caratteristiche dei segnali da acquisire

Il processo fisico attraverso cui un fotomoltiplicatore produce la corrente sul proprio anodo quando viene investito da uno o più fotoni è un meccanismo estremamente complesso e dipende da molte variabili. È quindi opportuno assumere un punto di vista per certi versi empirico e individuare le principali caratteristiche elettriche di questi segnali. Non essendo per altro stato ancora definito il modello di fotomoltiplicatore che verrà utilizzato per l'esperimento e tenendo conto del fatto che le caratteristiche dei segnali prodotti dipendono fortemente sia da questa scelta che dai parametri di utilizzo del fotomoltiplicatore stesso, risulta necessario stabilire dei parametri di massima sulla base dei quali sviluppare il progetto. È altresì necessario fare in modo che, qualora questi parametri non dovessero corrispondere al fotomoltiplicatore effettivamente scelto, il sistema possa comunque essere adattato alle nuove esigenze senza la necessità di progettargli nuovamente.

Per fissare le idee, si farà quindi riferimento alle caratteristiche del fotomoltiplicatore e dei parametri di alimentazione già utilizzati in questo stesso laboratorio durante una collaborazione nell'ambito di un altro esperimento per la rivelazione di neutrini. Il valore dei principali parametri sono i seguenti:

- Diametro del fotocatodo: 13 pollici;
- frequenza massima presente nel segnale prodotto: <100 MHz;
- ampiezza della corrente, presente sull'anodo, prodotta dal singolo fotoelettrone (valore medio): ~ 2.5 mA, corrispondenti a -125 mV su un carico resistivo di 50Ω ;
- durata dell'impulso di singolo fotoelettrone (valore medio): ~ 50 ns;
- limite superiore della corrente prodotta sull'anodo: ~ 600 mA, corrispondenti a -30 V su un carico resistivo di 50Ω .

3.3 Trattamento e acquisizione dei segnali

Individuate le caratteristiche principali dei segnali è dunque necessario stabilire le modalità con cui effettuare l'acquisizione. Considerata la grande distanza (~ 100 km) a cui le informazioni devono essere trasportate, l'unica strada attualmente percorribile risulta essere l'utilizzo di tecniche digitali.

Ai fini della fisica dell'esperimento, le informazioni rilevanti per ogni evento rivelato dal fotomoltiplicatore sono il tempo in cui si è verificato, il numero di fotoelettroni coinvolti e la carica totale prodotta. In linea di principio sarebbe possibile progettare il sistema di acquisizione, in modo da estrapolare queste informazioni per poi inviarle al laboratorio a terra. In questo modo la quantità di dati prodotta sarebbe estremamente limitata consentendo di semplificare notevolmente il sistema di trasmissione dati. Questo approccio è stato però scartato a fronte di considerazioni di carattere realizzativo e progettuale. Occorre infatti considerare il fatto che, una volta effettuata la deposizione, l'apparato sottomarino non potrà più essere soggetto a modifiche sostanziali. D'altra parte, nel tempo in cui il telescopio sarà funzionante (10 anni o più), è plausibile prevedere un notevole sviluppo delle tecniche di elaborazione dati sia in termini di pura potenza di calcolo che in termini di miglioramento degli algoritmi di elaborazione. È per tanto evidente quanto sia necessario spostare "l'intelligenza" dell'apparato il più possibile "fuori dall'acqua", ovvero nel laboratorio di elaborazione dati a terra, il quale può invece essere soggetto, date le più favorevoli condizioni ambientali, ad eventuali interventi di modifica e miglioramento. A fronte di queste considerazioni è stato scelto di inviare a terra la maggiore quantità di informazioni possibili, compatibilmente con la possibilità di trasporto dei dati e la necessità di limitare i consumi.

3.3.1 Conversione nel dominio tempo-discreto

Si è quindi scelto di acquisire i segnali campionandoli ad una frequenza di circa 200 MHz. Poiché la massima componente in frequenza presente nei

segnali prodotti dal fotomoltiplicatore è inferiore a 100 MHz, il teorema di Nyquist garantisce che la frequenza di campionamento scelta conserva tutte le informazioni presenti nel segnale originale. Applicando algoritmi di sovracampionamento e interpolazione ai dati campionati è possibile ottenere nuovamente la forma originale del segnale continuo e il suo corretto posizionamento sull'asse dei tempi.

In realtà la frequenza di campionamento scelta è 194.4 MHz. Per comprenderne i motivi è necessario considerare le modalità con cui il segnale di temporizzazione raggiunge la DAQ Board a partire dal laboratorio a terra. Il segnale di clock che il FCM invia alla scheda, alla frequenza di 4.86 MHz, è infatti desunto dal cosiddetto *master clock* fornito dal protocollo STM1 stesso. Il master clock ha una frequenza, determinata dalla velocità di trasferimento dei dati, pari a 155.52 MHz. Onde evitare l'uso di circuiti di ri-sincronizzazione, che introdurrebbero un ritardo di fase fisso ma non prevedibile, il FCM può produrre solo segnali di clock a frequenze sottomultiple della frequenza del master clock. In particolare il clock a 4.86 MHz viene ottenuto dividendo il master clock per il fattore 32. All'interno della DAQ Board valgono considerazioni simili per le quali risulta impossibile utilizzare PLL (Phase Locked Loop) con fattori di moltiplicazione dispari. Il risultato è che la frequenza di 194.4 MHz è quella che meglio si avvicina alla ai 200 MHz rispettando complessivamente i vincoli considerati. Il limite di Nyquist per la massima componente in frequenza presente nel segnale da acquisire è quindi 97.2 MHz, per cui potrebbe essere necessario l'uso di un filtro anti-alias da interporre fra l'anodo del fotomoltiplicatore e l'ingresso della DAQ Board. Lo stesso discorso si porrebbe tuttavia qualora la scelta del fotomoltiplicatore da utilizzare nella versione definitiva non soddisfacesse questi parametri, per cui il progetto del filtro anti-alias è da considerarsi rimandato al momento in cui questa scelta potrà considerarsi definitiva.

3.3.2 Digitalizzazione e compressione

Scelta la frequenza di campionamento, è necessario stabilire la dinamica con cui effettuare la conversione nel dominio digitale, determinata dal numero di bit del convertitore analogico-digitale (ADC, *Analog to Digital Converter*) da usare.

Per il fotomoltiplicatore considerato, i singoli fotoelettroni producono, mediamente, una tensione con un'ampiezza pari a -125 mV. Supponendo ragionevolmente di descrivere questi impulsi con una dinamica di almeno 3 bit, corrispondenti ad 8 canali del convertitore, si deduce che l'ADC deve essere sensibile a variazioni di tensione pari a circa 16 mV. Considerando quindi la necessità di convertire segnali che possono raggiungere ampiezze di -30 V, la dinamica minima dell'ADC deve essere pari a:

$$20 \log_{10} \frac{30 \text{ V}}{16 \text{ mV}} \approx 65 \text{ dB} \quad (3.1)$$

che richiede almeno 11 bit di conversione. Avendo effettuato tuttavia una ricerca sul mercato dei semiconduttori, si è scoperto che la tecnologia attuale non consente lo sviluppo di ADC con questa risoluzione, che lavorino a frequenze superiori ai 100 MHz e che consumino meno di circa 500 mW. Un consumo del genere per il solo ADC risulterebbe al quanto gravoso sul bilancio energetico dell'intero apparato.

D'altra parte, nelle considerazioni svolte fin qui, non si è tenuto conto del fatto che gli eventi di singolo fotoelettrone non arrivano a produrre segnali con ampiezza superiore a circa -1 V. Tenendo conto del fatto che è proprio su questo tipo di eventi che si basa la rivelazione delle tracce muoniche, è lecito progettare il sistema di conversione facendo in modo che questi segnali siano acquisiti con la precisione richiesta e che, per segnali di ampiezza molto superiore, la precisione possa essere inferiore. La soluzione scelta consiste quindi nel comprimere non linearmente il segnale nel dominio analogico e nel convertirlo digitalmente con una risoluzione di 8 bit. In particolare, realizzando una curva di compressione che sia il più possibile simile alla curva logaritmica, si ottiene una precisione relativa quasi costante.

Siano infatti V_{PMT} e V_{ADC} la tensione prodotta dal fotomoltiplicatore e quella presente all'ingresso dell'ADC. Nel caso limite in cui la compressione fosse effettivamente logaritmica sussisterebbe la relazione:

$$|V_{ADC}| = \alpha \cdot \ln(1 + \beta \cdot |V_{PMT}|) \quad (3.2)$$

in cui i fattori costanti α e β consentono di rendere l'equazione dimensionalmente consistente, e il fattore additivo nell'argomento del logaritmo è scelto in modo da verificare la condizione $V_{ADC} = 0$ quanto $V_{PMT} = 0$. Passando ai differenziali, si ha:

$$dV_{ADC} = \frac{\alpha \cdot \beta}{1 + \beta \cdot |V_{PMT}|} \cdot dV_{PMT} \quad (3.3)$$

da cui a sua volta si ottiene la relazione fra la minima variazione di tensione a cui l'ADC è sensibile, ΔV_{ADC} , e la variazione del segnale prodotto dal fotomoltiplicatore corrispondente ΔV_{PMT} :

$$\frac{\Delta V_{PMT}}{1 + \beta \cdot |V_{PMT}|} \approx \frac{\Delta V_{ADC}}{\alpha \cdot \beta} \quad (3.4)$$

per valori del segnale tali da soddisfare la condizione

$$\beta \cdot |V_{PMT}| \gg 1 \quad (3.5)$$

si ha infine:

$$\frac{\Delta V_{PMT}}{V_{PMT}} \approx \frac{\Delta V_{ADC}}{\alpha} \quad (3.6)$$

Questa relazione esprime una precisione relativa costante. La condizione 3.5 è collegata al fatto che il fattore β debba essere scelto in modo che l'effetto della compressione sia consistente.

3.3.3 Il trigger di livello zero

Il risultato delle scelte descritte è una quantità di dati prodotti nell'unità di tempo estremamente alta. La *data-rate* prodotta dalla conversione analogico-digitale è infatti:

$$8 \text{ bit} \cdot 194.4 \text{ MHz} \approx 1.6 \text{ Gbps} \quad (3.7)$$

Se questi dati venissero interamente trasferiti al laboratorio a terra, ogni FCM produrrebbe una data-rate pari a ~ 6.4 Gbps, mentre per l'intero telescopio la data-rate sarebbe ~ 6.5 Tbps. Definendo come **data-rate fisica** la quantità di informazioni fisicamente rilevanti, è quindi opportuno valutarne l'entità al fine di considerare la possibilità di comprimere il flusso di dati acquisiti. Nel calcolo della data-rate fisica media è necessario valutare l'attività ottica del sito in cui si trova l'apparato. Per il sito di Capo Passero (§ 2.1.2), la frequenza media di eventi fisici, per un fotomoltiplicatore da 13 pollici, è pari a circa 16 kHz. Considerando che la durata media del segnale prodotto da un fotoelettrone è circa 50 ns, per descrivere ogni evento sono necessari circa 100 bit, di cui 80 bit relativi ai 10 campionamenti, e altri 20 bit necessari per codificare l'informazione temporale. La data-rate fisica risulta quindi pari a

$$16 \text{ kHz} \cdot 100 \text{ bit} \approx 1.6 \text{ Mbps} \quad (3.8)$$

corrispondente ad una parte su 10^3 della data-rate prodotta dalla conversione in digitale². Se ci si chiede cosa contengano gli altri dati, quelli cioè in cui non sono presenti eventi fisici, la risposta è semplice: valori nulli, a meno del rumore. È chiaro quindi che è possibile ridurre la data-rate prodotta dall'acquisizione alla data-rate fisica eliminando i campioni che si trovano al di sotto di una soglia definita dal rumore stesso. Questo processo, che in altri ambiti potrebbe essere definito come “*lossless data compression*”, viene effettuato nella DAQ Board da un elemento chiamato **L0-Trigger** (*level zero trigger*), al quale ci si potrà riferire anche con la dicitura compatta **LOT**. Il LOT è un trigger che agisce nel dominio digitale interrompendo la catena di acquisizione se i dati acquisiti sono inferiori a una soglia impostabile. Grazie al LOT la data-rate prodotta da ogni DAQ Board viene quindi ridotta ad un valore inferiore, di quasi un ordine di grandezza, rispetto a quella consentita dal canale di comunicazione con il FCM, pari a 19.44 Mbps, il che garantisce un buon margine di sicurezza rispetto ad eventuali scostamenti

²Effettuando gli stessi calcoli per l'attività ottica media presente nel Test Site, pari a ~ 50 kHz, si ottiene una data-rate fisica media pari a 5 Mbps.

dell'attività ottica rispetto al valore aspettato. Naturalmente non può escludersi a priori che possano verificarsi degli eventi tali da generare segnali di ampiezza inferiore alla soglia specificata, ma va considerato che la presenza di tali eventi sarebbe comunque mascherata dal rumore, rendendo impossibile la loro rivelazione anche escludendo il LOT.

3.3.4 La FIFO

A questo punto della catena di acquisizione i dati acquisiti hanno una rate media dettata dalla data-rate fisica, ma la data-rate istantanea può essere ancora molto alta. I dati ai quali viene applicato il LOT sono infatti prodotti sotto forma di *burst*, con una data-rate istantanea, determinata dalla frequenza di campionamento, di ~ 1.6 Gbps. Per adattare questa velocità di trasferimento a quella con cui i dati vengono trasferiti al FCM, nella catena di acquisizione è presente una coda di tipo **FIFO** (*First In First Out*) nella quale vengono inseriti in modo asincrono i dati che hanno superato il LOT e dalla quale vengono estratti in modo sincrono i dati da inviare al FCM.

La profondità della FIFO, ovvero la quantità massima di campioni che possono esservi contemporaneamente immagazzinati, è un parametro importante per l'efficienza dell'acquisizione poiché ne determina la probabilità di tempo morto. Tenendo conto della statistica di Poisson è infatti possibile che in un tempo molto breve venga generata una quantità di eventi tale da riempire completamente la FIFO, interrompendo l'acquisizione fino al momento di una successiva estrazione. Tanto più è profonda la FIFO, tanto minore è la probabilità che un tale evento si verifichi. Le prossime pagine sono dedicate ad uno studio volto alla determinazione della relazione fra profondità della FIFO, la statistica del segnale da acquisire, la velocità con cui i dati vengono estratti dalla FIFO e la probabilità di tempo morto.

Trovare analiticamente questa relazione è piuttosto complicato. Se però ci si limita allo studio di un modello semplificato, in cui si suppone che tutti gli eventi fisici generino segnali di durata fissa, risulta possibile calcolare numericamente un limite superiore per la probabilità di tempo morto in modo

da poter stabilire dei parametri di massima sulla base dei quali dimensionare la FIFO.

Nelle ipotesi del modello, la FIFO è quindi quantizzata non più in termini di numero di campioni che può immagazzinare, ma in termini di numero di eventi che può contenere. Analogamente la velocità con cui la FIFO viene scaricata non sarà più definita in termini di bit per secondo, ma in termini di eventi per secondo.

Si consideri dunque una FIFO di lunghezza infinita che viene riempita da un processo poissoniano di frequenza media λ e viene svuotata con frequenza costante f (figura 3.2). Con i parametri di fondo ottico e velocità di estrazione considerati si avrebbe:

$$\lambda \approx 16 \text{ keventi/s} \quad (3.9)$$

e

$$f = \frac{19.44 \text{ Mbps}}{100 \text{ bit/evento}} = 194.4 \text{ keventi/s} \quad (3.10)$$

Sia

$$\Delta t \equiv \frac{1}{f} \quad (3.11)$$

il tempo che intercorre fra due estrazioni successive e sia inoltre, corrispondentemente al caso reale:

$$f > \lambda \quad (3.12)$$



Figura 3.2: Schema della FIFO considerata. Ogni elemento della FIFO contiene le informazioni circa un evento. L'inserimento segue la statistica di Poisson con parametro λ , l'estrazione avviene a frequenza fissa f .

Per le ipotesi fatte, la probabilità che, in un intervallo di tempo Δt , nella FIFO vengano inseriti k eventi è data dalla formula di Poisson:

$$p_{k,\Delta t}^{ins} = \frac{(\lambda \cdot \Delta t)^k}{k!} e^{-\lambda \cdot \Delta t} \quad (3.13)$$

Se $p_f(n, t)$ è la probabilità che al tempo t la FIFO contenga n elementi, al tempo $t + \Delta t$ si deve avere:

$$p_f(n, t + \Delta t) = \sum_{k=0}^{n+1} \left(p_f(k, t) \cdot p_{n+1-k,\Delta t}^{ins} \right) + \delta_{n,0} \cdot p_f(0, t) \cdot p_{0,\Delta t}^{ins} \quad (3.14)$$

Per scrivere la 3.14 si è sommato, pesando per le relative probabilità, su tutti i casi possibili al tempo t , avendo fatto le seguenti considerazioni:

- durante l'intervallo di tempo Δt un elemento è stato certamente estratto dalla FIFO, per cui, se al tempo $t + \Delta t$ nella FIFO sono presenti n elementi, al tempo t non ne potevano essere presenti più di $n + 1$;
- se al tempo $t + \Delta t$ nella FIFO sono presenti n elementi e al tempo t ve ne erano presenti k , durante l'intervallo Δt il processo poissoniano deve avere generato esattamente $n + 1 - k$ eventi;
- se al tempo t la FIFO era vuota e nell'intervallo fra t e $t + \Delta t$ il processo poissoniano non ha generato alcun evento, nello stesso intervallo non è stato possibile estrarre alcun evento (termine $\delta_{n,0} \cdot p_f(0, t) \cdot p_{0,\Delta t}^{ins}$).

La relazione 3.14 definisce quindi l'evoluzione del sistema che, tenuto conto della 3.12, tenderà, per tempi sufficientemente lunghi, ad una distribuzione stazionaria:

$$p_f(n, t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} p_f(n) \quad (3.15)$$

La distribuzione $p_f(n)$ è la relazione che esprime la probabilità, in regime stazionario, che la FIFO considerata sia piena fino all'elemento n e costituisce pertanto la relazione cercata. Dalla 3.14 segue che la $p_f(n)$ deve soddisfare la relazione:

$$p_f(n) = \sum_{k=0}^{n+1} \left(p_f(k) \cdot p_{n+1-k,\Delta t}^{ins} \right) + \delta_{n,0} \cdot p_f(0) \cdot p_{0,\Delta t}^{ins} \quad (3.16)$$

Posti, per semplicità di lettura:

$$\mathbf{p}_n \equiv \mathbf{p}_f(n) \quad (3.17)$$

$$\pi_k \equiv \mathbf{p}_{k,\Delta t}^{ins} \quad (3.18)$$

$$\alpha \equiv \lambda \cdot \Delta t \quad (3.19)$$

la 3.16 diventa:

$$\mathbf{p}_n = \sum_{k=0}^{n+1} (\mathbf{p}_k \cdot \pi_{n+1-k}) + \delta_{n,0} \cdot \mathbf{p}_0 \cdot \pi_0 \quad (3.20)$$

Per $n > 0$, quest'ultima relazione può poi essere scritta come:

$$\mathbf{p}_n = \mathbf{p}_{n+1} \cdot \pi_0 + \mathbf{p}_n \cdot \pi_1 + \sum_{k=0}^{n-1} (\mathbf{p}_k \cdot \pi_{n+1-k}) \quad (3.21)$$

da cui:

$$\mathbf{p}_{n+1} = \mathbf{p}_n \cdot \frac{1 - \pi_1}{\pi_0} - \sum_{k=0}^{n-1} \left(\mathbf{p}_k \cdot \frac{\pi_{n+1-k}}{\pi_0} \right) \quad (3.22)$$

La 3.22 stabilisce una relazione ricorsiva attraverso cui, noti inizialmente i valori di \mathbf{p}_0 e \mathbf{p}_1 , è possibile calcolare \mathbf{p}_n per ogni valore di n . Il calcolo di \mathbf{p}_0 può essere effettuato calcolando il valore aspettato della variabile n sulla base della 3.20. Si ha infatti:

$$\langle n \rangle \equiv \sum_{n=1}^{\infty} \mathbf{p}_n \cdot n \quad (3.23)$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} n \cdot \left(\sum_{k=0}^{n+1} \mathbf{p}_k \cdot \pi_{n+1-k} \right) \quad (3.24)$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} \cdot \left(\sum_{k=0}^{n+1} n \cdot \mathbf{p}_k \cdot \pi_{n+1-k} \right) \quad (3.25)$$

$$= \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=k-1}^{\infty} (n \cdot \mathbf{p}_k \cdot \pi_{n+1-k}) + \sum_{n=0}^{\infty} (n \cdot \mathbf{p}_0 \cdot \pi_{n+1}) \quad (3.26)$$

$$= \sum_{k=1}^{\infty} \mathbf{p}_k \cdot \sum_{n=k-1}^{\infty} \{ [(n+1-k) - (1-k)] \cdot \pi_{n+1-k} \} + \\ + \mathbf{p}_0 \cdot (\alpha + \pi_0 - 1) \quad (3.27)$$

$$= \alpha \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \mathbf{p}_k + \sum_{k=1}^{\infty} (k-1) \cdot \mathbf{p}_k + \mathbf{p}_0 \cdot (\alpha + \pi_0 - 1) \quad (3.28)$$

$$= \alpha \cdot (1 - \mathbf{p}_0) + \langle n \rangle - (1 - \mathbf{p}_0) + \mathbf{p}_0 \cdot (\alpha - 1 + \pi_0) \quad (3.29)$$

da cui, eliminando $\langle n \rangle$, si ricava:

$$\mathbf{0} = \alpha - 1 + p_0 \cdot \pi_0 \quad (3.30)$$

e quindi:

$$p_0 = \frac{1 - \alpha}{\pi_0} \quad (3.31)$$

Calcolando quindi p_1 tramite la 3.20 si ottiene:

$$p_1 = p_0 \cdot \frac{1 - \pi_1}{\pi_0} - \pi_0 \quad (3.32)$$

È quindi possibile calcolare ricorsivamente p_n , facendo uso della relazione 3.22 e delle condizioni iniziali stabilite dalla 3.31 e dalla 3.32. Utilizzando i valori fisici espressi dalle relazioni 3.10 e 3.9 si ottiene l'andamento mostrato nella figura 3.3. Come si vede chiaramente già dai primi valori l'andamento presenta un andamento esponenziale. Per calcolare la probabilità di tempo morto nel caso in cui la FIFO sia profonda N eventi, è sufficiente calcolare la quantità:

$$P_f(N) \equiv \sum_{n=N+1}^{\infty} p_f(n) = 1 - \sum_{n=0}^N p_f(n) \quad (3.33)$$

La quantità $P_f(N)$ fornisce in effetti un limite superiore della probabilità di tempo morto in quanto nel modello considerato l'acquisizione non viene interrotta neanche quando la FIFO viene saturata.

Nella DAQ Board 2.0 la profondità scelta della FIFO è di 1024 campioni, corrispondente, nelle approssimazioni fatte, a circa 100 eventi. Usando la formula 3.33 con i valori dell'attività ottica del sito di Capo Passero, si ottiene:

$$P_f(100) \approx 10^{-180} \quad (3.34)$$

Questo dato permette di affermare che la FIFO realizzata è sufficiente a garantire che l'acquisizione non subisca interruzioni a causa della saturazione. D'altra parte la statistica di Poisson considerata non descrive adeguatamente gli eventi generati dalla bioluminescenza, per i quali questa analisi si rivela

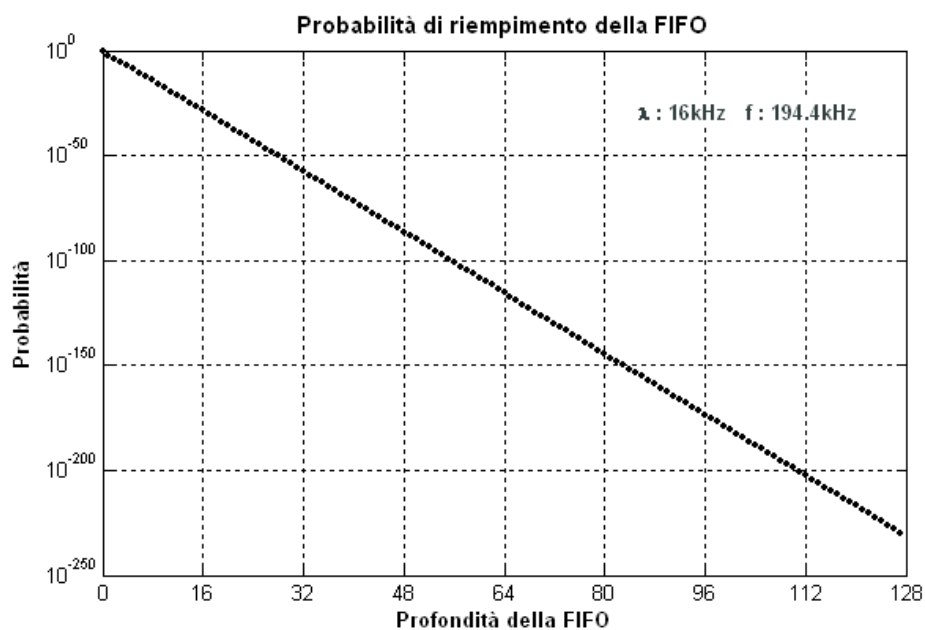


Figura 3.3: Probabilità di riempimento della FIFO con $\lambda = 16 \text{ keventi/s}$ e $f = 194.4 \text{ keventi/s}$.

poco utile. Con una FIFO profonda 1024 campioni il tempo massimo per cui si può avere acquisizione di un segnale continuo è circa $5 \mu\text{s}$, per cui gli eventi di bioluminescenza, che hanno durata dell'ordine del ms, saturano comunque la FIFO, interrompendo l'acquisizione per la loro durata. Gli eventi di bioluminescenza sono comunque poco probabili (qualche % del tempo di acquisizione) e non hanno interesse fisico, per cui il fatto che non vengano acquisiti non costituisce un problema.

Capitolo 4

La DAQ Board: realizzazione circuitale

I criteri con cui è stato realizzato il progetto dell'elettronica della DAQ Board sono legati principalmente alla necessità di limitarne i consumi e di massimizzarne l'affidabilità. Questi fattori impongono scelte progettuali per certi versi “conservative”, che portano a preferire soluzioni circuitali semplici a favore della diminuzione del numero di componenti e dell'utilizzo di tecniche di cui siano note le caratteristiche di stabilità e affidabilità nel tempo.

4.1 Schema a blocchi

La figura 4.1 riporta lo schema a blocchi della scheda di acquisizione. Le interfacce e i collegamenti esterni riportati sono già stati descritti precedentemente (§ 3.1). Sarà quindi ora descritto a grandi linee il funzionamento della DAQ Board prendendo in considerazione il ruolo degli elementi presenti. Successivamente saranno descritte e analizzate le principali soluzioni circuitali adottate.

Il blocco **analog front-end** (AFE) è direttamente collegato al connettore di collegamento con il fotomoltiplicatore e svolge tre funzioni: la prima è quella di adattare l'impedenza di ingresso a quella del cavo coassiale da 50Ω

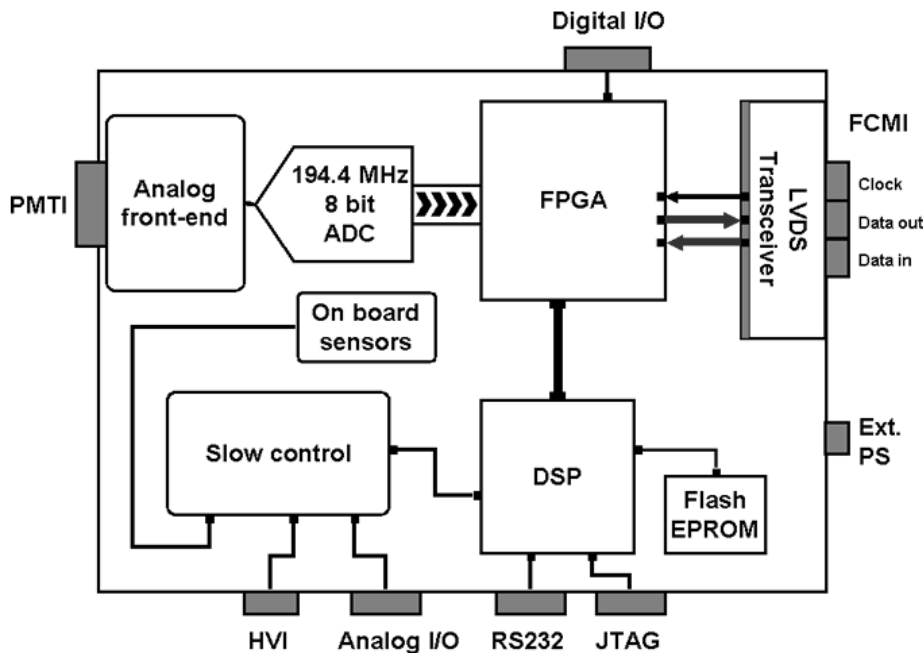


Figura 4.1: Schema a blocchi della DAQ Board 2.0.

attraverso cui viene trasmesso il segnale da acquisire, la seconda funzione è quella di realizzarne la compressione, la terza è quella di adattare il segnale alla dinamica di ingresso del blocco di conversione analogico-digitale. La conversione nel dominio digitale viene effettuata da una coppia di convertitori ADC ad 8 bit, chiamati rispettivamente ADC1 e ADC2, che lavorano alla frequenza di 97.2 MHz. L'ADC1 viene fatto lavorare sui fronti di salita di un clock a 97.2 MHz, chiamato *encode clock*, mentre l'ADC2 lavora sui fronti di discesa. La *pulse width* di questo clock è 50% per cui il risultato complessivo è una frequenza di campionamento di 194.4 MHz, motivo per cui nella figura 4.1 la coppia di convertitori viene indicata come un blocco unico.

Il segnale, convertito digitalmente, entra nella **FPGA** (Field Programmable Gate Array). All'interno della FPGA vengono realizzati il L0T e la FIFO. Se il valore acquisito da almeno uno dei due ADC supera la soglia impostata,

i dati vengono inseriti nella FIFO. In questo caso si dice che un evento viene “aperto”. Quando i valori tornano al di sotto della soglia l’evento viene “chiuso” e il riempimento della FIFO viene interrotto. Contemporaneamente all’apertura dell’evento, nella FIFO viene immagazzinato il cosiddetto tempo di soglia, ovvero il valore di un contatore, chiamato *time register*, che viene incrementato sul fronte di salita dell’encode-clock. La FIFO è organizzata in word da 18 bit. Di questi, i 16 bit meno significativi possono contenere i valori campionati dall’ADC1 (byte meno significativo) e dall’ADC2 (byte più significativo) oppure il tempo di soglia. I 2 bit più significativi sono invece utilizzati per risalire al significato del contenuto dei 16 bit meno significativi e per indicare se il time register ha raggiunto il proprio valore massimo e ha ricominciato il conteggio da zero. Sapendo quale dei due ADC ha registrato il valore sopra la soglia è quindi possibile stabilire il tempo di superamento della soglia con una precisione doppia rispetto a quella del time-register, pari a ~ 10 ns. Oltre al trattamento dei segnali acquisiti, la FPGA si occupa della codifica e della decodifica del flusso dati scambiato con il FCM. Il livello fisico della trasmissione viene gestito dal blocco chiamato **LVDS Transceiver**, che si occupa di adattare i livelli TTL/CMOS alle specifiche di trasmissione LVDS, oltre che di estrarre l’alimentazione fornita dal FCM. Come già detto (§ 2.3.4, pagina 26), i dati inviati dal FCM si distinguono in dati di controllo e segnali di sincronizzazione. Questa distinzione viene operata dalla FPGA stessa. I segnali di sincronizzazione vengono elaborati, a livello hardware, dalla FPGA, mentre i dati di controllo, chiamati in questo contesto anche dati di *slow control locale*, vengono inviati al **DSP** (Digital Signal Processor), che si occupa di elaborarli. In questo modo i segnali di sincronizzazione non sono affetti dagli eventuali ritardi di esecuzione che il DSP introdurrebbe.

Il DSP svolge il compito di supervisore della DAQ Board. Al momento dell’accensione carica il proprio programma dalla Flash EPROM e inizia il caricamento del firmware della FPGA, anch’esso presente nella Flash EPROM. Durante il normale funzionamento, il DSP si occupa di tutte le funzioni di controllo locale, chiamate funzioni di slow control locale: ha accesso ad alcuni

sensori locali, comunica con eventuali altri sensori presenti nel MO attraverso l'interfaccia RS232 di cui è dotato e controlla il funzionamento del HVPSU. Durante le fasi di sviluppo il DSP permette inoltre la programmazione della scheda attraverso una porta JTAG e attraverso la porta RS232.

Verrà ora descritta la realizzazione dei principali blocchi considerati.

4.2 La conversione A/D, l'AFE e il circuito di calibrazione

4.2.1 La conversione A/D

I convertitori scelti sono gli AD9283, prodotti dalla Analog Devices. Questi convertitori differenziali ad 8 bit consentono di raggiungere frequenze di campionamento fino a 100 MHz e sono caratterizzati da una banda passante di 475 MHz, il che consente di evitare processi di deconvoluzione correttiva all'atto della ricostruzione dei segnali. La figura 4.2 ne riporta lo schema

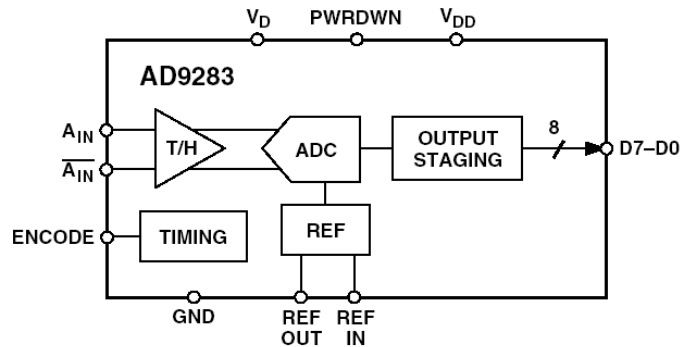


Figura 4.2: Schema a blocchi del convertitore AD9283 (tratto dal datasheet del componente).

interno. Il campionamento avviene sui fronti di salita del segnale inviato al terminale *ENC* (*Encode*). I terminali *A_{IN}* e $\overline{A_{IN}}$ sono, rispettivamente,

l'ingresso diretto e l'ingresso invertente. L'impedenza presentata da entrambi i terminali è circa $10\text{ k}\Omega$.

Internamente agli AD9283 è presente un generatore di *reference* che produce una tensione di 1.25 V. Questa tensione, che viene presentata sul terminale **REF OUT**, può essere utilizzata come tensione di riferimento per la conversione, collegando i terminali **REF OUT** e **REF IN**. In questo caso la tabella di conversione è quella riportata nella tabella della figura 4.3, che corrisponde alla relazione:

$$N_{ADC} = 255 \cdot \left(\frac{V_{AIN} - V_{\overline{AIN}} + 0.512\text{ V}}{1.024\text{ V}} \right) \quad (4.1)$$

in cui N_{ADC} è il valore numerico convertito dall'ADC mentre V_{AIN} e $V_{\overline{AIN}}$ sono le tensioni presenti ai due ingressi. Per un corretto funzionamento entrambe le tensioni devono essere comprese nell'intervallo fra 0 V e 2.5 V.

Table I. Output Coding (VREF = 1.25 V)

Step	$A_{IN}-\overline{A_{IN}}$	Digital Output
255	0.512	1111 1111
•	•	•
•	•	•
128	0.002	1000 0000
127	-0.002	0111 1111
•	•	•
•	•	•
0	-0.512	0000 0000

Figura 4.3: Tabella di conversione dell'AD9283, per una tensione di riferimento di 1.25 V (tratta dal datasheet del componente).

Nella DAQ Board i due convertitori, ADC1 e ADC2, condividono la stessa tensione di riferimento, che viene generata dall'ADC2. Il parametro principale che ha condotto alla scelta degli AD9283 è il loro minore consumo rispetto alle altre soluzioni disponibili sul mercato. Usando singoli convertitori operanti a frequenze di campionamento dell'ordine dei 200 MHz non sarebbe stato possibile ottenere consumi minori di circa 350 mW, mentre

ogni AD9283 consuma, lavorando a 100 MHz, circa 90 mW, per cui il blocco di conversione considerato consuma complessivamente circa 180 mW.

Tenendo conto del fatto che i segnali generati dal fotomoltiplicatore sono negativi, questi, messi in dinamica dall'AFE, vengono inviati agli ingressi invertenti \overline{AIN} , mentre i terminali non invertenti AIN sono mantenuti ad una tensione costante. Ciò permette di invertire il segno del segnale acquisito, ottenendo come valori campionati dei numeri positivi. La struttura delle connessioni fra AFE, convertitori e FPGA è quella mostrata nella figura 4.4.

La generazione delle tensioni da applicare agli ingressi non invertenti sarà chiarita nel seguito, ma è opportuno anticipare che, al fine di eliminare il problema dell'eventuale differenza fra le tensioni di offset dei due convertitori, le tensioni indicate con V_{off1} e V_{off2} devono poter essere controllate indipendentemente.

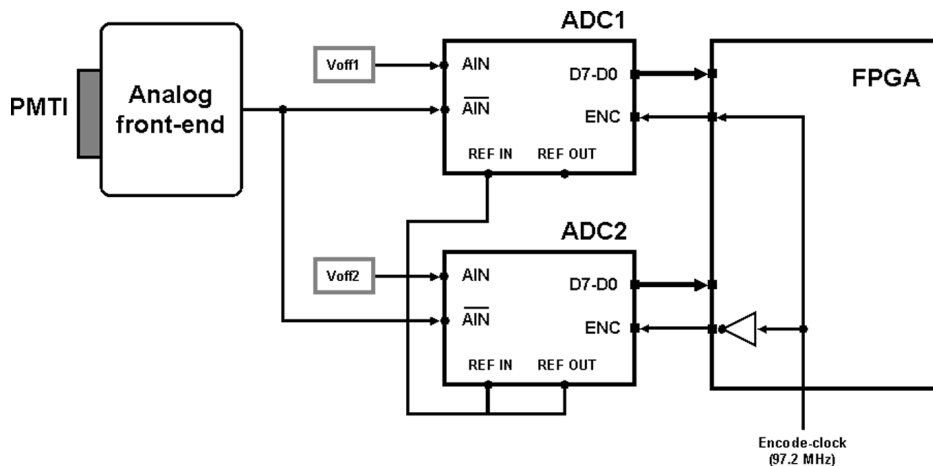


Figura 4.4: Struttura delle connessioni fra AFE, ADC1, ADC2 e FPGA.

4.2.2 L'analog front-end

L'adattamento della dinamica del segnale generato dal fotomoltiplicatore, compreso fra 0 V e -30 V, e la sua compressione non lineare vengono effettuati dall'AFE. Tenendo conto delle caratteristiche dei convertitori scelti e

di quanto detto in § 3.2 e in § 3.3, i vincoli sulla base dei quali sviluppare l'AFE sono i seguenti:

- a) Per accoppiare l'ingresso della DAQ Board alla linea di trasmissione costituita dal cavo di collegamento con il fotomoltiplicatore, il valore dell'impedenza di ingresso dell'AFE deve essere di circa 50Ω ;
- b) al fine di poter trascurare l'impedenza di ingresso degli ADC, l'impedenza di uscita dell'AFE deve essere molto minore di $10 \text{ k}\Omega$;
- c) quando la tensione di ingresso V_{PMT} è pari a 0 V , la tensione presentata ai terminali di ingresso degli ADC deve essere tale da soddisfare la relazione

$$V_{AIN} - V_{\overline{AIN}} \approx -0.512 \text{ V}$$

in modo da avere $N_{ADC} = 0$;

- d) quando V_{PMT} è pari a -30 V , la tensione presentata ai terminali di ingresso degli ADC deve essere tale da soddisfare la relazione

$$V_{AIN} - V_{\overline{AIN}} \approx +0.512 \text{ V}$$

in modo da avere $N_{ADC} = 255$;

- e) ai segnali prodotti da eventi di singolo fotoelettrone devono corrispondere circa 8 canali di conversione, per cui, quando la tensione V_{PMT} è pari a -125 mV , la tensione presentata ai terminali di ingresso degli ADC deve essere tale da soddisfare la relazione

$$V_{AIN} - V_{\overline{AIN}} + 0.512 \text{ mV} \approx -32 \text{ mV}$$

in modo da avere $N_{ADC} = 8$;

- f) entrambe le tensioni V_{AIN} e $V_{\overline{AIN}}$ devono essere comprese fra 0 V e 2.5 V .

Fra le varie soluzioni considerate, si è scelta quella che comprendesse il minor numero di componenti e che non richiedesse componenti attivi, in modo da limitare le possibilità di rottura. Considerando inizialmente le sole componenti alternate dei segnali, si è scelta la struttura del circuito presentata nella figura 4.5, in cui la coppia di convertitori viene schematizzata con un unico blocco.

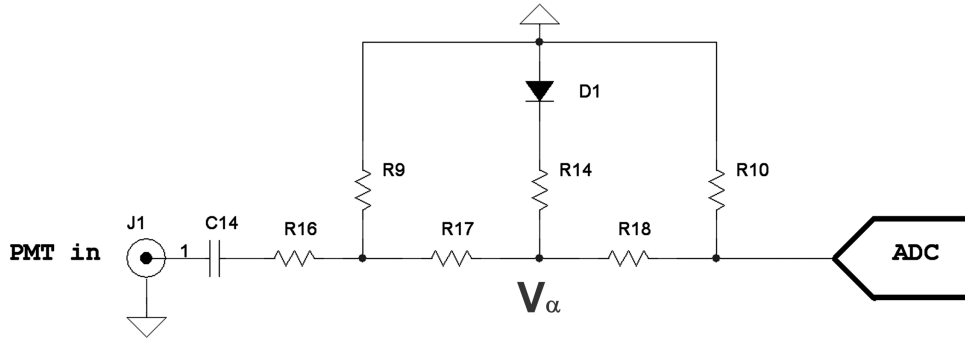


Figura 4.5: Schema del circuito costituente l'AFE.

Il funzionamento di massima di questo circuito può essere descritto con semplicità se si considera il diodo D_1 come un diodo ideale. Supponendo infatti che questo si chiuda completamente quando la tensione ai suoi capi supera il valore V_g , si possono individuare due circuiti equivalenti, corrispondenti al caso del diodo completamente chiuso e al caso di diodo completamente aperto, riportati in figura 4.6.

Quando la tensione V_{PMT} diminuisce, con essa va diminuendo anche la tensione V_α (figura 4.5). Finché sussiste la condizione

$$V_\alpha > V_g \quad (4.2)$$

il diodo D_1 è aperto (circuito equivalente A) e, svolgendo i calcoli, si ottiene:

$$V_{ADC}^{[A]} = V_{PMT} \cdot \frac{R_{PC}}{R_{PC} + R_{16}} \cdot \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{17} + R_{18}} \quad (4.3)$$

in cui si è posto

$$R_{PC} = R_9 // (R_{10} + R_{17} + R_{18}) \quad (4.4)$$

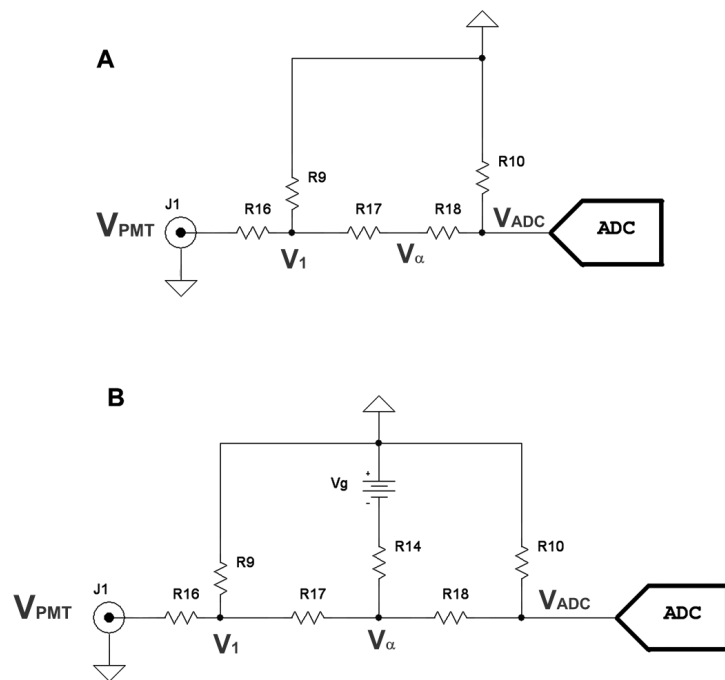


Figura 4.6: Circuito equivalente in approssimazione di diodo ideale. A: Diodo aperto. B: Diodo chiuso.

Quando la tensione V_{PMT} raggiunge un valore tale da soddisfare la relazione

$$V_{\alpha} < V_g \quad (4.5)$$

il diodo D_1 si chiude (circuito equivalente B) e sussiste la relazione:

$$V_{ADC}^{[C]} = \frac{1}{\frac{R_{17}R_{18}}{R_{P_1}R_{P_3}} - \left(\frac{R_{P_2}R_{18}}{R_{P_3}R_{17}} + \frac{R_{17}}{R_{18}} \right)} \cdot \left(\frac{R_{P_2}}{R_{16}} V_{PMT} - \frac{R_{17}}{R_{14}} V_g \right) \quad (4.6)$$

in cui si è posto

$$\begin{aligned} R_{P_1} &= \left(\frac{1}{R_{17}} + \frac{1}{R_{14}} + \frac{1}{R_{18}} \right)^{-1} \\ R_{P_2} &= \left(\frac{1}{R_{17}} + \frac{1}{R_{16}} + \frac{1}{R_9} \right)^{-1} \\ R_{P_3} &= \left(\frac{1}{R_{18}} + \frac{1}{R_{10}} \right)^{-1} \end{aligned}$$

Il risultato è quindi che la caratteristica complessiva del circuito, nelle approssimazioni considerate, è descritta da una curva costituita da due segmenti che sono descritti dalle equazioni:

$$V_{ADC}^{[A]} = \alpha^{[A]} \cdot V_{PMT} \quad (4.7)$$

$$V_{ADC}^{[C]} = \alpha^{[C]} \cdot V_{PMT} + \beta^{[C]} \quad (4.8)$$

Dall'analisi del circuito, indipendentemente dalla scelta dei valori delle resistenze, risulta soddisfatta la relazione:

$$\alpha^{[A]} < \alpha^{[C]} \quad (4.9)$$

per cui la forma generica della caratteristica è quella mostrata nella figura 4.7.

I valori delle resistenze che meglio soddisfano i vincoli imposti, sono quelli del circuito mostrato nella figura 4.8.

Supponendo $V_g = 0.7 \text{ V}$, il calcolo della caratteristica del circuito attraverso le relazioni 4.3 e 4.6 conduce alle relazioni:

$$V_{ADC}^{[A]} \approx 0.25 \cdot V_{PMT} \quad (4.10)$$

$$V_{ADC}^{[C]} \approx 0.023 \cdot V_{PMT} - 0.32 \text{ V} \quad (4.11)$$

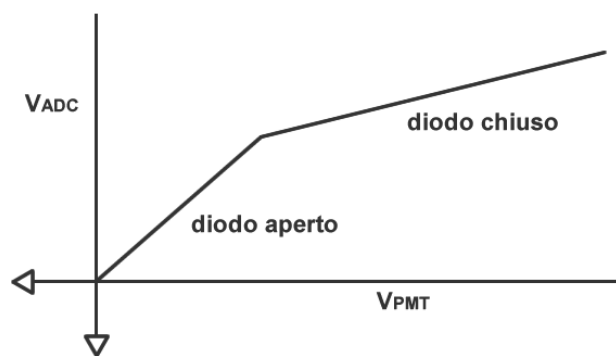


Figura 4.7: Generica forma dell'andamento della caratteristica dell'AFE.

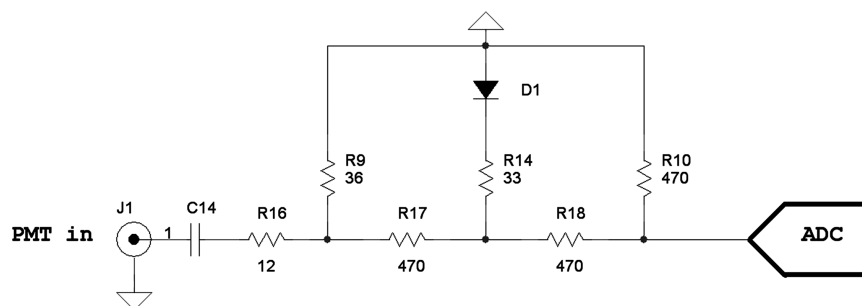


Figura 4.8: L'AFE.

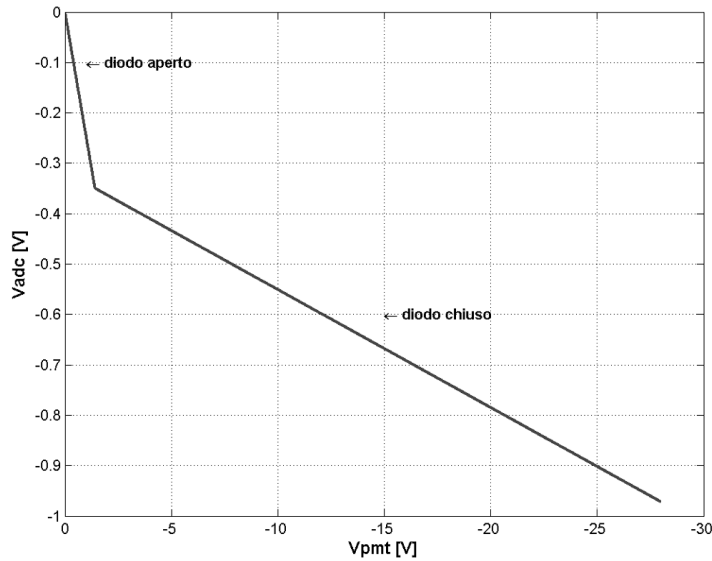


Figura 4.9: Curva di compressione in approssimazione di diodo ideale per il circuito in figura 4.8.

Le due rette calcolate sono mostrate nella figura 4.9. L'andamento mostrato soddisfa, con buona approssimazione, i vincoli *e)* e *d)* in quanto

$$V_{ADC} (@V_{PMT} = -125 \text{ mV}) \approx -31 \text{ mV} \quad (4.12)$$

$$V_{ADC} (@V_{PMT} = -30 \text{ V}) \approx -1.01 \text{ V} \quad (4.13)$$

Considerando inoltre che

$$R_9 \ll R_{17} \quad (4.14)$$

l'impedenza di ingresso del circuito risulta approssimato dalla sola serie dei resistori R_{16}, R_9 , il cui valore, pari a 48Ω , soddisfa con buona approssimazione il vincolo *a)*. Analogamente, il vincolo *b)* è soddisfatto in quanto il valore della resistenza R_{10} è di un ordine di grandezza inferiore rispetto al valore dell'impedenza di ingresso dell'ADC.

Effettuando una simulazione di tipo *DC-Sweep* del circuito attraverso il programma PSpice, avendo scelto per il diodo D_1 un 1N4148, si ottiene la curva caratteristica mostrata nella figura 4.10. L'andamento riscontrato soddisfa appieno le aspettative.

Finora sono state considerate, per il progetto di questa parte del circuito, esclusivamente le caratteristiche statiche dei segnali da acquisire; tenendo però conto delle caratteristiche dinamiche di questi segnali ci si rende conto che la scelta di un semplice 1N4148 come elemento di compressione è impraticabile. I segnali in questione presentano fronti di salita dell'ordine di 5 ns; per non introdurre distorsioni indesiderate, i tempi di reazione del circuito di compressione, principalmente determinati dai tempi di chiusura e apertura del diodo, devono quindi essere sufficientemente inferiori a 5 ns. La ricerca di un elemento di compressione che soddisfi questi vincoli, oggetto del capitolo 6, ha costituito un problema centrale per il progetto della scheda. Per ora si anticipa che l'elemento scelto per la versione definitiva non è il diodo 1N4148, e che, in ultima analisi si è preferito anzi usare configurazioni in cui il dipolo non lineare non è proprio costituito da un diodo, ma da un transistor a giunzione opportunamente utilizzato.

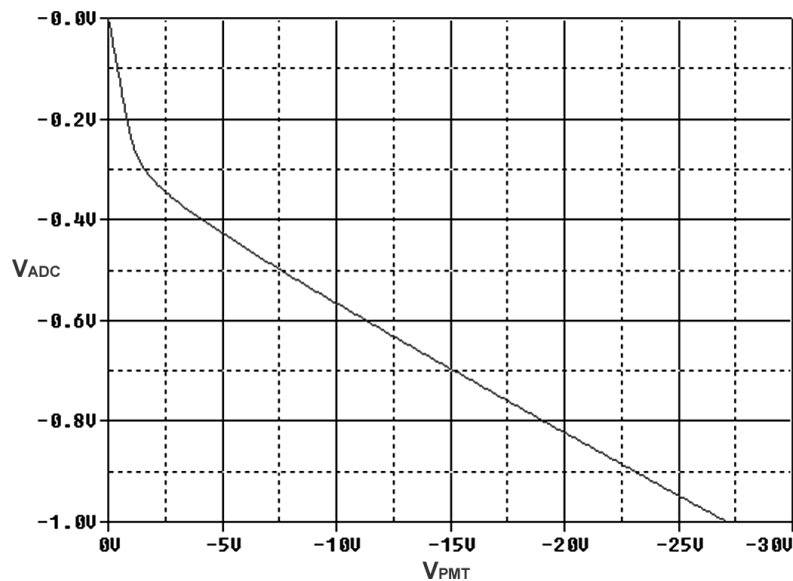


Figura 4.10: Simulazione della curva di compressione utilizzando un diodo 1N4148 nel circuito della figura 4.8.

4.2.3 Le tensioni di offset

Nel considerare le componenti continue dei segnali, è necessario tornare sui vincoli f) e c). Complessivamente, questi vincoli impongono le condizioni:

$$0 \text{ V} < V_{AIN} < 2.5 \text{ V} \quad (4.15)$$

$$0 \text{ V} < V_{\overline{AIN}} < 2.5 \text{ V} \quad (4.16)$$

$$V_{AIN} = V_{\overline{AIN}} - 512 \text{ mV} \quad (\text{quando } V_{PMT} = 0 \text{ V}) \quad (4.17)$$

Occorre quindi traslare opportunamente le componenti continue delle tensioni V_{AIN} e $V_{\overline{AIN}}$.

L'equazione 4.17 va tuttavia modificata in considerazione della possibilità che i due convertitori ADC1, ADC2 presentino valori diversi degli offset delle tensioni di ingresso. Dal datasheet dell'AD9283 si apprende che questi offset di tensione sono compresi fra -35 mV e +35 mV, per cui, se si imponesse la 4.17, i valori letti dai due ADC a parità di tensioni di ingresso potrebbero risultare diversi. È quindi opportuno che la traslazione della tensione V_{AIN} possa essere effettuata indipendentemente per i due convertitori. La 4.17 va pertanto riscritta separando gli ingressi non invertenti dei due convertitori:

$$V_{AIN1} = V_{off1} \equiv V_{\overline{AIN}} (@V_{PMT} = 0 \text{ V}) - 512 \text{ mV} + V_{\delta1} \quad (4.18)$$

$$V_{AIN2} = V_{off2} \equiv V_{\overline{AIN}} (@V_{PMT} = 0 \text{ V}) - 512 \text{ mV} + V_{\delta2} \quad (4.19)$$

in cui $V_{\delta1}$, $V_{\delta2}$ sono gli offset dei due convertitori. Analizzando complessivamente il problema, risulta quindi necessario generare tre diverse tensioni di offset: V_{off1} e V_{off2} per gli ingressi non invertenti dei due ADC e V_{ref} per traslare il segnale da acquisire tramite l'ingresso invertente.

Queste tre tensioni vengono generate da un circuito integrato, il MAX5253 (prodotto dalla MAXIM). Questo circuito contiene quattro DAC (*Digital to Analog Converter*) a 12 bit e quattro amplificatori di uscita ad alta precisione. La figura 4.11 ne riporta lo schema interno. Oltre alle uscite dei quattro amplificatori, sono riportati all'esterno anche i loro ingressi invertenti, in modo da poterne variare il guadagno. Il controllo del MAX5253 avviene tra-

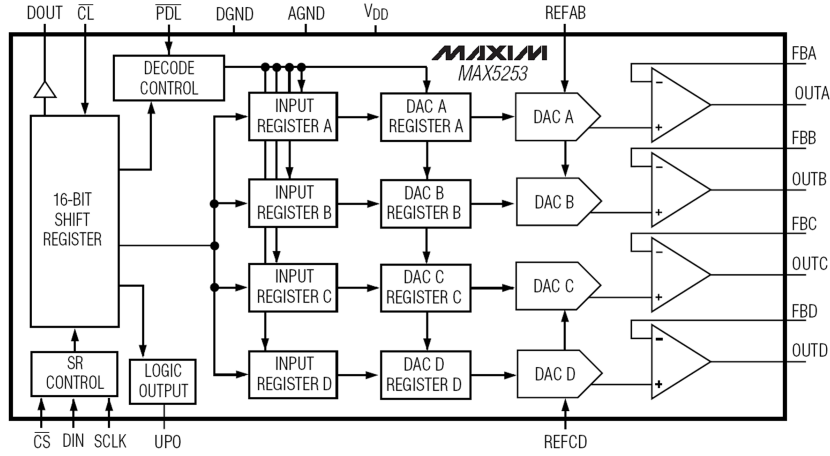


Figura 4.11: Schema interno dell'integrato MAX5253.

mite una porta seriale sincrona SPI mentre la tensione di riferimento per la conversione deve essere fornita dall'esterno attraverso i terminali **REFAB** e **REFCD**. Il terminale **UPO** (*User Programmable Output*) è un'uscita digitale programmabile.

La tensione generata dai DAC è definita dalla relazione:

$$V_{DACx} = \frac{N_{DACx}}{4096} \cdot V_{REFx} \quad (4.20)$$

in cui $x = A, B, C, D$ e N_{DACx} è il valore numerico da convertire. La tensione di uscita degli amplificatori è quindi:

$$V_{OUTx} = A_x \cdot V_{DACx} = A_x \cdot \frac{N_{DACx}}{4096} \cdot V_{REFx} \quad (4.21)$$

in cui A_A, A_B, A_C, A_D sono i fattori di guadagno. Se ad esempio si collegano insieme i terminali **OUTA** e **FBA** si ottiene $A_A = 1$ e $V_{OUTA} = V_{DACA}$. Se invece si usa un partitore resistivo come nel circuito della figura 4.12 si ha:

$$A_A = 1 + \frac{R_A}{R_B} \quad (4.22)$$

da cui:

$$V_{OUTA} = \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \cdot \frac{N_{DACA}}{4096} \cdot V_{REFA} \quad (4.23)$$

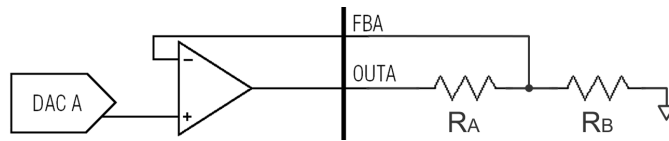


Figura 4.12: MAX5253 con guadagno maggiore di uno.

Per risolvere il problema degli offset, l'AFE diventa quindi quello riportato nella figura 4.13. La tensione di riferimento per il circuito U_1 (il MAX5253) è la stessa che viene usata per i due convertitori A/D, pari ad 1.25 V, di modo che le sue eventuali variazioni si compensino.

I resistori R_8 , R_{13} sono scelti in modo che la tensione V_{ref} possa assumere valori compresi fra 0 V e 2.5 V, mentre la scelta dei resistori R_{22} , R_{24} , R_{23} , R_{25} consente che le tensioni V_{off1} , V_{off2} assumano valori compresi fra 0 V e ~ 2.1 V. Il transistor Q_1 e i condensatori $C_3..C_8$ garantiscono che la tensione V_{ref} si mantenga costante anche quando il fotomoltiplicatore genera segnali molto ampi. I soli amplificatori di uscita dell'integrato U_1 non sosterebbero infatti la richiesta di corrente, determinando un conseguente abbassamento della tensione V_{ref} .

I 12 bit di risoluzione del MAX5253 garantiscono che gli offset degli ADC possano essere eliminati con una precisione superiore a quella degli ADC stessi, pari ad 8 bit. La ricerca dei valori ottimali da impostare sui tre DAC utilizzati per l'eliminazione degli offset è uno degli argomenti del prossimo capitolo.

4.2.4 Il circuito di calibrazione

Una volta realizzato il circuito fin qui descritto, si porrebbe il problema di invertire la curva caratteristica del compressore in modo da avere una corrispondenza biunivoca fra la tensione letta dagli ADC e la tensione (o la corrente) prodotta dal fotomoltiplicatore. In linea di massima si potrebbe usare la caratteristica tensione-corrente del diodo per calcolare una tabel-

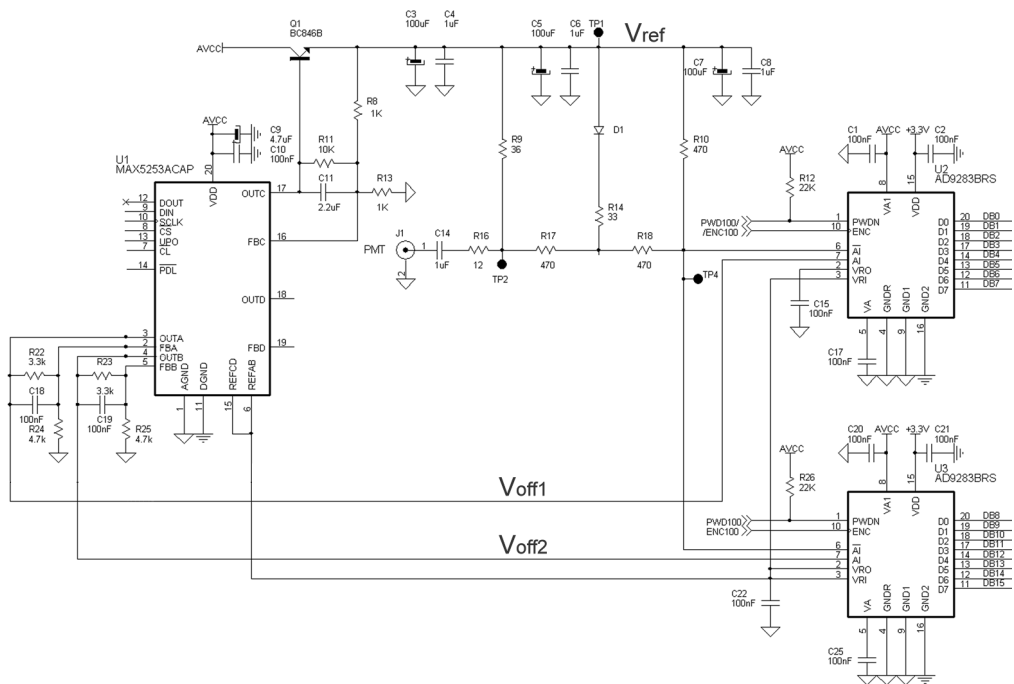


Figura 4.13: Il circuito di condizionamento, compressione e gestione delle tensioni di offset.

la con i valori della curva di compressione attraverso cui risalire al segnale prodotto dal fotomoltiplicatore in funzione del valore letto dall'ADC.

Questo approccio pone tuttavia alcuni problemi. In primo luogo la dipendenza della caratteristica del diodo dalla temperatura implicherebbe la necessità di misurare quest'ultima con sufficiente precisione e di calcolare delle opportune tabelle di compressione per ogni suo valore. Soprattutto, però, il problema sarebbe l'imprecisione con cui la formula analitica descrive la reale caratteristica tensione-corrente del diodo. Anche usando modelli più elaborati della semplice curva esponenziale non si riesce infatti ad ottenere delle forme analitiche che approssimino con sufficiente precisione le curve ottenute sperimentalmente.

In effetti il modo più generale per effettuare la taratura della curva di compressione è la misura della caratteristica dell'intero circuito di compressione per via diretta, inviando cioè uno stimolo noto all'ingresso del circuito e misurandone l'uscita, ovvero i valori letti dagli ADC. È questo l'approccio ad essere stato seguito.

Al fine di tarare la curva di compressione nella DAQ Board è dunque presente un circuito, chiamato **circuito di calibrazione**, che inietta una corrente variabile nota nel circuito di compressione; conoscendo la tensione all'ingresso degli ADC e conoscendo il valore dei soli elementi resistivi del circuito è possibile risalire alla **curva di compressione**, ovvero alla relazione che lega la tensione prodotta dal fotomoltiplicatore alla tensione presente all'ingresso dell'ADC, indipendentemente dalla conoscenza analitica della caratteristica del diodo. È inoltre presente un sensore che permette la misura della temperatura del diodo. Quando questa temperatura cambia il sistema può operare una nuova procedura di calibrazione e tracciare i nuovi valori della curva di compressione.

Il circuito di calibrazione basa il proprio funzionamento su un generatore, controllato digitalmente dal canale di conversione "D" del circuito integrato U_1 , in grado di iniettare corrente nel nodo formato dai resistori R_{14}, R_{17} e R_{18} . È per questo motivo che, nel seguito, ci si riferirà al circuito integrato

U_1 anche con la denominazione di **DAC di calibrazione**. La figura 4.14 mostra lo schema elettrico del circuito di calibrazione.

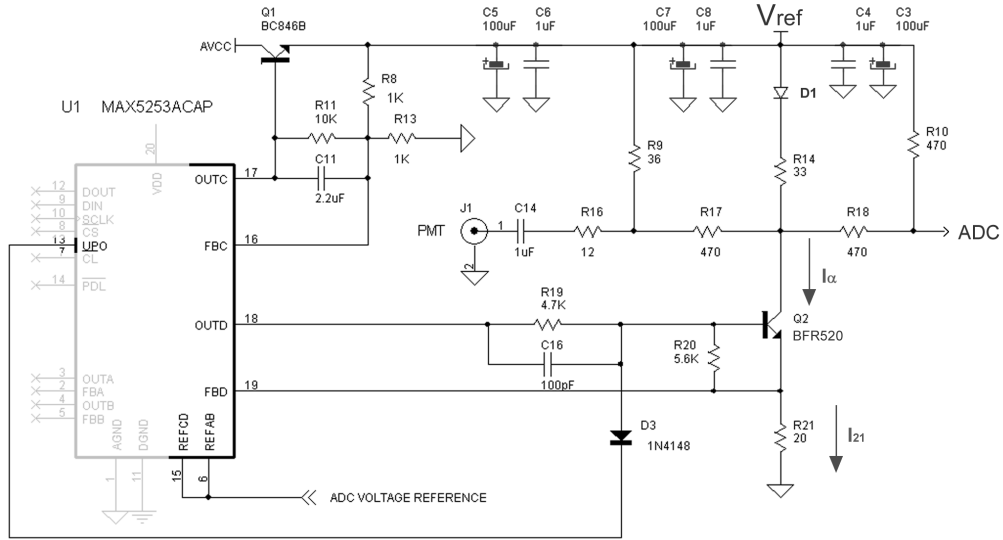


Figura 4.14: Il circuito di calibrazione.

Il funzionamento del generatore di corrente è il seguente: nota la tensione impostata sul terminale FBD del DAC di calibrazione e noto il valore della resistenza R_{21} , risulta nota la corrente I_{21} :

$$I_{21} = \frac{V_{DACD}}{R_{21}} \quad (4.24)$$

Se il terminale UPO del DAC di calibrazione è impostato sul livello logico alto (3.3 V), il diodo D3 è aperto e l'uscita OUTD si alza fino a far scorrere la corrente I_{21} impostata. Trascurando la corrente di base del transistor Q_2 si ha quindi:

$$I_{\alpha} \approx \frac{V_{DACD}}{R_{21}} \quad (4.25)$$

La linea di controllo UPO serve ad inibire il generatore di corrente prevenendo, durante il normale utilizzo del sistema di acquisizione, l'eventuale corrente dovuta alla presenza di rumore sul terminale FBD. Quando infatti il terminale UPO è impostato a livello logico basso, il diodo D3 non permette

la polarizzazione di Q_2 e la corrente che scorre nel circuito di compressione è tutta e sola quella introdotta dal segnale generato dal fotomoltiplicatore.

Poiché la tensione di collettore deve essere alzata per poter generare la corrente I_α e poiché l'effetto di questa corrente è quello di abbassare la tensione di emettitore, è inoltre necessario che la tensione V_{ref} sia sufficientemente alta.

4.3 Curva di calibrazione e curva di decompressione

Usando il circuito di calibrazione, è possibile calcolare numericamente la cosiddetta **curva di calibrazione**, quella curva, cioè, che lega il valore della corrente I_α al valore della tensione letta dagli ADC. Per curva di calibrazione si intenderà anche la relazione fra i valori numerici convertiti dal DACD, e i numeri corrispondentemente letti dagli ADC. Le due accezioni sono completamente equivalenti poiché dalla 4.25 segue che la corrente I_α e il numero N_{DACD} sono legati dalla relazione:

$$I_\alpha \approx \frac{N_{DACD}}{4096} \cdot \frac{1.25 \text{ V}}{R_{21}} \quad (4.26)$$

Nel seguito le due accezioni potranno quindi essere utilizzate senza distinzione.

Dalla conoscenza della curva di calibrazione è possibile risalire alla **curva di decompressione**, che consiste nella relazione che associa la tensione generata dal fotomoltiplicatore al valore letto dagli ADC .

Nel corso dei calcoli che seguono non verrà effettuata alcuna ipotesi sulla forma dell'elemento di compressione adottato, quell'elemento cioè che nella figura 4.14 è individuato dalla serie del diodo D_1 con il resistore R_{14} . Si considererà pertanto il circuito riportato nella figura 4.15 in cui la serie D_1 , R_{14} è rappresentata come un generico dipolo.

I calcoli saranno divisi in due fasi. Nella prima fase sarà ottenuta la relazione fra curva di calibrazione e caratteristica tensione-corrente del ramo di

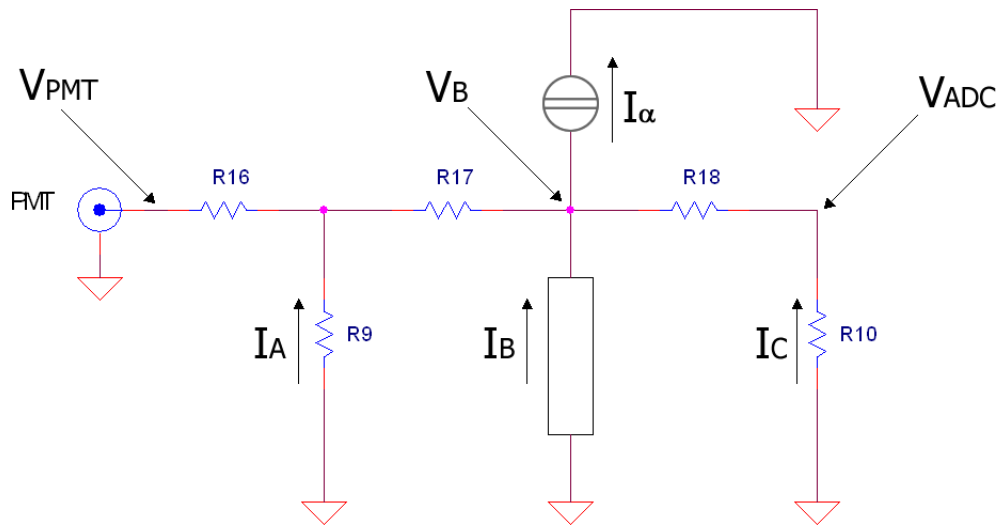


Figura 4.15: Circuito equivalente per i calcoli relativi alla curve di decompressione.

compressione, mentre nella seconda verrà calcolata la curva di decompressione vera e propria.

4.3.1 Calcolo della caratteristica dell'elemento di compressione

La caratteristica cercata è dunque la relazione fra tensione ai capi dell'elemento di compressione e la corrente che lo attraversa, ovvero, riferendosi ai simboli definiti dalla figura 4.15, la relazione g_D , definita da:

$$g_D(I_B) \equiv V_B(I_B)$$

o, equivalentemente, la relazione inversa

$$g_D^{-1}(V_B) \equiv I_B(V_B)$$

Posto

$$\rho \equiv 1 + \frac{R_{18}}{R_{10}}$$

si ha

$$\begin{aligned} V_B &= \rho \cdot V_{ADC} \\ &= \rho \cdot \frac{N_{ADC}}{255} \cdot 1.024 \text{ V} \end{aligned} \quad (4.27)$$

in cui N_{ADC} è il valore numerico letto dall'ADC. Sia inoltre f_c la relazione definita da:

$$f_c(I_\alpha) \equiv V_{ADC}^{[c]}(I_\alpha) \quad (4.28)$$

ovvero la curva di calibrazione (la ^[c] sta appunto ad indicare che i valori sono ottenuti in fase di calibrazione).

Si può pertanto scrivere

$$V_B(I_\alpha) = \rho \cdot f_c(I_\alpha) \quad (4.29)$$

ovvero, considerando la relazione inversa

$$I_\alpha(V_B \cdot \rho^{-1}) = f_c^{-1}(V_B \cdot \rho^{-1}) \quad (4.30)$$

Per il nodo B si ha inoltre

$$I_\alpha = I_A + I_B + I_C \quad (4.31)$$

da cui, sostituendo

$$I_A + I_B + I_C = f_c^{-1}(V_B \cdot \rho^{-1}) \quad (4.32)$$

Dalla legge di Ohm si ha

$$\begin{aligned} I_A &= -\frac{V_B}{R_{17} + R_9^{[C]}} \\ I_C &= -\frac{V_B}{R_{18} + R_{10}} \end{aligned}$$

in cui $R_9^{[C]}$ è la resistenza topologicamente equivalente alla resistenza R_9 nel caso della calibrazione¹.

Sostituendo le due ultime equazioni si ottiene

$$I_B = f_c^{-1}(V_B \cdot \rho^{-1}) + V_B \cdot \left(\frac{1}{R_{17} + R_9^{[C]}} + \frac{1}{R_{18} + R_{10}} \right) \quad (4.35)$$

ovvero:

$$g_D^{-1}(V_B) = f_c^{-1}(V_B \cdot \rho^{-1}) + V_B \cdot \left(\frac{1}{R_{17} + R_9^{[C]}} + \frac{1}{R_{18} + R_{10}} \right) \quad (4.36)$$

che costituisce la relazione cercata.

4.3.2 Calcolo della curva di decompressione

Nota la caratteristica g_D^{-1} dell'elemento di compressione, si procederà ora con il calcolo della curva di decompressione:

$$V_{PMT} = V_{PMT}(V_{ADC}) \quad (4.37)$$

Si consideri quindi il caso in cui il generatore di impulsi è inattivo. Il circuito diventa quello riportato nella figura 4.16. Per il nodo B si ha

¹Nel caso in cui durante la procedura di calibrazione il fotomoltiplicatore venga staccato e l'ingresso PMT resti sconnesso si ha

$$R_9^{[C]} = R_9 = 36 \, \Omega \quad (4.33)$$

mentre nel caso in cui il fotomoltiplicatore venga lasciato attaccato si deve porre

$$R_9^{[C]} = R_9 // (R_{16} + R_{PMT}) \approx 23 \, \Omega \quad (4.34)$$

in cui R_{PMT} è l'impedenza di uscita del fotomoltiplicatore ($50 \, \Omega$).

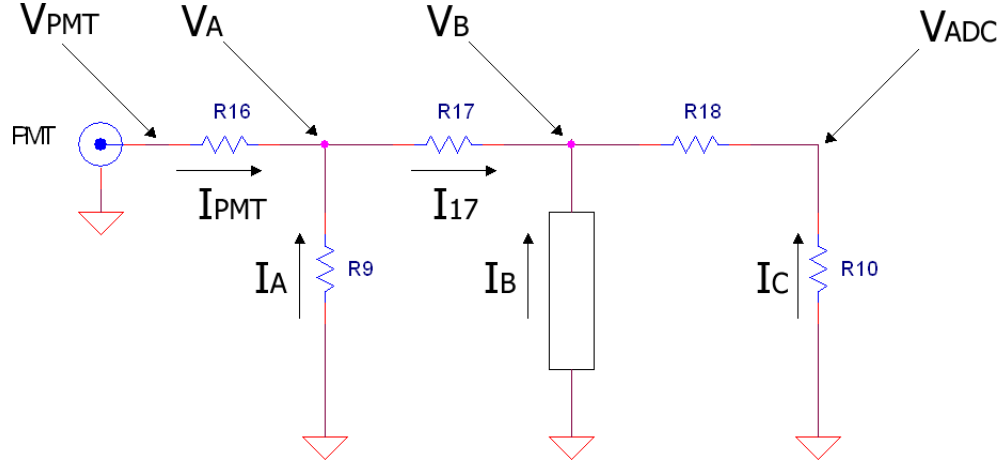


Figura 4.16: Circuito equivalente per i calcoli relativi alla curva di decompressione.

$$I_{17} + I_B + I_C = 0 \quad (4.38)$$

per cui

$$\frac{V_A - V_B}{R_{17}} + I_B - \frac{V_B}{R_{10} + R_{18}} = 0 \quad (4.39)$$

da cui, sostituendo

$$\frac{V_A - V_B}{R_{17}} + g_D^{-1}(V_B) - \frac{V_B}{R_{10} + R_{18}} = 0 \quad (4.40)$$

Mettendo quindi in evidenza V_A si ottiene

$$V_A = V_B \cdot \left(1 + \frac{R_{17}}{R_{10} + R_{18}} \right) - R_{17} \cdot g_D^{-1}(V_B) \quad (4.41)$$

Per il nodo A si ha

$$I_{PMT} + I_A = I_{17} \quad (4.42)$$

da cui

$$\frac{V_{PMT} - V_A}{R_{16}} - \frac{V_A}{R_9} = \frac{V_A - V_B}{R_{17}} \quad (4.43)$$

che, mettendo in evidenza V_{PMT} , diventa

$$V_{PMT} = R_{16} \cdot \left[V_A \cdot \left(\frac{1}{R_{16}} + \frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{17}} \right) - \frac{V_B}{R_{17}} \right] \quad (4.44)$$

Sostituendo quindi la relazione 4.41, si ottiene

$$V_{PMT} = R_{16} \cdot \left\{ \left[V_B \cdot \left(1 + \frac{R_{17}}{R_{10} + R_{18}} \right) - R_{17} \cdot g_D^{-1}(V_B) \right] \times \right. \\ \left. \times \left(\frac{1}{R_{16}} + \frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{17}} \right) - \frac{V_B}{R_{17}} \right\} \quad (4.45)$$

Considerando quindi la relazione fra g_D^{-1} e f_c espressa dalla formula 4.36 e sostituendola nella formula precedente si ha

$$V_{PMT} = R_{16} \cdot \left\{ \left[V_B \cdot \left(1 + \frac{R_{17}}{R_{10} + R_{18}} \right) - R_{17} \cdot f_c^{-1}(V_B \cdot \rho^{-1}) + \right. \right. \\ \left. \left. + V_B \cdot R_{17} \cdot \left(\frac{1}{R_{17} + R_9^{[c]}} + \frac{1}{R_{18} + R_{10}} \right) \right] \cdot \left(\frac{1}{R_{16}} + \frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{17}} \right) - \right. \\ \left. - \frac{V_B}{R_{17}} \right\} \quad (4.46)$$

da ciò, tenendo conto della relazione espressa dalla 4.27, è infine possibile ottenere la relazione numerica fra il valore letto dagli ADC e il valore della tensione prodotta dal fotomoltiplicatore. In particolare, posti

$$\frac{1}{R_\pi} \equiv \frac{1}{R_{16}} + \frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_{17}} \\ R_\rho \equiv R_{10} + R_{18} \\ R_\lambda^{[c]} \equiv R_{17} + R_9^{[c]}$$

si può scrivere questa relazione nella forma

$$V_{PMT} = \frac{R_{16}}{R_\pi} \cdot \left\{ \rho \cdot V_{ADC} \cdot \left[1 + R_{17} \cdot \left(\frac{2}{R_\rho} + \frac{R_\lambda^{[c]}}{R_{17}} \right) - \frac{R_\pi}{R_{17}} \right] \right. \\ \left. - R_{17} \cdot f_c^{-1}(V_{ADC}) \right\} \quad (4.47)$$

che rappresenta la relazione cercata poiché lega la tensione prodotta dal fotomoltiplicatore alla tensione letta dagli ADC e ai valori della curva di calibrazione f_c .

4.4 La FPGA

La FPGA rappresenta il “cuore” della DAQ Board. Data l’estrema versatilità offerta da questo tipo di dispositivi, si è scelto di far passare il maggior numero di segnali digitali attraverso essa. In questo modo, tramite la riprogrammazione della FPGA è possibile intervenire, entro certi limiti, sul *routing* della scheda stessa.

La FPGA scelta, una Xilinx XC2S100E, appartiene alla famiglia chiamata Spartan-IIIE, che comprende dispositivi dotati di un numero di porte logiche da 23000 a 600000. La XC2S100E offre fino a 100000 porte logiche e per il *package* scelto, il PQ208, mette a disposizione del progettista 148 linee di input/output. Esistono diversi altri dispositivi della stessa famiglia che sono compatibili a livello di *pinout* e che consentono di aumentare o ridurre il numero di porte logiche senza necessità di ridisegnare il circuito. Nelle stime attuali la potenza offerta dalla XC2S100 è sufficiente, ma qualora lo si ritenesse necessario si potrebbe ad esempio passare ad un modello superiore, come la XC2S300E, che offre un totale di 300000 porte logiche, senza dover rimandare in stampa il circuito.

I principali dispositivi con cui la FPGA comunica sono (figura 4.1):

- Il LVDS Transceiver;
- il DSP;
- i due convertitori ADC;
- l’interfaccia Digital I/O.

4.4.1 Collegamenti con il LVDS Transceiver

L’interfaccia di collegamento fra FPGA e LVDS Transceiver consiste in tre linee digitali. Una di queste è dedicata al clock a 4.86 MHz che viene generato dal FCM. Le altre due linee trasmettono i dati in uscita e i dati in entrata.

4.4.2 Collegamenti con il DSP

Il trasferimento dei dati con il DSP avviene attraverso un'interfaccia dedicata, chiamata **DSP bus**. Il DSP bus è organizzato in modo che la FPGA venga vista dal DSP come una normale periferica di input/output che risponde ad un certo intervallo di indirizzi della sua memoria esterna. In questo modo il trasferimento di dati fra DSP e FPGA può raggiungere velocità dell'ordine dei 150 MB/s grazie al controllore DMA (*Direct Memory Access*) di cui il DSP è provvisto.

Oltre al DSP bus è presente un'interfaccia costituita da cinque linee di controllo attraverso cui il DSP può caricare in modalità seriale il *firmware* della FPGA, mentre due ulteriori linee sono dedicate alla trasmissione del clock. La FPGA riceve infatti, attraverso l'interfaccia con il LVDS Transceiver, il clock a 4.86 MHz generato dal FCM e lo invia direttamente al DSP attraverso una delle due linee. Un PLL interno al DSP ne moltiplica la frequenza per un fattore 20, producendo l'*encode-clock* a 97.2 MHz, che viene quindi ritrasmesso alla FPGA attraverso l'altra linea dedicata.

Sono infine presenti altre linee che collegano i due dispositivi sulle quali non ci si soffermerà. Attraverso queste linee passano i segnali tramite cui il DSP controlla le periferiche di slow control locale (§ 4.1), del quale si parlerà nel paragrafo ad esso dedicato.

4.4.3 Collegamenti con i convertitori A/D

Il collegamento con ognuno dei due ADC avviene attraverso 10 linee. Otto linee sono dedicate ai dati, una è dedicata alla trasmissione del segnale di *encode*, direttamente desunto dall'*encode-clock* prodotto dal PLL del DSP, mentre l'ultima linea serve per mettere il convertitore in *power-down mode*. In questa modalità gli ADC non acquisiscono dati riducendo il loro assorbimento di potenza a circa 4 mW. Questo controllo risulta utile durante la fase di accensione della scheda di acquisizione.

4.4.4 Collegamenti con l'interfaccia Digital I/O

L'interfaccia Digital I/O, descritta nel paragrafo 3.1, è direttamente connessa alla FPGA tramite 8 linee dedicate. Il fatto che questa interfaccia sia controllata direttamente dalla FPGA consente la generazione di segnali elettrici sincroni con eventuali comandi di sincronizzazione che possono essere definiti a tale scopo. Un suo possibile utilizzo è l'attivazione di un LED (Light Emitting Diode) ad alta velocità di commutazione posizionato vicino al fotocatodo tramite cui misurare il TTS (Transition Time Spread) del fotomoltiplicatore.

4.4.5 Schema a blocchi

La figura 4.17 riporta lo schema a blocchi del sistema di elaborazione realizzato nella FPGA. I principali elementi dello schema sono:

- La FIFO, organizzata in 512 parole da 18 bit;
- il (*L0-Trigger*);
- il *time-register*;
- il sistema per la generazione degli impulsi di *encode* per gli ADC;
- il *packet formatter*;
- il *packet parser*;
- il modulatore/demodulatore (*MOD/DEM*);
- il gestore per l'interfaccia con il DSP bus, chiamato *decoder*.

Il funzionamento della FIFO, del L0-trigger, del time-register e del sistema di generazione degli impulsi di *encode* sono già stati descritti in precedenza, per cui ci si soffermerà sugli altri elementi.

Il *time-register* è un registro a 16 bit che viene incrementato sul fronte di salita dell'*encode-clock*. Questo registro viene utilizzato per “marcare” i tempi di superamento della soglia, come già spiegato precedentemente. Ogni

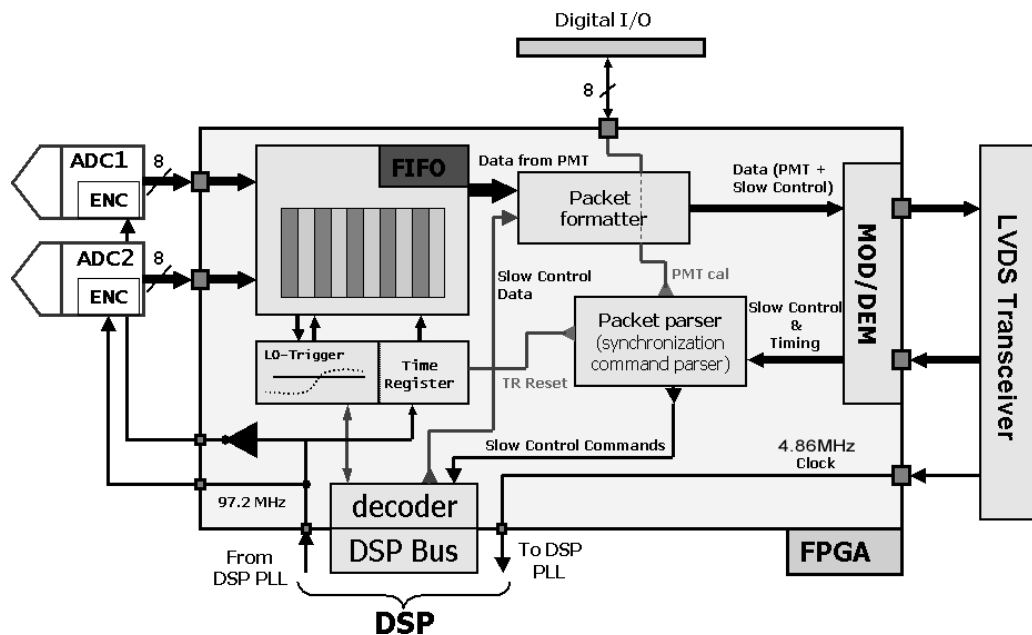


Figura 4.17: Schema a blocchi del sistema realizzato nella FPGA.

2^{16} cicli di clock il time-register compie un giro completo e ricomincia a contare da zero. Questo evento, chiamato evento di *wrap*, si ripete ogni ~ 674 ns.

Il *packet formatter*, il *packet parser* e il *MOD/DEM* gestiscono complessivamente il sistema di comunicazione fra la DAQ Board e il FCM. Il flusso di dati sfrutta la trasmissione seriale in entrambi i versi. Il packet formatter si occupa di costruire la trama del flusso di dati da inviare al FCM, mentre il packet parser effettua l'operazione inversa, interpretando i dati provenienti dal FCM. Per le necessità che saranno chiare nel seguito, il segnale trasmesso non deve e non può contenere componenti a bassa frequenza. Il MOD/DEM, interposto fra i packet formatter/parser e il LVDS Transceiver, ha appunto come scopo primario l'eliminazione delle componenti a bassa frequenza dei segnali attraverso opportune tecniche di modulazione.

4.4.6 Il packet formatter

I dati che sono inviati al FCM, alla velocità di 19.44 Mbps, devono comprendere sia i dati acquisiti, presenti nella FIFO, che i dati relativi allo slow control locale, prodotti dal DSP. Il packet formatter si occupa della creazione della trama di questo flusso di dati.

I dati trasmessi sono organizzati in *frame* che possono essere di due tipi: gli *Event Data Frame* (EDF) contengono i dati relativi agli eventi fisici, mentre gli *Slow Control Frame* (SCF) contengono le informazioni di slow control.

Lo slow control locale produce una quantità di dati molto inferiore rispetto a quella prodotta dagli eventi fisici per cui uno SCF viene inviato dal packet formatter ad ogni evento di wrap del time register mentre il resto del tempo è dedicato alla trasmissione di EDF. Per il tipo di protocollo di trasmissione utilizzato, anche se non sono presenti dati nella FIFO il packet formatter deve generare degli opportuni EDF che non contengano dati fisici (*zero padding*). La struttura di questi frames è molto flessibile e sarà definita solo a sistema finito, per cui non ci si soffermerà sulla loro descrizione.

Una delle possibilità attualmente prese in considerazione è comunque quella di realizzare degli EDF a lunghezza variabile. Con tale scelta risulta possibile effettuare una ulteriore riduzione della data-rate da spedire. Infatti, tenendo conto del fatto che la maggioranza degli eventi fisici è costituita da segnali di singolo fotoelettrone e considerando che l'ampiezza dei segnali di questo tipo è relativamente bassa, non arrivando a raggiungere i 16 canali di conversione, sarebbe inutile inviare per ogni campionamento una parola da 8 bit. Strutturando l'EDF in modo che di ogni dato presente all'interno sia possibile descrivere il tipo di rappresentazione adottata, ovvero il numero di bit con cui viene rappresentato il campionamento, dovrebbe quindi essere possibile ottimizzarne la trasmissione.

Prendendo in considerazione i soli dati relativi ai campionamenti, tralasciando cioè i dati necessari per l'allineamento dei frame, i dati relativi alle informazioni temporali degli eventi e i dati per il controllo degli errori, è stata

individuata una certa varietà nelle possibilità di codifica. Considerando che la codifica deve essere effettuata in tempo reale, non è comunque possibile spingersi verso l'applicazione di algoritmi troppo pesanti da un punto di vista computazionale.

Si è quindi inizialmente studiato un sistema di compressione per cui ad ogni campione viene aggiunto un bit, chiamato “descrittore di parola”, che ne codifichi la lunghezza. Se il valore campionato è inferiore a 16 il dato viene codificato con 4 bit e il descrittore di parola è 0, altrimenti viene codificato con 8 bit e il descrittore di parola è 1. Il “costo” di questa operazione è che per ogni campione va comunque aggiunto un bit, per cui il numero di bit da inviare è 5 oppure 9. Dipendentemente dalla statistica dei segnali acquisiti questo metodo può risultare più o meno conveniente. Ovviamente le classi scelte per questo primo esempio, 4 bit e 8 bit, sono poco più che arbitrarie, per cui è possibile studiare classi di configurazioni diverse: 5 bit e 8 bit, 6 bit e 8 bit etc.

Un'altra possibilità è costituita dall'utilizzo di più di un bit come descrittore di parola. Utilizzando due bit è possibile codificare fino a quattro classi distinte. Si può inoltre prendere in considerazione configurazioni per cui ogni classe definisce non solo il numero di bit con cui viene codificato il campionamento, ma anche il numero di campionamenti consecutivi che appartengono alla stessa classe. Un esempio di applicazione di questo metodo è il seguente:

Si consideri un descrittore di parola di 2 bit, che stabilisce la possibilità di definire 4 classi di codifica. La prima classe (descrittore=00) corrisponde ad un campionamento codificato con 8 bit; la seconda classe (descrittore=01) ad un campionamento a 6 bit; la terza classe (descrittore=10) a un campionamento a 4 bit; la quarta classe (descrittore=11) a 10 campionamenti da 4 bit ciascuno.

Il vantaggio di questa codifica sarebbe sostanziale: poiché la maggioranza degli eventi di singolo fotoelettrone producono 10 campionamenti sopra soglia, con ampiezza al di sotto dei 16 canali, quasi tutti gli eventi potrebbero essere codificati secondo la quarta classe di compressione. La maggioran-

za degli eventi verrebbe codificata con $4 * 10 + 2 = 42 \text{ bit}$ invece dei $10 * 8 = 80 \text{ bit}$ necessari del caso senza compressione. Per segnali con ampiezze superiore questo metodo sarebbe però evidentemente ridondante, aggiungendo due bit per ogni campionamento.

Quello riportato non è che un esempio, che mette però in luce quale sia la varietà delle possibilità che possono essere esplorate rimanendo nell'ambito di una pur semplice struttura di codifica.

Utilizzando dei dati generati attraverso delle simulazioni sono state fatte alcune prove, esplorando codifiche con un numero di classi variabile da due a otto e un numero massimo di dieci campionamenti per classe. Il risultato è che non si è arrivati ad un fattore di compressione superiore al **25%** circa. D'altra parte, considerando i dati relativi alle informazioni temporali e alle informazioni di allineamento necessarie, che per loro natura non possono essere compressi, il fattore di compressione non supera il **15%**. Ciò porterebbe ad escludere la necessità di utilizzo di tali tecniche, ma è comunque opportuno attendere che le specifiche di progetto e utilizzo del sistema di acquisizione, fotomoltiplicatore incluso, vengano definite ulteriormente in modo da poter effettuare le prove sui dati veri.

Uno dei vantaggi della realizzazione del packet formatter all'interno della FPGA è proprio questa possibilità di modificarlo, anche radicalmente, a scheda già montata.

4.4.7 Il packet parser

Specularmente al packet formatter, il packet parser interpreta i dati inviati dal FCM, a 4.86 Mbps, da cui estrae i comandi destinati allo slow control locale, che vengono inviati al DSP attraverso il DSP bus, e i comandi di sincronizzazione, che vengono eseguiti nella FPGA. È il packet parser stesso ad occuparsi dell'esecuzione dei comandi di sincronizzazione muovendo opportunamente alcuni segnali di controllo interni alla FPGA.

Per questo canale i dati sono organizzati in pacchetti a lunghezza fissa: gli *Slow Control Packet* (SCP) e i *SYnchrhonization Packet* (SYP). In questo

caso non c'è necessità di trasmettere i dati in modo compresso, cosa che potrebbe anzi complicare le cose nel caso dei comandi di sincronizzazione.

La struttura di un pacchetto è riportata nella tabella 4.1. Il pacchetto

Campo	Valore	lunghezza
Header 1	0x2AA	11 bit
Header 2	0x155	11 bit
Address	0x01 ÷ 0xFF	1 byte
Command	0x00 ÷ 0xFF	1 byte
Data	0x00 ÷ 0xFF	1 byte
Error Check	CRC	1 byte

Tabella 4.1: Slow Control Packet/SYnchronization Packet.

contiene 54 bit, divisi in due parole da 11 bit e 4 parole da un byte. I campi **Header 1** e **Header 2** individuano l'inizio del pacchetto e contengono 11 bit ciascuno. I rimanenti 4 campi contengono un byte ciascuno. Il campo **Address** indica il destinatario del pacchetto, e consente di distinguere se il pacchetto stesso deve essere interpretato come SCP ($\text{Address} \geq 0x80$) o come SYP ($\text{Address} < 0x80$); Il campo **Command** individua l'operazione che il destinatario deve compiere; il campo **Data** è un dato di un byte che il destinatario utilizza come argomento del comando. Infine, il campo **Error Check** contiene un byte per il controllo degli errori.

Ad esempio, il SYP con cui viene compiuta l'operazione di *reset* del time register è mostrato nella tabella 4.2, mentre lo SCP con cui viene inviato al DSP il comando per la spedizione di un byte sulla porta RS232 è riportato nella tabella 4.3.

Questi non sono che esempi e in effetti le specifiche dei singoli campi non sono ancora da considerarsi definitive, ma la struttura esposta si presta ad essere adattata alle necessità con relativa facilità.

Campo	Valore	Nota
Header 1	0x2AA	
Header 2	0x155	
Address	0x01	Destinatario: time register
Command	0x0A	Comando: reset
Data	0x00	ignorato
Error Check	CRC	

Tabella 4.2: SYP: time register reset.

Campo	Valore	Nota
Header 1	0x2AA	
Header 2	0x155	
Address	0x81	Destinatario: RS232
Command	0x0A	Comando: write
Data	0xNN	Dato: il byte da inviare
Error Check	CRC	

Tabella 4.3: SCP: RS232 byte write.

4.4.8 Il MOD/DEM

Il MOD/DEM effettua la modulazione dei dati prodotti dal packet formatter e la demodulazione del segnale ricevuto dal LVDS Transceiver. Il progetto del sistema di comunicazione, e del MOD/DEM in particolare, potrà essere considerato come concluso solo quando ne sarà stata verificata, a scheda montata, il funzionamento. Non è infatti sufficiente progettare sulla carta un sistema che coinvolge un elemento così importante per l'affidabilità dell'apparato e, probabilmente, nel corso delle verifiche di funzionamento, alcune sue caratteristiche potranno o dovranno essere variate. Quanto segue rappresenta pertanto ciò che si è realizzato per questa sezione sulla ragionevole previsione del comportamento del canale trasmissivo.

I segnali su cui opera il MOD/DEM consistono in flussi di dati digitali sotto forma di *bit-stream* seriali. Parlando di modulazione in questo ambito

non bisogna quindi pensare a quelle tecniche che vengono utilizzate del dominio dei segnali continui (AM, FM, PM, ...), ma ad un sistema che trasformi un flusso sincrono di zero e uno, in un altro flusso di zero e uno (figura 4.18). Poiché questi flussi di bit vengono inviati sulla linea di trasmissione attraverso dei trasformatori presenti nel LVDS Transceiver, la modulazione scelta deve essere tale da eliminare le componenti a bassa frequenza del segnale.



Figura 4.18: Il modulatore.

Si è quindi rivolta l'attenzione ai codici chiamati **Phase Encoded Pulse Codes** (PE) [25]. Usando una codifica elettrica bipolare, i PE consentono di annullare le componenti a bassa frequenza del segnale inviato sulla linea per sequenze di ingresso casuali. I codici PE associano ad ogni bit da trasmettere un cambiamento di stato sulla linea di trasmissione. La posizione del fronte del cambiamento di stato viene modulata, all'interno del tempo di bit t_B , in funzione del valore del bit da trasmettere e in funzione dello stato precedente dell'uscita.

Nell'ambito dei codici PE si è in particolare scelta la **Delay Modulation** (DM), anche detta *Miller code*. Lo schema di modulazione della DM, mostrato nella figura 4.19, può essere così descritto:

- . se il bit all'ingresso è 1, allora lo stato dell'uscita viene invertito a metà del tempo di bit;
- . se il bit all'ingresso è 0 e sarà 0 anche il successivo, la transizione dell'uscita avviene alla fine del tempo di bit;
- . se il bit all'ingresso è 0 e il successivo bit sarà 1, non viene effettuata alcuna transizione all'uscita.

Un esempio di applicazione della DM è mostrato nella figura 4.20.

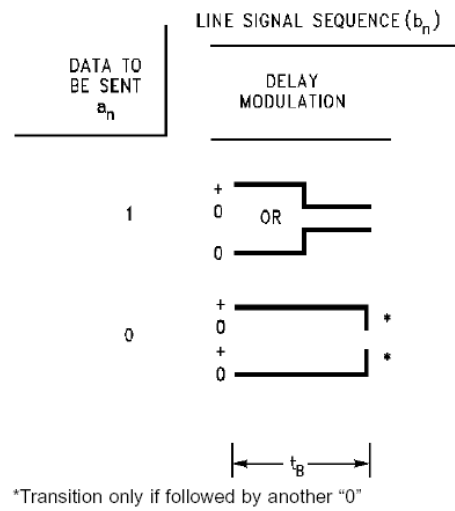


Figura 4.19: Delay Modulation.

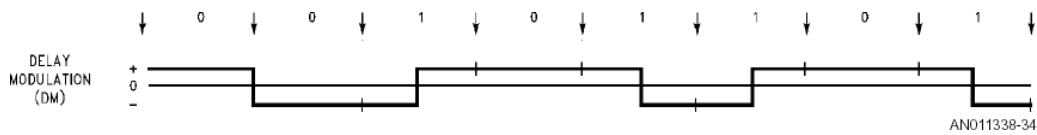


Figura 4.20: Esempio di utilizzo della DM.

Il vantaggio della DM rispetto ad altri tipi di codifiche PE consiste principalmente nella limitata presenza anche delle alte frequenze sul canale di trasmissione. Osservando il *power spectrum* risultante dall'invio di una sequenza casuale di bit (figura 4.21), si osserva infatti che le componenti alle frequenze superiori ad $1/t_B$ sono estremamente limitate rispetto alle altre codifiche (indicate con BIPHASE nel grafico). Un altro vantaggio della DM è la possibilità di individuare alcuni errori di trasmissione sul singolo bit: se infatti il ricevitore verifica che uno stesso livello sulla linea persiste per un tempo maggiore di $2 \cdot t_B$, viene rilevata una condizione di inconsistenza del segnale ricevuto.

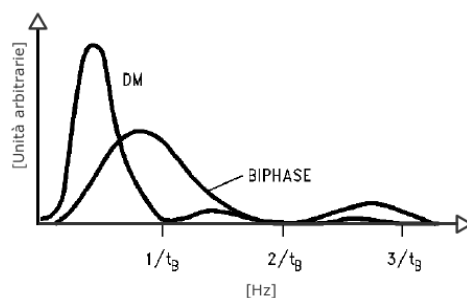


Figura 4.21: Power spectrum relativo ad una sequenza casuale di bit ottenuto con la Delay Modulation (DM) confrontato con quello ottenuto con le altre codifiche di tipo Phase Encoded Pulse Codes (indicate con BIPHASE).

I dati, prodotti dal packet formatter, che devono essere inviati attraverso il MOD/DEM non hanno però le proprietà statistiche di una sequenza casuale, per cui, pur applicando la DM a tali dati, il *power spectrum* del segnale sulla linea di trasmissione non corrisponderebbe a quello mostrato nella figura 4.21, ma potrebbe avere una componente continua non nulla. Per superare questo problema si usano i cosiddetti *scrambler/descrambler*. Questo tipo di sistemi basa il proprio funzionamento su un registro a scorrimento nel quale vengono inseriti i dati da elaborare e sul quale viene applicata in qualche forma una retroazione (figura 4.22). Dipendentemente dalla lunghezza del registro a scorrimento si ottengono all'uscita dello scrambler dei dati con

una coerenza più o meno forte. Realizzando un dispositivo del genere, la

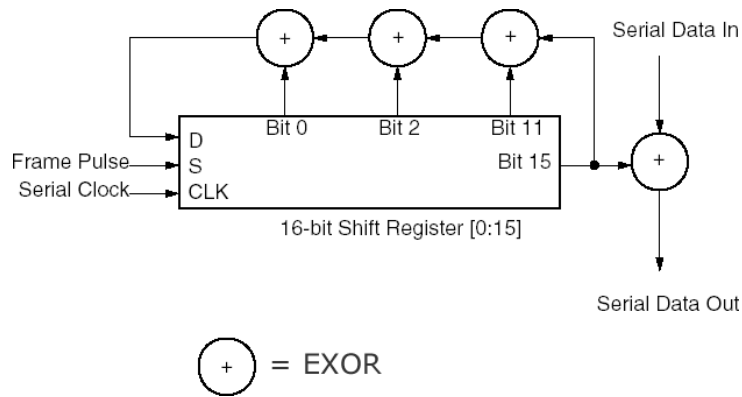


Figura 4.22: Esempio di realizzazione di uno scrambler.

Delay Modulation produce delle componenti a bassa frequenza sulla linea di trasmissione trascurabili. In particolare, il numero di bit del registro a scorrimento dello *scrambler* è legato alla forma dello spettro del segnale trasmesso: tanto più è lungo questo registro quanto minore è la presenza di componenti a bassa frequenza.

Lo schema interno del MOD/DEM può essere quindi rappresentato come nella figura 4.23.

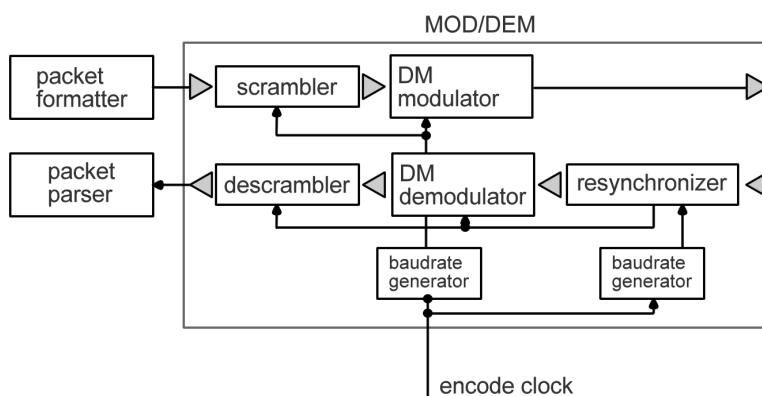


Figura 4.23: Schema del MOD/DEM.

4.5 Il DSP e il sistema di slow control locale

All'interno della DAQ Board sono presenti alcuni dispositivi di acquisizione e controllo a bassa velocità. Per bassa velocità si intende in questo ambito una velocità molto più bassa rispetto a quella dei due convertitori a 97.2 MHz. L'insieme di questi dispositivi costituisce il cosiddetto sistema di **slow control locale**, che è sotto il diretto controllo del DSP (un Motorola DSP56303).

Uno dei dispositivi del sistema di slow control locale è già stato incontrato nel paragrafo 4.17 ed è il convertitore digitale/analogico utilizzato per generare le tensioni di offset e per controllare il generatore di corrente per la calibrazione del compressore. Gli altri dispositivi sono:

- L'interfaccia RS232;
- un convertitore digitale/analogico a quattro canali;
- un convertitore analogico/digitale ad otto canali.

L'interfaccia RS232 è integrata all'interno del DSP e viene riportata sull'omonimo connettore.

I quattro canali di conversione D/A vengono forniti da un altro circuito integrato MAX5253, dello stesso tipo già incontrato (figura 4.11). Per distinguerlo da quello utilizzato per la generazione delle tensioni di offset, questo circuito integrato sarà chiamato **DAC ausiliario**.

Il primo canale di conversione del DAC ausiliario e la sua linea di controllo UPO vengono utilizzati per il controllo del HVPSU e sono pertanto riportati sul connettore esterno HVI, in corrispondenza delle linee HVCnt e HVUPO rispettivamente (§ 3.1). Gli altri tre canali vengono riportati sul connettore esterno Analog I/O.

Gli otto canali di conversione A/D sono forniti da un unico circuito integrato, il MAX149, il cui schema interno è riportato nella figura 4.24. Per distinguerlo dai convertitori a 97.2 MHz, ci si riferirà a questo circuito integrato con la dicitura **ADC ausiliario**. All'interno del MAX149 è presente

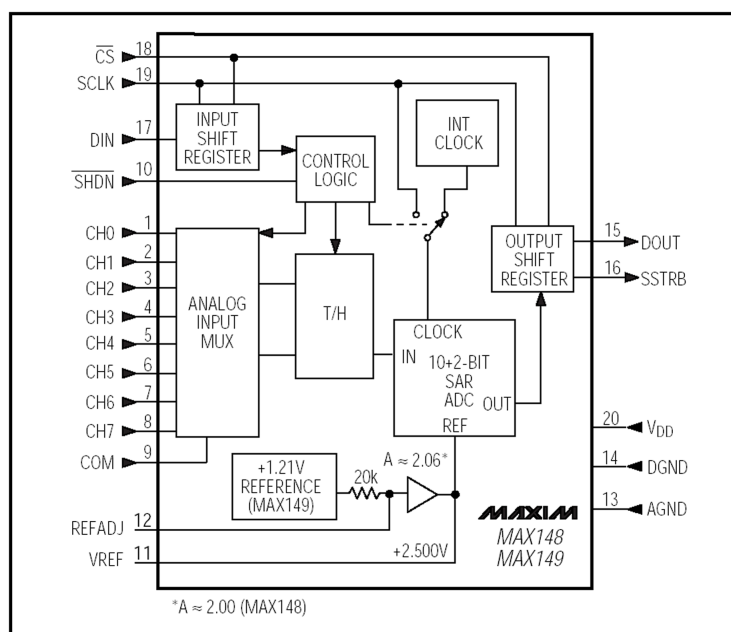


Figura 4.24: Schema interno dell'integrato MAX149.

un singolo convertitore a 10 bit e gli otto canali sono realizzati grazie a un multiplexer analogico. Anche in questo caso l'interfaccia di comunicazione è costituita da una porta seriale sincrona SPI. È presente un generatore di tensione di riferimento da 2.5 V che può essere usato, lasciando scollegati i terminali **VREF** e **REFADJ**, come tensione di riferimento per la conversione.

I canali **CH0**, **CH1** e **CH2** dell'ADC ausiliario sono usati per letture da sensori interni alla DAQ Board. Oltre al già citato sensore per la misura della temperatura dell'elemento di compressione, sono infatti presenti un ulteriore sensore di temperatura, posto nelle vicinanze dei due ADC a 97.2 MHz, e un sensore di umidità. Il primo serve per controllare il funzionamento degli ADC. La loro caratteristica di linearità e le tensioni di offset dipendono infatti dalla temperatura. Il sensore di umidità serve invece a controllare l'eventuale creazione di condensa o, peggio, l'eventuale entrata di acqua nel modulo ottico. In queste eventualità il tasso di umidità presente nella Benthos sfera

aumenta, per cui, tenendone sotto controllo il valore, è possibile togliere l'alimentazione al modulo ottico in modo da evitare danni più gravi al FCM.

Il canale **CH3** dell'ADC ausiliario viene riportato sul connettore HVI per acquisire il segnale di *feedback* sulla alta tensione, in corrispondenza della linea HVMon (§ 3.1), mentre i canali **CH4**, **CH5** e **CH6** sono riportati sul connettore Analog I/O.

I sensori di temperatura scelti sono gli AD22100K, della Analog Devices. Questi sensori forniscono una tensione di uscita proporzionale alla temperatura secondo la relazione:

$$V_{out} = \frac{V_{cc}}{5 V} \cdot [1.375 V + (22.5 mV/C^\circ) \cdot T_A] \quad (4.48)$$

in cui V_{cc} è la tensione di alimentazione, pari nel caso considerato a 5 V, e T_A è la temperatura misurata. Gli altri parametri di questo sensore sono riportati nella figura 4.25. Per il sensore di umidità si è scelto il model-

Parameter	AD22100K			Units
	Min	Typ	Max	
TEMPERATURE COEFFICIENT				mV/°C
TOTAL ERROR				
Initial Error				
$T_A = +25^\circ\text{C}$		±0.5	±2.0	°C
Error over Temperature				
$T_A = T_{MIN}$		±0.75	±2.0	°C
$T_A = T_{MAX}$		±0.75	±2.0	°C
Nonlinearity				
$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}			0.5	% FS ¹
OUTPUT CHARACTERISTICS				
Nominal Output Voltage				
$V_+ = 5.0 \text{ V}, T_A = 0^\circ\text{C}$		1.375		V
$V_+ = 5.0 \text{ V}, T_A = +100^\circ\text{C}$		3.625		V
POWER SUPPLY				
Operating Voltage	+4.0	+5.0	+6.0	V
Quiescent Current		500	650	µA
TEMPERATURE RANGE				
Guaranteed Temperature Range	0		+100	°C
Operating Temperature Range	-50		+150	°C

Figura 4.25: Caratteristiche dei sensori AD22100K.

lo HIH3610-100, della Honeywell, caratterizzato dalle curve riportate nella figura 4.26

FIGURE 3: OUTPUT VOLTAGE VS RELATIVE HUMIDITY AT 0 °C, 25 °C, 85 °C

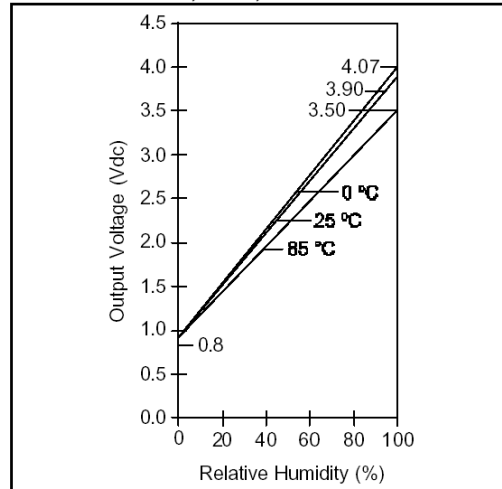


Figura 4.26: Curva di risposta del sensore HIH3610 per diverse temperature.

Lo schema a blocchi complessivo del sistema di slow control locale è riportato nella figura 4.27. Nella parte destra sono mostrati i sensori e le interfacce esterne (suddivise verticalmente per connettore e orizzontalmente per tipologia), mentre nella parte sinistra viene mostrata la struttura circuitale delle periferiche interne.

4.6 Il LVDS Transceiver

Il sistema di comunicazione fra la DAQ Board e il FCM è basato sullo standard LVDS² [24]. Secondo questo standard, i segnali digitali vengono trasmessi in differenziale su coppie di conduttori adattati a 100Ω , usando variazioni di tensione dell'ordine di 350 mV. Le specifiche di questo standard (figura 4.28) impongono che il modo comune del segnale differenziale si trovi intorno a 1.25 V e che la tensione di soglia per il segnale differenziale sia 100 mV.

²Nota a pagina 31.

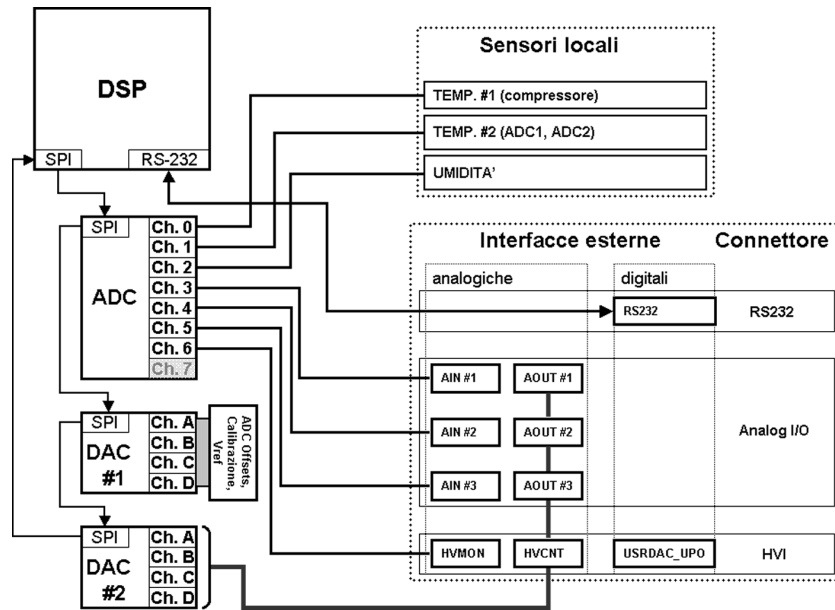


Figura 4.27: Schema del sistema di slow control locale.

Le considerazioni che hanno condotto alla scelta di tale standard sono principalmente legate al fatto che la trasmissione in modo differenziale, con variazioni di tensione sulla linea relativamente contenute, fa sì che il segnale produca e subisca meno interferenze. Per quanto le velocità di trasmissione che vengono utilizzate nel caso considerato siano modeste rispetto a quelle per cui viene normalmente utilizzato lo standard LVDS, il problema del *crosstalk* fra i segnali va comunque curato, particolarmente per quanto riguarda il segnale di *clock*. Da questo segnale vengono infatti derivati tutti i segnali di temporizzazione della DAQ Board; la precisione delle informazioni temporali degli eventi acquisiti è pertanto strettamente correlata con la stabilità di questo segnale e, quindi, alla precisione con cui i suoi fronti vengono ricevuti.

Una ulteriore importante possibilità offerta dalla trasmissione differenziale è la possibilità di utilizzarne il modo comune per la trasmissione della tensione necessaria ad alimentare il sistema. Per questo scopo è sufficiente disaccoppiare galvanicamente la linea di trasmissione dal sistema di ricezione LVDS. Ciò comporta, come accennato, l'impossibilità di trasmettere

ANSI/TIA/EIA-644 (LVDS) Standard
 Note: Actual datasheet specifications may be significantly better.

Parameter	Description	Min	Max	Units
V_{OD}	Differential Output Voltage	247	454	mV
V_{OS}	Offset Voltage	1.125	1.375	V
ΔV_{OD}	Change to V_{OD}		50	ImVl
ΔV_{OS}	Change to V_{OS}		50	ImVl
I_{SA}, I_{SB}	Short Circuit Current		24	ImAl
t_r/t_f	Output Rise/Fall Times (≥ 200 Mbps)	0.26	1.5	ns
	Output Rise/Fall Times (< 200 Mbps)	0.26	30% of t_{ui} †	ns
I_{IN}	Input Current		20	μ Al
V_{TH}	Threshold Voltage		± 100	mV
V_{IN}	Input Voltage Range	0	2.4	V

† t_{ui} is unit interval (i.e. bit width).

Figura 4.28: Specifiche dello standard LVDS.

re componenti a bassa frequenza, il che impone l'uso delle tecniche descritte nel paragrafo precedente.

I segnali differenziali da considerare per la DAQ Board sono tre: una linea di clock e una di dati, in ingresso, e una linea di dati, in uscita. Esistono in commercio diversi dispositivi che integrano le necessarie funzioni per interfacciare lo standard LVDS ai dispositivi che sfruttano il sistema di comunicazione TTL/CMOS. La configurazione di dispositivi che minimizza i consumi e lo spazio occupato sulla scheda, prevede l'uso di un *transceiver* e un *receiver*.

Il *transceiver*, un DS90LV019 della National, integra al proprio interno una sezione di ricezione e una di trasmissione. La prima ha una coppia di terminali per l'ingresso del segnale LVDS e un terminale per l'uscita in standard TTL/CMOS, la seconda, specularmente, offre un ingresso TTL/CMOS e un'uscita LVDS (figura 4.29). Questo circuito integrato sarà utilizzato per la trasmissione e la ricezione dei dati.

Il *receiver*, un DS90LV012 (figura 4.30), sarà invece utilizzato per la ricezione del segnale di clock. La scelta fatta non è da considerarsi accidentale: afferendo ad un circuito integrato separato, anche per quanto riguarda il *routing* della scheda la pista del segnale di clock potrà essere schermata opportunamente dagli altri segnali. Per lo stesso motivo, si è scelto di trasmettere

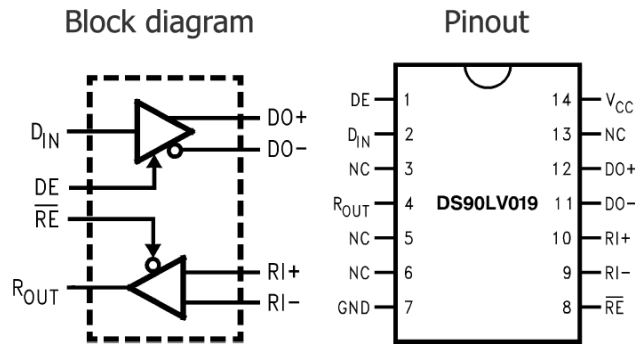


Figura 4.29: Schema a blocchi e pinout del transceiver DS90LV019.

l'alimentazione attraverso le linee adibite alla trasmissione dei dati.

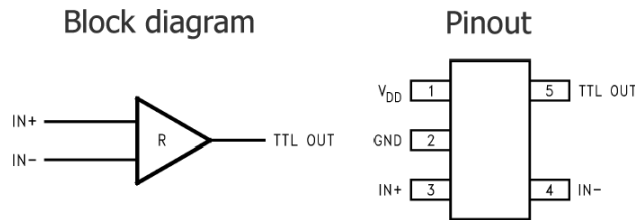


Figura 4.30: Schema a blocchi e pinout del receiver DS90LV012.

Lo schema elettrico del LVDS Transceiver è mostrato nella figura 4.31.

Il connettore **J10** corrisponde all'interfaccia FCMI (§ 3.1). Attraverso i terminali 1 e 2 vengono trasmessi i dati prodotti dalla scheda e viene ricevuta la tensione di alimentazione, prodotta dal FCM. L'estrazione di questa tensione viene effettuata dal trasformatore T_1 , il cui terminale centrale dell'avvolgimento primario è collegato al sistema della distribuzione della potenza, costituito dai regolatori **U11** (+5 V), **U16** (+3.3 V) e **U13** (+1.8 V). Durante le prove in laboratorio, la tensione di alimentazione può essere fornita attraverso il connettore **J6** posizionando opportunamente il selettore **JP2**. L'avvolgimento secondario di T_1 è direttamente collegato ai terminali di uscita del *transceiver* **U18**.

I terminali 3 e 4 di **J10** sono utilizzati per la ricezione dei dati e per la connessione a massa, in modo analogo. I terminali 5 e 6 sono collegati

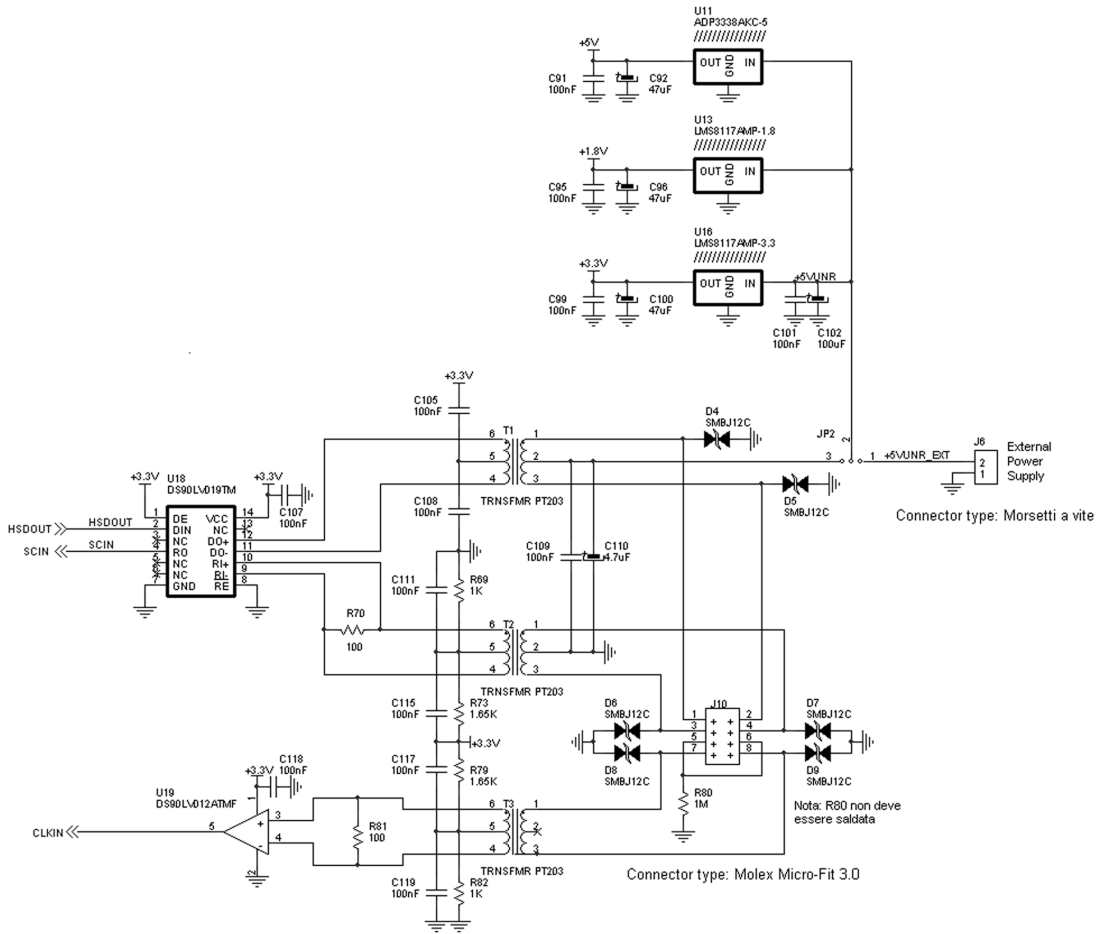


Figura 4.31: Schema elettrico del LVDS Transceiver.

alla calza di schermo del cavo di collegamento mentre i terminali 7 e 8 sono utilizzati per la ricezione del clock.

I resistori R_{70} e R_{81} forniscono l'accoppiamento ai 100Ω richiesti dallo standard LVDS, mentre i partitori R_{69} , R_{73} e R_{79} , R_{82} riportano il modo comune del segnale differenziale a circa 1.24 V.

Tutti i terminali del connettore J_{10} , ad esclusione di quelli utilizzati per la calza di schermo, sono protetti da eventuali extra-tensioni grazie agli scaricatori a stato solido D_{4-9} . Un'eventuale carica elettrostatica accumulata viene in questo modo neutralizzata al momento della connessione dell'apparato.

Pulse Transformers										
Vanguard Part Number	Turns Ratio	Pri. Pulse Inductance uH, Min.	Pri. ET Constant V-uS, Min.	Pri/Sec Cww pF, Max.	Leakage Ind. uH, Max.	DCR Primary Ohms, Max.	DCR Sec. Ohms, Max.	3dB Bandwidth MHz	Schematic	Package
PT203	1CT : 1CT	80	2.5	18	0.15	0.2	0.2	.05 - 90	3	K2

T/R 1CT : 1CT
 1 2 3 | 4 5 6

Figura 4.32: I trasformatori PT203.

I trasformatori T_1 , T_2 , T_3 sono dei PT203, prodotti dalla Vanguard Electronics (figura 4.32). Questi trasformatori hanno un rapporto di spire 1:1 e sono stati scelti in seguito ad una serie di misurazioni effettuate sul circuito mostrato nella figura 4.33, con il quale si è potuto emulare il comportamento del trasformatore nel circuito finale. I risultati ottenuti mostrano che la banda passante (a -3 dB) del circuito in figura 4.33 va da ~ 500 kHz a ~ 50 MHz. Confrontando questi valori con la figura 4.21, in cui si deve porre $1/t_B \approx 19.44$ MHz per i dati in uscita dalla DAQBoard e $1/t_B \approx 4.86$ MHz per quelli in ingresso, si comprende che, usando uno *scrambler*, non si dovrebbero presentare problemi.

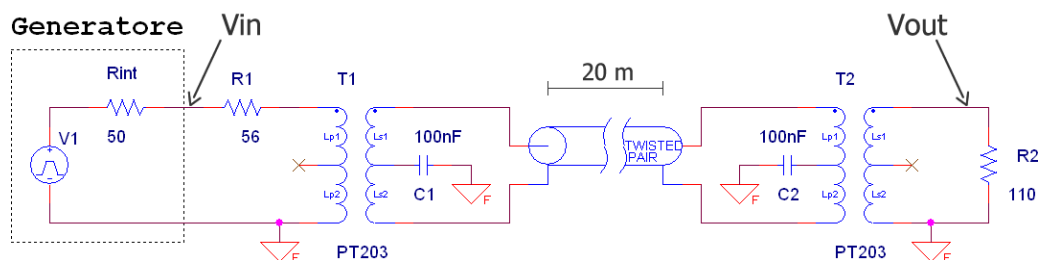


Figura 4.33: Circuito di prova per i trasformatori PT203.

4.7 La DAQ Board 1.0

Come già accennato, alcune verifiche di funzionamento relative al circuito descritto in questo capitolo sono state effettuate utilizzando la versione precedente della scheda, alla quale sono state eventualmente apportate le modifiche necessarie. Queste modifiche hanno riguardato principalmente il circuito di compressione e condizionamento dei segnali prodotti dal fotomoltiplicatore e alcune parti del sistema per la generazione delle tensioni di offset e per la generazione degli impulsi di calibrazione.

Per effettuare le prove è stato sviluppato un software per PC, chiamato **DAQ Control**, in grado di controllare la scheda attraverso la porta RS232. Questo programma, sviluppato per lavorare con la DAQ Board 1.0, costituirà la base del software di controllo per la nuova versione della scheda; le modifiche da apportare dovrebbero anzi essere limitate alla sola ridefinizione di alcuni parametri.

I prossimi capitoli sono dedicati alla descrizione del programma **DAQ Control** e allo studio volto alla ricerca dell'elemento di compressione ottimale per gli scopi proposti. Per maggiore chiarezza vengono, quindi, descritte le principali differenze fra la DAQ Board 1.0, in versione modificata, e la DAQ Board 2.0 progettata. Alcune di queste differenze risultano ininfluenti per quel che riguarda i prossimi capitoli, mentre altre hanno un'incidenza su alcune delle procedure seguite per le verifiche di funzionamento effettuate. Queste differenze non costituiscono comunque un problema, e le prove effettuate forniscono informazioni completamente applicabili anche alla nuova versione della scheda.

Le differenze principali riguardano il sistema di comunicazione con il FCM, la FPGA e i dispositivi del sistema di slow control locale.

Nella DAQ Board 1.0 il canale di comunicazione con il FCM consiste in un unico cavo coassiale attraverso cui vengono trasmessi il clock, l'alimentazione e i dati nei due versi. Uno dei motivi che hanno portato alla nuova struttura di questo sistema è la difficoltà riscontrata nell'eliminazione dell'interferenza che i dati producono sul segnale di clock. In ogni caso, tenendo conto del

fatto che per le prove di laboratorio è stata usata esclusivamente la porta di comunicazione RS232, questa differenza risulta, in questo ambito, del tutto ininfluenza.

Per quanto riguarda la FPGA, nella versione 1.0 viene utilizzata una Xilinx XC4028, un dispositivo meno potente di quello usato nella nuova versione. Questo fatto si ripercuote principalmente sulla minore profondità della FIFO, che nel caso della DAQ Board 1.0 è pari a 128 campioni. Ciò incide sul numero massimo di campioni consecutivi che possono essere acquisiti, per cui, considerando anche la relativa lentezza con cui i dati possono essere trasferiti attraverso la porta seriale, determina principalmente solo una maggiore lentezza delle procedure di acquisizione. Un'altra differenza riguarda il LOT. Il confronto fra il campione acquisito e il livello di soglia viene effettuato, nella DAQ Board 1.0, sui soli 4 bit meno significativi, per cui il valore di quest'ultimo è compreso fra 0 e 15. Nella DAQ Board 2.0 il livello della soglia potrà invece essere compreso fra 0 e 255.

Le maggiori differenze fra le due versioni della scheda di acquisizione riguardano il sistema di slow control locale. Nella versione 1.0 non sono infatti presenti il sensore di umidità, il sensore di temperatura relativo ai due ADC e il DAC ausiliario. Un'altra differenza, che incide sia sulla procedura di calcolo della curva di calibrazione che sulla procedura per la ricerca delle tensioni di offset (V_{off1} e V_{off2}), riguarda il DAC di calibrazione, che nella versione 1.0 ha una dinamica di conversione di 10 bit. Il circuito integrato utilizzato come DAC ausiliario è un MAX5251, per il resto funzionalmente identico al più nuovo MAX5253, che ne costituisce per altro un *upgrade* (i due dispositivi sono addirittura, come si usa dire, *pin to pin* compatibili). Considerando quindi ad esempio la procedura di calcolo della curva di decompressione (§ 4.3), della curva di calibrazione $f_c(I_\alpha)$ possono essere ottenuti 1024 valori numerici, mentre, con la DAQ Board 2.0, se ne potranno ottenere 4096, con evidente aumento della precisione.

Un'ultima nota ha a che fare con il sistema di comunicazione fra il DSP e la FPGA. Nella DAQ Board 1.0 questo canale di comunicazione non è

organizzato secondo una struttura a bus, ma sfrutta una connessione di tipo parallelo in cui non vengono differenziate le linee per i dati da quelle per gli indirizzi. La conseguenza principale di questo approccio è che la massima velocità di trasferimento fra i due dispositivi è pari a circa 1 MBps, contro i 150 MBps raggiungibili nella nuova configurazione.

La tabella 4.4 riporta uno schema riassuntivo delle differenze descritte.

	DAQ Board 1.0	DAQ Board 2.0
Interfaccia FCM	Cavo coassiale	Tre doppini LVDS
FIFO	128 campioni	1024 campioni
LOT	0÷15	0÷255
Sensori locali	Temperatura	Temperatura x 2 + umidità
Controllo HVPSU	Assente	HVI
Ingressi ADC	7 ingressi	3 ingressi
DAC ausiliario	Assente	4 canali a 12 bit
DAC calibrazione	4 canali 10 bit	4 canali a 12 bit
Interfaccia DSP-FPGA	~1 MBps	~150 MBps

Tabella 4.4: Differenze principali fra le due versioni della DAQ Board.

Capitolo 5

Il software

In questo capitolo verrà descritto il software che è stato sviluppato per il controllo e l'utilizzo in fase di sviluppo della DAQ Board 1.0. Si tratta di un programma, chiamato `DAQ Control`, e di una serie di script che elaborano i dati prodotti dal programma.

`DAQ Control` è un applicazione scritta in C++ e sviluppata in ambiente `Microsoft Windows` con cui è possibile controllare tutte le funzionalità della scheda di acquisizione tramite la porta seriale. Queste funzionalità comprendono acquisizione di dati, impostazioni dei parametri di funzionamento come tensioni di offset, impostazione del valore di soglia del LOT, procedura per l'ottenimento della curva di calibrazione etc.

Gli script sono invece stati sviluppati in ambiente `MATLAB 6` e sono utilizzati per effettuare alcuni calcoli numerici sui dati acquisiti con `DAQ Control`. Il calcolo della curva di decompressione, ovvero la relazione numerica che lega il valore letto dalla scheda di acquisizione alla tensione prodotta dal fotomoltiplicatore, viene ad esempio ottenuto elaborando con uno di questi script i dati ottenuti attraverso la procedura di ottenimento della curva di calibrazione con `DAQ Control`.

Nel seguito di questo capitolo saranno prima passate in rassegna le funzionalità che `DAQ Control` mette a disposizione, per poi descriverlo dal punto di vista della programmazione. In conclusione verranno descritti gli script

MATLAB realizzati.

5.1 Le funzioni del programma DAQ Control

Il programma DAQ Control comunica con la DAQ Board attraverso la porta seriale RS232 secondo uno schema di tipo *master-slave*, in cui il PC fa la parte del *master* e la DAQ Board quella dello *slave*: la scheda risponderà esclusivamente se viene interrogata attraverso la porta seriale e non produrrà in alcun caso dati di propria iniziativa. Dalla parte della DAQ Board, la gestione del protocollo di comunicazione, così come l'esecuzione delle routine di basso livello, sono gestite da un programma, chiamato DBGMonitor, che viene eseguito dal DSP. Ad ogni comando impartito, la DAQ Board risponde con un messaggio di *acknowledge* o con i dati che le sono stati richiesti. Se il comando non è stato eseguito correttamente, viene invece inviato un messaggio di errore.

Dal punto di vista dell'utente, le funzionalità messe a disposizione dal programma DAQ Control possono essere suddivise su due diversi livelli: **comandi** e **macro**. Attraverso i comandi, l'utente è in grado di attivare le funzionalità di basso livello della scheda di acquisizione; le macro consistono invece in procedure che implicano l'attivazione di sequenze di comandi.

Prima di procedere con la descrizione dei comandi e delle macro ci si soffermerà sull'interfaccia utente di DAQ Control.

5.1.1 Interfaccia utente

La figura 5.1 mostra la schermata principale di DAQ Control.

Al di sotto della sezione dedicata ai menù, la schermata è divisa in tre parti. La parte contrassegnata nella figura 5.1 con la lettera A permette di impostare i valori numerici delle due tensioni di offset per i due ADC, della tensione V_{ref} e della soglia del LOT. E' inoltre possibile leggere il valore del sensore di temperatura, verificare la presenza della scheda di acquisizione tramite la richiesta di un messaggio di *acknowledge* e svuotare i buffer di

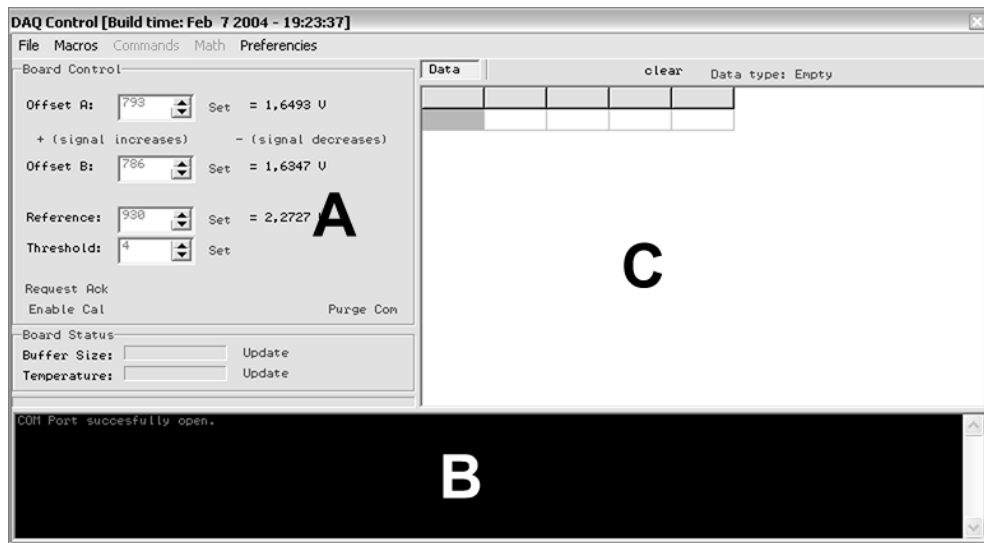


Figura 5.1: La schermata principale del programma *DAQ Control*

ricezione e trasmissione della porta seriale del PC. La parte B è invece adibita alla visualizzazione uno storico dei comandi inviati e ricevuti e degli eventuali errori di trasmissione avvenuti; questa sezione è chiamata **event logger**. La parte C, infine, mostra una tabella dedicata alla visualizzazione dei dati acquisiti. Questi dati possono poi essere salvati su disco tramite il menù **File** → **Save data row** per essere archiviati ed eventualmente elaborati. Tramite il bottone **clear**, posto al di sopra della tabella, i dati possono essere cancellati.

5.1.2 I comandi

L'invio di comandi viene attivato dalla pressione sugli opportuni bottoni presenti sulla schermata principale. Se il comando non viene eseguito correttamente, **DAQ Control** riprova ad eseguire il comando per un numero definito di volte (attualmente questo numero è fissato a quattro). Qualora tutti i tentativi riportassero esito negativo, l'esecuzione del comando si interromperebbe. Verranno ora descritti uno per uno i comandi disponibili.

Set offset

Con questo comando è possibile impostare le tensioni di offset, V_{off1} e V_{off2} (§ 4.17). La figura 5.2 mostra i controlli relativi a questo comando. Impostando il valore numerico, compreso fra 0 e 1023, viene aggiornato,

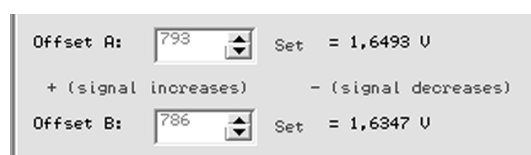


Figura 5.2: Controllo degli offset

alla destra del controllo, il valore nominale della tensione impostata¹. Questo valore viene calcolato sulla base dei valori nominali delle resistenze dei partitori R_{22}, R_{24} e R_{23}, R_{25} (figura 4.13), per cui c'è da aspettarsi una differenza fra questo valore e la tensione di offset effettiva dovuta alle discrepanze fra i valori nominali dei componenti e quelli effettivi. Per inviare effettivamente il comando e aggiornare la tensione di offset sulla DAQ Board, è necessario premere il bottone *set*. Se non si verificano errori il colore dell'area in cui si è scritto il nuovo valore passa da rosso a nero, altrimenti nell' *event logger* viene mostrato l'errore.

Premendo sui bottoni + (signal increases) o - (signal decreases), i valori dei due offset vengono incrementati o decrementati contemporaneamente (in questo caso non è necessario agire sui bottoni *set*).

Set reference e set threshold

Agendo in completa analogia con quanto detto per gli *offset*, tramite i comandi mostrati nella figura 5.3 è possibile agire sulla tensione V_{ref} (§ 4.17) e sul livello della soglia del L0T (§ 4.17). Poiché il L0T agisce nel dominio

¹Nella DAQ Board 1.0 la dinamica di conversione del DAC di calibrazione è di 10 bit.

digitale, per il livello della soglia, compreso² fra 0 e 15, non viene calcolato il valore della corrispondente tensione nominale.



Figura 5.3: Controllo della tensione V_{ref} e della soglia del LOT

Altri comandi

Attraverso i controlli mostrati nella figura 5.4 possono essere eseguiti altri comandi. Premendo su **Request Ack** si invia alla scheda una richiesta di invio di **acknowledge**, al fine di verificare il funzionamento della connessione.

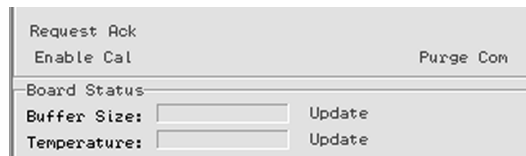


Figura 5.4: Gli altri comandi.

Enable Cal controlla il terminale UPO del DAC di calibrazione, utilizzato per abilitare o meno la generazione degli impulsi di calibrazione. Premendo una volta, la tensione sul terminale UPO viene portata a 3.3 V e la scritta sul bottone diviene **Disable Cal**. Premendo ulteriormente viene ristabilita la condizione iniziale con il terminale UPO riportato a massa.

Il controllo **Purge Com** svuota i buffer di ingresso e di uscita della porta seriale del PC, nel caso in cui ci fossero stati errori di trasmissione e fossero pertanto rimasti dati spuri.

²Nella DAQ Board 1.0 il LOT agisce solo sui 4 bit meno significativi.

Premendo su **Update** in corrispondenza della dicitura **Buffer Size** il sistema legge la lunghezza in byte del buffer dei dati di uscita del DSP sulla scheda di acquisizione (attualmente di 256 byte).

Infine, premendo su **Update** in corrispondenza di **Temperature**, viene letto il valore del sensore di temperatura (in forma numerica, cioè non riportato in gradi centigradi).

5.1.3 Le macro

Le macro possono essere attivate attraverso il menù **Macros**. Per alcune di esse è richiesta l'immissione di alcuni parametri di funzionamento da parte dell'utente, nel qual caso viene mostrata una schermata attraverso cui impostarli.

La macro **Board Init**

Questa macro inizializza alcuni parametri della scheda. In particolare imposta i valori secondo la seguente tabella:

Parametro	Valore impostato	Note
Offset A	985	$V_{off1} \approx 2.05 V$
Offset B	985	$V_{off2} \approx 2.05 V$
Reference	1007	$V_{ref} \approx 2.46 V$
Threshold	0	

Tabella 5.1: Parametri impostati dalla macro **Board Init**.

Questa macro è stata inserita per rendere più rapide le operazioni di avvio del sistema di acquisizione. I valori scelti non sono quelli ottimali, per il calcolo dei quali è necessario ricorrere alle macro descritte nel seguito, ma costituiscono un punto di partenza per la loro eventuale ricerca manuale. In una futura versione di **DAQ Control**, questa macro potrebbe caricare dal disco rigido i valori impostati all'ultimo utilizzo dell'applicazione, in modo da ripristinare la situazione precedente.

La macro Continuous Data Acquisition

Questa macro serve per effettuare una serie di acquisizioni. Per acquisizione in questo frangente si intende la lettura di un certo numero di campioni scaricati dalla FIFO. Le comunicazioni fra la scheda e il programma *DAQ Control* avvengono attraverso la porta seriale, la cui velocità di trasferimento massima è pari a 115 kbps, per cui risulta impossibile scaricare i dati in tempo reale. Lo scaricamento dei campionamenti avviene quindi attraverso due passaggi distinti.

All'avvio dell'acquisizione i dati iniziano ad essere inseriti nella FIFO. Contemporaneamente, il DSP carica in un proprio buffer, ad una velocità pari a circa 1 Msample/s, i campioni estratti dalla FIFO. Fino al riempimento del buffer del DSP, che può contenere 256 campioni, i due processi avvengono in modo concorrente. Quando questo buffer si è riempito, l'acquisizione viene interrotta e i dati presenti vengono inviati al PC attraverso la porta seriale (figura 5.5).

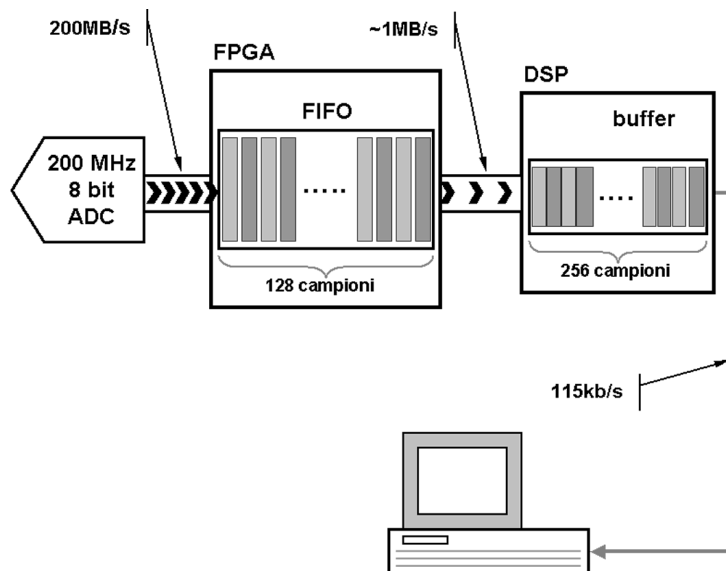


Figura 5.5: Flusso dei dati durante l'acquisizione tramite la macro Continuous Data Acquisition.

Dipendentemente dal valore impostato come soglia per il L0T e dipendentemente dalle caratteristiche dei segnali che vengono acquisiti, i dati scaricati dal buffer del DSP possono contenere campionamenti consecutivi o meno. Nel caso limite in cui il livello di soglia impostato è pari a 0, i dati sono costituiti da un unico evento che inizia quanto viene avviata l'acquisizione e termina quando il buffer del DSP è pieno. In questo caso, dal momento in cui parte l'acquisizione al momento in cui la FIFO è piena passano circa $0.64 \mu\text{s}$, tempo durante il quale il DSP ha scaricato non più di un solo campione. Da questo momento in poi la frequenza di campionamento è dettata dalla velocità di scaricamento della FIFO da parte del DSP: quando questo estrae un campione, si libera un posto nella FIFO che viene istantaneamente, nella scala dei tempi con cui vengono estratti i dati, rimpiazzato da una nuova coppia di campionamenti. Quando il buffer del DSP è pieno, al suo interno sono quindi presenti 256 campioni, i primi 128 dei quali sono stati acquisiti alla frequenza di 194.4 MHz, mentre gli altri 128 sono stati acquisiti ad una frequenza di 1 MHz. Queste considerazioni saranno riprese durante la descrizione della macro attraverso cui si ottiene la curva di calibrazione.

La schermata mostrata in figura 5.6 permette di impostare i parametri della macro **Continuous Data Acquisition**. È possibile impostare il numero di acquisizioni da effettuare e il tempo di pausa (espresso in multipli di 250 ms) fra un'acquisizione e la successiva. Selezionando **Auto Save** si può salvare su disco i dati acquisiti nel corso della procedura.

Una volta attivata la procedura di acquisizione, nella parte sottostante alla dicitura **Acquired Data** vengono mostrati in un grafico tutti i dati acquisiti, in sequenza e senza distinzione fra i vari eventi. Nella parte sottostante alla dicitura **Events** vengono invece mostrati gli stessi dati suddivisi per eventi, in una sorta di diagramma ad occhio. Il colore del pixel corrispondente al campione acquisito viene cioè fatto sfumare dal nero verso il bianco proporzionalmente alla frequenza della coppia tempo-canale corrispondente. In entrambi i casi la rappresentazione grafica è piuttosto spartana: un canale dell'ADC per pixel per l'asse verticale e un periodo di campionamento per

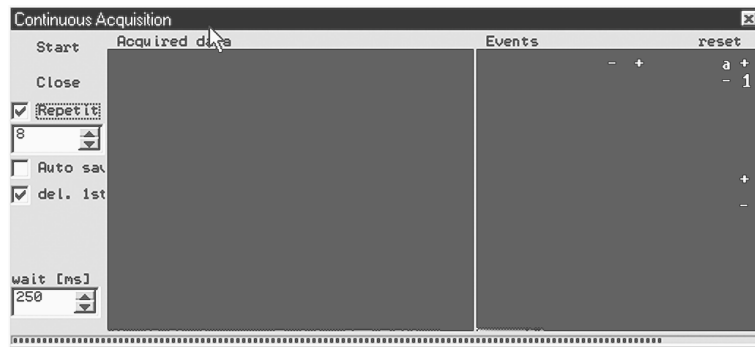


Figura 5.6: Schermata relativa all'impostazione dei parametri di funzionamento della macro Continuous Data Acquisition.

pixel per l'asse orizzontale. Queste funzioni grafiche non sono da considerarsi più che uno strumento di rapida verifica e nel caso in cui servissero dei grafici più raffinati sarebbe necessario salvare i dati e utilizzare programmi più adatti.

La macro Align Offset

Questa macro attiva la procedura di ricerca dei valori ottimali delle tensioni di offset, V_{off1} e V_{off2} . I valori ottimali sono tali che il valore numerico convertito dai due ADC risulta nullo se e solo se il segnale generato dal fotomoltiplicatore è nullo, quando cioè il fotomoltiplicatore è spento o staccato. Quando si dice “segnale nullo”, bisogna ovviamente intendere “segnale a media nulla”, giacché il rumore, unitamente al processo di quantizzazione in ampiezza operato dai convertitori, rende la prima condizione irrealizzabile in senso stretto.

La relazione nominale che lega il valore numerico letto dai due ADC a 97.2 MHz, alle tensioni V_{off1} , V_{off2} e V_{ref} è la seguente:

$$\begin{aligned}
 N_{ADCx} &= \frac{AINx - \overline{AIN}x + 0.512 V}{1.024 V} \cdot 255 \\
 &= \frac{V_{offx} - V_{ref} + 0.512 V}{1.024 V} \cdot 255
 \end{aligned}$$

in cui $\mathbf{x} = \mathbf{1}, \mathbf{2}$ identifica quale dei due canali di conversione si sta considerando. Passando a considerare i valori numerici impostati sul DAC di calibrazione, tenuto conto dei valori delle resistenze e delle tensioni di riferimento coinvolte (figura 4.13), si ha:

$$N_{ADCx} \approx \lfloor 0.518 \cdot N_{offx} - 0.608 \cdot N_{ref} + 127.5 \rfloor \quad (5.1)$$

in cui N_{offx} e N_{ref} sono i valori numerici impostati rispettivamente sul canale del DAC di calibrazione che genera la tensione V_{offx} e quello che genera la tensione V_{ref} , mentre con $\lfloor \rfloor$ indica l'operatore parte intera. Il risultato è che, maggiore è il valore impostato sul canale del convertitore per la generazione della tensione di offset, maggiore è il valore numerico che ci si aspetta che il convertitore A/D riporti. Ciò vale ovviamente solo nell'intervallo di valori tali che $0 < N_{ADCx} \leq 255$. Al di fuori di questo si leggono valori nulli o pari a 255.

Il principio di funzionamento dell'algoritmo per la ricerca delle tensioni di offset ottimali è quindi il seguente. Fissato il valore della tensione V_{ref} , le due tensioni di offset vengono inizialmente impostate ad un valore sufficientemente basso da avere la certezza che i due ADC leggano entrambi un valore nullo. Impostando ad esempio $N_{ref} = 1007$ si può partire dalla condizione $N_{off1} = N_{off2} = 820$. Successivamente, i valori N_{off1} e N_{off2} vengono aumentati e, corrispondentemente, vengono esaminati i valori letti dai due ADC. Se diversi da 0, questi valori vengono immagazzinati. Dopo un certo numero di passi che hanno dato esito a valori acquisiti non nulli, la procedura viene interrotta e sui dati immagazzinati viene fatta una regressione lineare con cui viene stimata una retta, la cui ordinata all'origine costituisce il valore dell'offset cercato. Ovviamente i dati acquisiti vengono distinti a seconda dell'ADC che li ha generati e vengono fatte due regressioni lineari indipendenti per i due canali.

La realizzazione effettiva dell'algoritmo è in realtà leggermente più complicata di quella descritta. Il problema principale consiste nella scelta dei dati che vengono considerati per la regressione. I dati vengono infatti acquisiti a blocchi di 256 campioni, dei quali 128 provengono dall'ADC1 e altri

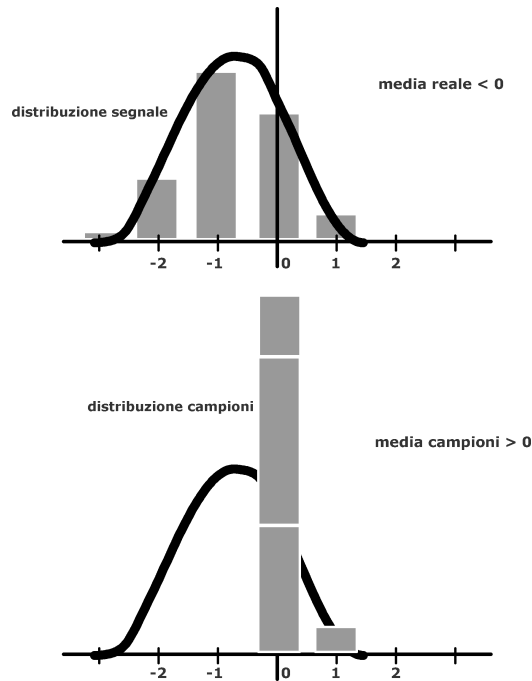


Figura 5.7: Una tensione il cui valore medio si trova al di sotto della minima tensione che il convertitore analogico-digitale può acquisire può comunque generare campioni a media positiva. Nella parte superiore è riportata la distribuzione del segnale, quantizzato per canali del convertitore, estendendo la dinamica per tensioni al di fuori dell'intervallo di acquisizione; nella parte inferiore è riportato l'istogramma dei campioni effettivamente acquisiti.

128 dall'ADC2. Per ogni valore di N_{off} vengono cioè generati due blocchi di dati da 128 campioni ciascuno, che vengono trattati indipendentemente. Possono darsi tre opzioni:

- Tutti i 128 campioni sono nulli;
- fra i 128 campioni ve ne sono di nulli e di non nulli;
- tutti i 128 campioni sono non nulli (ma tutti inferiori³ a 255).

³Il caso in cui il valore della tensione di offset è talmente alto da produrre valori campionati dell'ordine di 255 è privo di interesse.

Nel primo caso i dati acquisiti vanno evidentemente scartati. Nel terzo caso i valori vanno invece certamente considerati validi per la regressione lineare. Il problema è costituito dalla seconda opzione. In questo caso infatti, sebbene il valore medio dei valori acquisiti sia positivo, non è possibile stabilire se il valore medio del segnale acquisito cade all'interno o all'esterno dell'intervallo di conversione dell'ADC. La figura 5.7 esplica queste considerazioni. L'algoritmo realizzato considera quindi le prime due opzioni come equivalenti ed effettua la regressione lineare sui soli blocchi di dati che presentino massimo e minimo valore non nulli, caso corrispondente alla terza opzione.

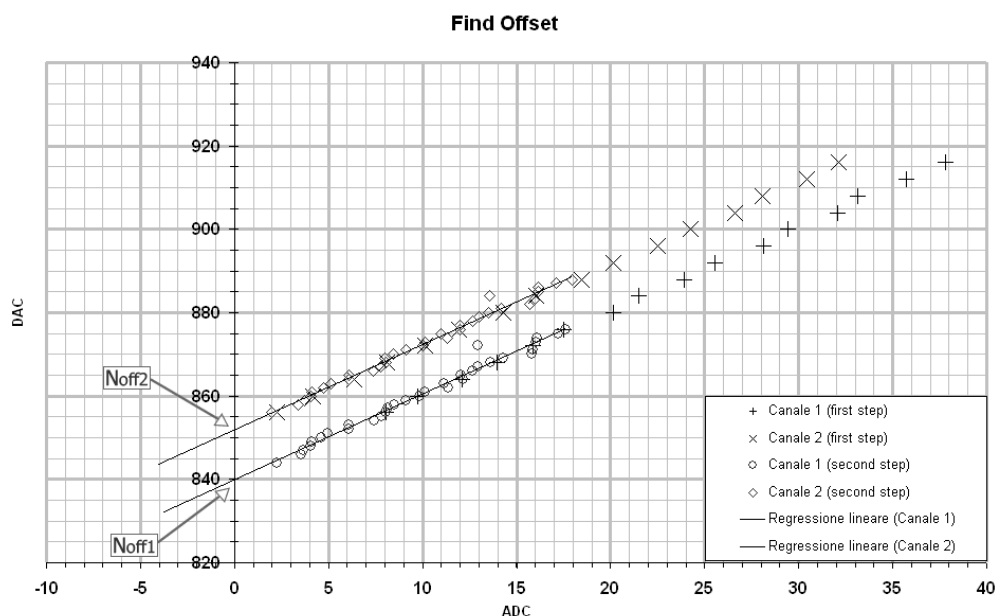


Figura 5.8: Valori acquisiti per la determinazione degli offset. Sull'asse delle ordinate viene riportato il valore impostato sul canale di generazione delle tensioni di offset del DAC di calibrazione, sull'asse delle ascisse è riportato il valore medio corrispondentemente acquisito dai due ADC.

La figura 5.8 riporta un grafico in cui sono visibili i punti acquisiti per la determinazione delle tensioni di offset. Si possono individuare le due rette relative ai due canali di acquisizione. In corrispondenza dell'asse delle or-



Figura 5.9: Schermata per l'impostazione dei parametri della macro **Align Offset**.

dinate i punti sono più fitti, in modo da aumentare la significatività della regressione lineare. La procedura viene infatti svolta in due passi successivi; nel primo vengono stimati grossolanamente i valori degli offset, mentre nel secondo l'incremento di N_{off1} e N_{off2} viene reso minore in modo da avvicinarsi di più e con un numero maggiore di informazioni al valore cercato. Il risultato ottenuto dall'esempio riportato nella figura 5.8 è:

$$N_{off1} = 852$$

$$N_{off2} = 840$$

corrispondenti alle tensioni nominali:

$$V_{off1} \approx 1.770 \text{ V}$$

$$V_{off2} \approx 1.745 \text{ V}$$

da cui segue che la differenza fra gli offset dei due convertitori nel caso considerato risulta dell'ordine della tensione corrispondente ad un canale di conversione (4 mV).

La figura 5.9 mostra la schermata che permette di definire i parametri di questa macro. Il parametro **Start offset value** permette di stabilire il valore iniziale. Per il primo passo e per il secondo è poi possibile stabilire

l'incremento da applicare ai parametri N_{off1} e N_{off2} , e un numero di acquisizioni da effettuare per ogni valore degli offset. Infine, il parametro `shift` definisce la differenza fra il valore degli offset stimati durante il primo passo e il valore da cui partire per il secondo passo.

La macro Calibration Curve Acquisition

Con questa macro è possibile ottenere, in forma numerica, la curva di calibrazione, che nel paragrafo § 4.3 è stata indicata con il simbolo f_c . Utilizzando uno script `MATLAB`, descritto nel seguito, i dati ottenuti tramite questa macro possono poi essere utilizzati per calcolare la curva di decompressione.

Per ottenere la curva di calibrazione, viene in particolare stabilita la relazione numerica che lega i valori letti dagli ADC, N_{ADC1} e N_{ADC2} , al valore impostato sul canale adibito al controllo del generatore della corrente di calibrazione, N_{DACD} , generando impulsi di calibrazione di ampiezza via via crescente.

Le acquisizioni vengono effettuate a blocchi, secondo le stesse modalità descritte nel paragrafo relativo alla macro `Continuous Data Acquisition`, e per ogni valore di N_{DACD} , viene generato un impulso di calibrazione. La forma di questo impulso è determinata dalla *slew rate* del circuito integrato MAX5251, utilizzato per controllarne la generazione, che è pari a $0.6 \text{ V}/\mu\text{s}$ (figura 5.10). Per raggiungere ad esempio la tensione di 1.2 V , questo circuito

DYNAMIC PERFORMANCE				
Voltage Output Slew Rate	SR		0.6	V/ μ s

Figura 5.10: La *slew rate* del MAX5251 (tratto dal datasheet dal componente).

impiega circa $2 \mu\text{s}$, che è un tempo estremamente lungo rispetto a tempo di riempimento della FIFO, pari a circa $0.64 \mu\text{s}$. Successivamente al fronte di salita, l'andamento della corrente di calibrazione presenta un *plateau* che si mantiene stabile fino al momento in cui N_{DACD} torna al valore nullo. La durata complessiva dell'impulso è di circa 20 ms , per cui, in base alle con-

siderazioni fatte, nel blocco dei 256 campioni acquisiti, per un dato valore di N_{DACD} , saranno presenti una parte del fronte di salita dell'impulso di calibrazione e una parte, campionata alla frequenza di 1 MHz, relativa al *plateau* (figura 5.11); la parte finale dell'impulso di calibrazione non sarà invece acquisita poiché successiva al riempimento del buffer dati del DSP. Per la valutazione della curva di calibrazione si deve operare quindi, distintamente per i due ADC, una media sui valori appartenenti al solo *plateau*. In linea

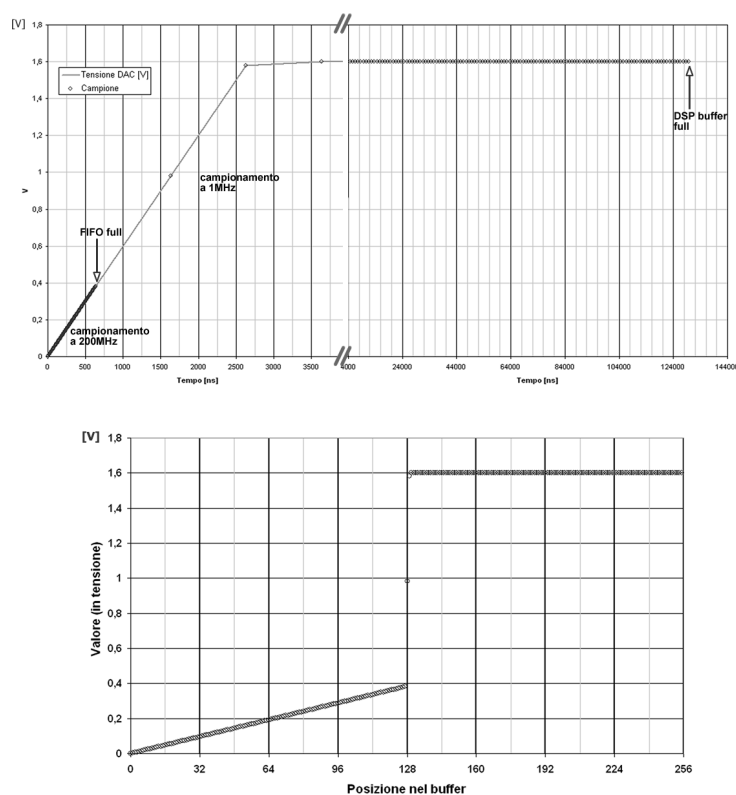


Figura 5.11: In alto: l'andamento nel tempo dell'impulso di calibrazione e i campionamenti effettuati (dati simulati); in basso: il contenuto del buffer dati del DSP in seguito all'acquisizione di un impulso di calibrazione (dati simulati).

di principio sarebbe possibile studiare un algoritmo che consenta di stabilire quali valori appartengono al *plateau* e quali devono essere considerati esclusi,

ma l'approccio scelto è stato, più semplicisticamente, quello di considerare come validi solo gli ultimi 32 campionamenti del blocco di dati acquisiti⁴, 16 dei quali relativi al convertitore ADC1, gli altri relativi all'ADC2.

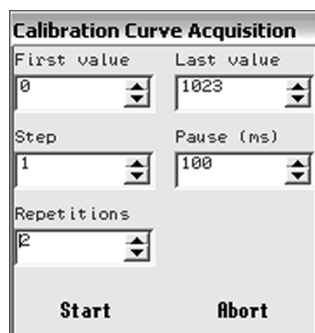


Figura 5.12: Schermata per l'impostazione dei parametri della macro Calibration Curve Acquisition.

La figura 5.12 mostra la schermata che permette di impostare i parametri per questa macro. I parametri **First value** e **Last value** si riferiscono agli estremi dell'intervallo di valori del parametro N_{DACD} , mentre **Step** indica l'incremento da applicare a questo parametro fra le successive acquisizioni. Il parametro **Repetitions** è il numero che stabilisce il numero di ripetizioni dell'intera procedura che saranno eseguite. Il parametro **Pause** indica il tempo che intercorre fra le singole acquisizioni. Imporre un tempo di pausa sufficientemente lungo può risultare utile, ad esempio, nel caso in cui si voglia automatizzare le operazioni di misura sulla scheda utilizzando un oscilloscopio digitale.

I dati prodotti alla fine dell'esecuzione di questa macro sono disponibili nella tabella dei dati, presente nella schermata principale, e sono organizzati per colonne, secondo la struttura seguente (i dati riportati sono di esempio):

⁴Il numero 32 è stato scelto in modo da individuare i campioni del plateau indipendentemente dall'ampiezza dell'impulso di calibrazione.

Pulse	Mean	Sigma	Mean[1]	Sigma[1]	Mean[2]	Sigma[2]
..
10	5,898	0,451	5,703	0,423	6,093	0,506
11	10,585	0,673	10,265	0,769	10,906	0,595
12	13,164	0,216	12,828	0,233	13,500	0,279
..

La colonna `Pulse` indica il valore del parametro N_{DACD} ; le colonne `Mean` e `Sigma` riportano la media e la stima della deviazione standard di tutti i valori del *plateau*, includendo così entrambi i canali; le colonne `Mean[1/2]` e `Sigma[1/2]` riportano invece i valori medi e le stime delle deviazioni standard separate per i due canali di acquisizione.

Naturalmente l'andamento della curva di calibrazione ottenuta dipende dall'elemento di compressione utilizzato; nella figura 5.13 viene comunque presentato un esempio di quanto ottenuto utilizzando un diodo 1N4148 (gli stessi dati da cui è stata tratta la tabella di esempio precedente). Nel grafico vengono in particolare riportati i valori della colonna `Mean`. L'andamento della curva sarà spiegato e commentato ampiamente nel seguito di questo stesso capitolo, per ora è però opportuno anticipare che di questa curva devono essere considerati come validi, al fine del calcolo della curva di decompressione, esclusivamente i primi due tratti crescenti.

5.2 L'architettura del programma DAQ Control

Il programma `DAQ Control` è stato sviluppato in C++, utilizzando l'ambiente di sviluppo `Borland C++ Builder v.4` in ambiente `Windows XP`. Test di esecuzione dell'applicazione hanno comunque dato esito positivo anche in ambiente `Windows 98`.

Il codice è stato sviluppato attenendosi il più possibile alle specifiche ANSI per il linguaggio C++. Non volendo d'altra parte rinunciare alla comodità della GUI (`Graphical User Interface`) di `Windows`, in alcune parti del codice è stato necessario fare uso delle librerie proprie di questo sistema

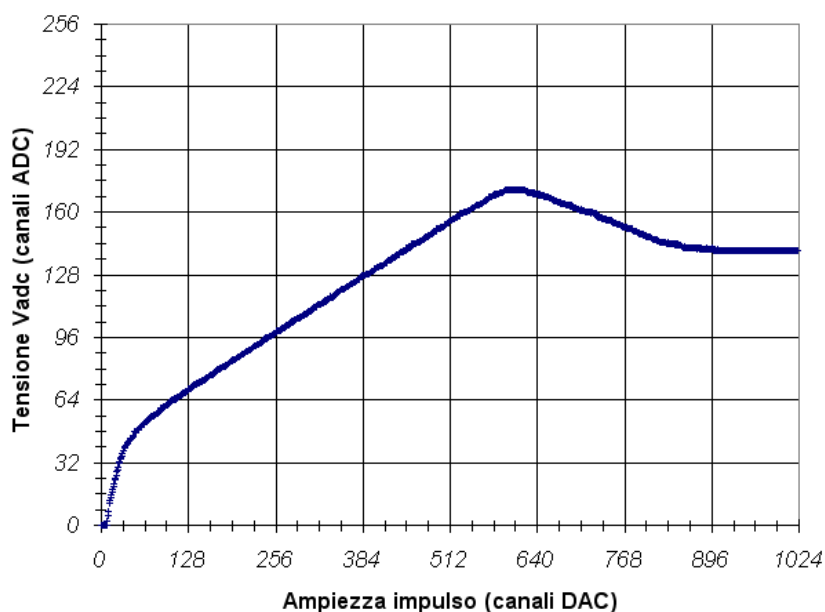


Figura 5.13: Esempio di curva di calibrazione ottenuta con un diodo 1N4148 (media sui due canali di conversione).

operativo, il che lo rende non portabile su altri sistemi operativi. Per facilitare comunque un'eventuale operazione di *porting* del codice verso altre piattaforme, si è cercato di sviluppare l'applicazione mantenendo separato il codice relativo al suo nucleo centrale dal codice di gestione dell'interfaccia utente.

In questo paragrafo ci si limiterà alla descrizione dell'architettura e delle linee guida seguite per lo sviluppo del programma, senza entrare nei dettagli realizzativi del codice sviluppato.

La figura 5.14 illustra schematicamente l'architettura interna di `DAQ Control`. Il codice è organizzato secondo una struttura a classi che operano su diversi livelli.

Il livello più alto è gestito dalla classe `TMainForm`. Le funzionalità messe a disposizione di questa classe possono essere suddivise in due tipologie: gestione dell'interazione con l'utente e gestione ad alto livello delle procedure di controllo della DAQ Board. Alla prima tipologia appartengono tutte le

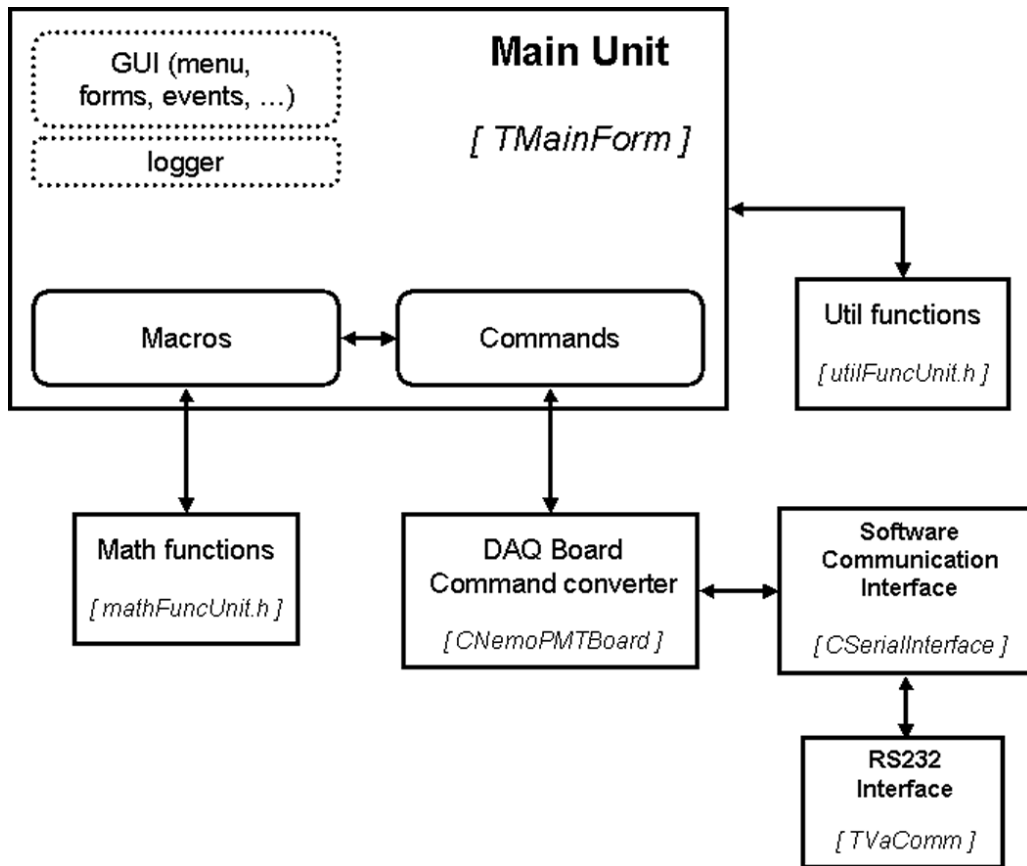


Figura 5.14: Architettura del codice di DAQ Control. In *italico* è riportato il nome utilizzato nel codice per la classe rappresentata o il nome del file, nel caso di librerie di funzioni.

funzioni relative alla gestione dei menù, delle rappresentazioni grafiche e degli eventi generati dal sistema operativo. Alla seconda tipologia appartengono invece le funzioni che realizzano gli algoritmi relativi ai comandi e alle macro precedentemente discussi.

La gestione del protocollo di comunicazione con la DAQ Board viene gestita dalla classe `CNemoPMTBoard`. Le funzioni relative ai comandi della classe `TMainForm` non si occupano infatti di gestire l'interpretazione e la generazione dei singoli pacchetti di dati scambiati con la DAQ Board, ma demandano queste operazioni alle funzioni membro della classe `CNemoPMTBoard`. L'idea e

lo scopo per cui è stata concepita questa classe è la creazione di un'interfaccia che renda trasparente i dettagli del protocollo di comunicazione adottato.

Al livello più basso del sistema sono presenti le classi `CSerialInterface` e `TVaComm`. La seconda classe si occupa della gestione della porta seriale del PC, impostando parametri come velocità di trasmissione, presenza del bit di parità etc. e mettendo a disposizione le funzioni di invio e ricezione dei singoli byte. La classe `CSerialInterface` gestisce la serializzazione e la de-serializzazione dei pacchetti e funge da interfaccia fra la classe `CNemoPMTBoard` e la classe `TVaComm`. La presenza di questo ulteriore livello di gestione del sistema di comunicazione non è in effetti strettamente necessaria per il funzionamento del programma, nel senso che in linea di principio le sue funzionalità avrebbero potuto essere incluse direttamente nella classe `CNemoPMTBoard`. La loro separazione consente però di facilitare il programmatore nel caso in cui si volesse utilizzare un canale di comunicazione diverso dalla porta seriale.

Si supponga ad esempio che si voglia eseguire il programma `DAQ Control` su una macchina diversa da quella a cui è fisicamente connessa la `DAQ Board`. Se le due macchine sono connesse attraverso una rete *ethernet* è sufficiente riscrivere la classe `CSerialInterface` in modo da farle spedire e ricevere i dati attraverso una porta TCP/IP. Esistono varie librerie per Windows che permettono di utilizzare questo protocollo con relativa facilità, per cui il lavoro a carico del programmatore non sarebbe grande. Sulla macchina fisicamente connessa alla scheda di acquisizione (attraverso una porta seriale) sarebbe poi sufficiente installare un programma che si occupi di traslare "ciecamente" i dati ricevuti sulla stessa porta TCP/IP verso la porta seriale e viceversa. Non si tratta di un'operazione semplicissima, ma l'esistenza della classe `CSerialInterface` consente di circoscrivere in modo sostanziale gli interventi da effettuare sul codice.

Un altro esempio dell'utilità di questo approccio consiste nella possibilità di utilizzare un'interfaccia di comunicazione completamente diversa, che preveda l'uso di un FCM. Quando sarà disponibile, il FCM potrà infatti

essere inserito in uno *slot* del *bus* PCI del PC. Sarà quindi sviluppato un opportuno *driver* di sistema che consentirà alle applicazioni di dialogare con il FCM. Riprogrammando opportunamente la classe `CSerialInterface` in modo che utilizzi le funzioni di detto driver, sarà quindi possibile controllare la DAQ Board attraverso il canale di comunicazione fornito dal FCM stesso, in modo da verificare il sistema di comunicazione e, in parte, anche il funzionamento del FCM stesso.

5.3 Gli script MATLAB

Diversi sono gli script `MATLAB` ad essere stati sviluppati. Alcuni di questi non sono che da considerarsi più che delle *utility* per la conversione fra i file, altri sono stati sviluppati per effettuare i calcoli relativi allo studio della possibilità di compressione dei segnali digitali (§ 4.4.6), altri ancora sono stati sviluppati per l'elaborazione dei dati prodotti dal programma `DAQ Control`. In questo paragrafo verrà descritto il funzionamento di uno script appartenente a questo ultimo gruppo. Sarà in particolare trattato lo script, chiamato `CREATEDeCompressionCurve`, che elabora i dati della curva di calibrazione, prodotti attraverso l'esecuzione della macro `Calibration Curve Acquisition`, ottenendone la curva di decompressione.

5.3.1 Lo script `CREATEDeCompressionCurve`

Per comprendere il funzionamento di questo script è necessario tornare sulle proprietà della curva di calibrazione, un esempio della quale è già stato presentato a pag. 114. In questo frangente è però più opportuno considerarne una versione leggermente differente, nella quale vengono rappresentati indipendentemente i dati relativi ai due canali di acquisizione (colonne `Mean[1]` e `Mean[2]` della tabella prodotta dalla macro `Calibration Curve Acquisition`). Nella figura 5.15 ne è riportato un esempio. Dall'analisi dell'andamento della curva riportata è possibile trarre varie informazioni. È importante notare che l'ottenimento dei dati di calibrazione deve essere otte-

nuto a posteriori dell'esecuzione della macro `Align Offset`; se i convertitori non fossero infatti allineati, i valori della curva soffrirebbero di un errore sistematico ineliminabile.

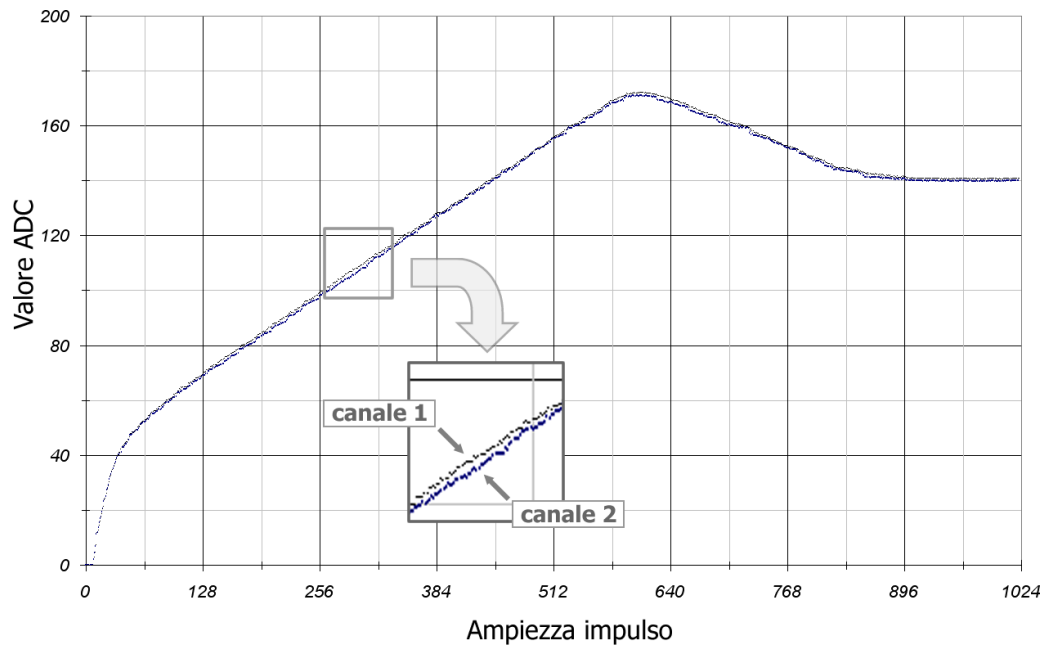


Figura 5.15: Curva di calibrazione ottenuta utilizzando un diodo 1N4148. I canali di conversione sono riportati indipendentemente.

In primo luogo, come rimarcato nel riquadro che ne riporta un ingrandimento, il grafico mostrato nella figura 5.15 denota una differenza non trascurabile fra le risposte dei due convertitori, dovuta essenzialmente agli errori di non linearità. Per ovviare a questo problema è sufficiente che lo script `CREATEDeCompressionCurve` tratti indipendentemente i dati relativi ai due convertitori. Facendo in tale modo verranno in pratica ottenute due diverse curve di decompressione per i due convertitori, che terranno intrinsecamente conto anche degli errori di non linearità dei convertitori stessi. Naturalmente questa considerazione è basata sulla possibilità di trascurare gli effetti della non linearità del circuito per la generazione della corrente di calibrazione. Questa possibilità è però garantita, con buona approssimazione, dalle ca-

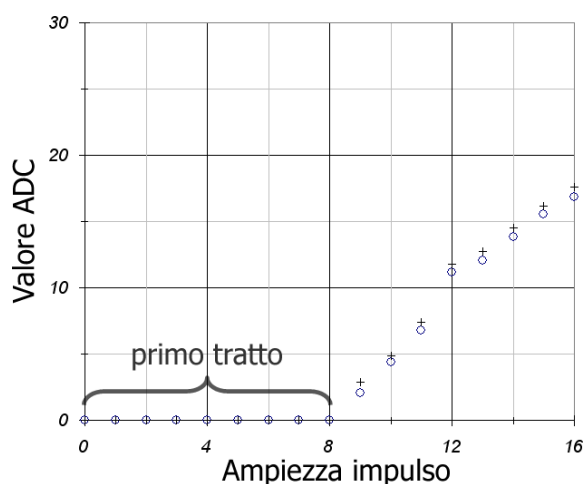


Figura 5.16: Il primo tratto della curva di calibrazione.

ratteristiche del DAC ausiliario. La non linearità integrale del MAX5251 utilizzato a tale scopo è infatti inferiore a ± 1 bit.

Si possono individuare cinque tratti diversi nell'andamento della curva. Partendo da valori dell'impulso minori e procedendo verso valori più alti si ha un primo tratto (figura 5.16) in cui i valori letti sono nulli. La presenza di questi valori è imputabile ad un offset di tensione introdotto dal circuito di generazione degli impulsi di calibrazione, che include quindi l'*offset* del circuito di conversione D/A e quello introdotto dal transistor Q2 (figura 4.14).

Il secondo e terzo tratto della curva sono crescenti e approssimativamente rettilinei (figura 5.17). Il secondo tratto corrisponde al caso in cui l'elemento di compressione è aperto, il terzo al caso di elemento di compressione chiuso. Il passaggio fra i due casi avviene ovviamente con una certa continuità. I valori inclusi in questi due tratti sono quindi quelli da cui sarà possibile stimare la caratteristica dell'elemento di compressione. Infine, nell'ultima parte della curva (figura 5.18), si nota come il valore acquisito inizi a scendere all'aumentare dell'ampiezza dell'impulso di calibrazione. Questo fenomeno è dovuto al fatto che, all'aumentare della corrente di calibrazione I_{α} si hanno

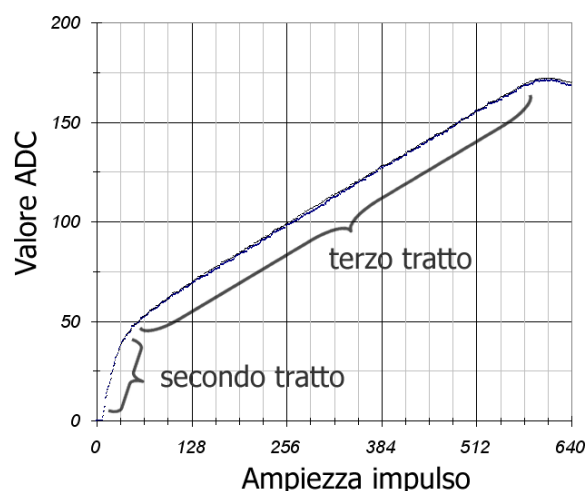


Figura 5.17: Il secondo e il terzo tratto della curva di calibrazione.

contemporaneamente due effetti concomitanti; da una parte scende la tensione all'ingresso degli ADC e quindi la tensione di collettore del transistor Q2, dall'altra aumenta la tensione ai capi del resistore R21, e quindi anche la tensione di emettitore di Q2 (figura 4.14). All'aumentare della corrente I_{α} si arriva ad un punto per cui il transistor non è sufficientemente polarizzato e la corrente di collettore ricomincia a diminuire. In effetti, se la tensione V_{ref} potesse essere alzata a piacimento, questo effetto potrebbe essere eliminato, o meglio, potrebbe presentarsi per tensioni al di fuori dell'intervallo di conversione degli ADC. Ciò non è tuttavia possibile, per cui è necessario escludere dai calcoli i dati dei due tratti finali della curva di calibrazione.

Il funzionamento dello script in esame è strettamente basato sui calcoli effettuati nel paragrafo 4.3, con particolare riferimento alla formula 4.47, che viene qui riproposta, sostituendo alla tensione letta dal convertitore, V_{ADC} , il corrispondente numero letto, N_{ADC} :

$$\begin{aligned}
 V_{PMT}(N_{ADC}) &= & (5.2) \\
 &= \frac{R_{16}}{R_{\pi}} \cdot \left\{ \rho \cdot N_{ADC} \cdot \frac{1.024 \text{ V}}{255} \cdot \left[1 + R_{17} \cdot \left(\frac{2}{R_{\rho}} + \frac{R_{\lambda}^{[c]}}{R_{17}} \right) - \frac{R_{\pi}}{R_{17}} \right] \right\}
 \end{aligned}$$

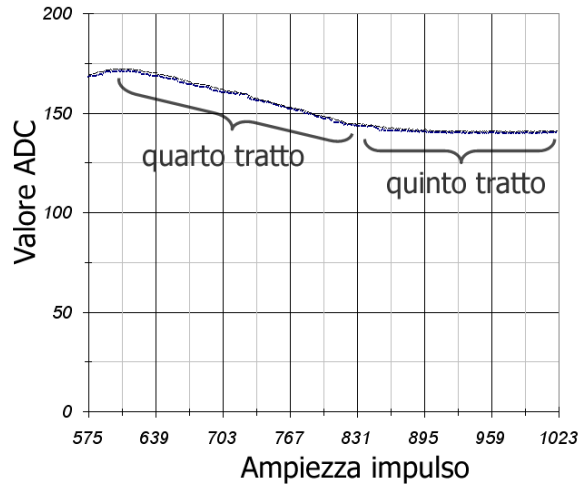


Figura 5.18: Il quarto e il quinto tratto della curva di calibrazione.

$$- R_{17} \cdot f_c^{-1}(N_{ADC}) \} \quad (5.3)$$

Per ottenere la curva di decompressione cercata, è quindi necessario conoscere i valori della funzione $f_c^{-1}(N_{ADC})$, per $N_{ADC} = 0 \dots 255$. I dati ottenuti attraverso la macro `Calibration Curve Acquisition` consistono invece in un set di valori che descrivono la relazione inversa:

$$N_{ADC} = f_c(N_{DACD}) \quad (5.4)$$

Come si può inoltre verificare osservando la figura 5.17, i valori disponibili non coprono in generale tutto l'intervallo dei valori di N_{ADC} da 0 a 255, per cui, nell'invertire la relazione f_c^{-1} , è necessario anche operare un'estrapolazione dei valori di N_{ADC} non contemplati dai dati sperimentali.

L'algoritmo eseguito dallo script `CREATEDeCompressionCurve`, è quindi suddiviso in quattro passi successivi:

- Nel primo passo viene stimato l'intervallo di validità dei dati acquisiti, ovvero viene individuato l'intervallo dei valori di N_{DACD} relativi al secondo e al terzo tratto della curva di calibrazione; in corrispondenza

dell'estremo inferiore e dell'estremo superiore dell'intervallo considerato, $N_{DACD}^{[min]}$ e $N_{DACD}^{[max]}$ rispettivamente, vengono individuati i valori di N_{ADC} :

$$\begin{aligned} N_{ADC}^{[min]} &\equiv f_c(N_{DACD}^{[min]}) \\ N_{ADC}^{[max]} &\equiv f_c(N_{DACD}^{[max]}) \end{aligned}$$

- nel secondo passo viene invertita la relazione f_c per i valori di N_{ADC} nell'intervallo $[N_{DACD}^{[min]}, N_{DACD}^{[max]}]$; contestualmente vengono anche estrapolati i valori di f_c^{-1} per gli eventuali valori di N_{ADC} non contemplati dai dati sperimentali;
- il terzo passo consiste nell'applicazione della formula 5.3 ai dati ottenuti al passo precedente, ottenendo, in forma tabellare, la curva di decompressione $V_{PMT}(N_{ADC})$ per i valori di N_{ADC} compresi fra $N_{ADC}^{[min]}$ e $N_{ADC}^{[max]}$;
- il quarto e ultimo passo consiste nell'estendere, tramite regressione lineare, i valori di $V_{PMT}(N_{ADC})$ all'intervallo $N_{ADC} = 0 \dots 255$; ai dati ottenuti viene poi rimosso l'offset dovuto alla presenza del primo tratto della curva di calibrazione.

Quanto detto viene eseguito indipendentemente sui dati relativi ai due canali di acquisizione, per cui il risultato complessivo della procedura è una coppia di vettori unidimensionali il cui indice è compreso fra 0 e 255 e le cui componenti sono le corrispondenti tensioni prodotte dal fotomoltiplicatore. Verranno ora descritti con più dettaglio i vari passi della procedura.

Passo 1: stima dell'intervallo di validità dei dati acquisiti

Sia $N_{DACD}^{[start]}$ un valore certamente compreso fra i valori validi della curva di calibrazione. Questo valore non viene stimato autonomamente dalla procedura ma deve essere individuato precedentemente (figura 5.19). Partendo da questo punto la curva di compressione viene "percorsa" nella direzione dei valori N_{DACD} decrescenti. Si considera cioè un valore N_{DACD}^* , inizialmente pari a $N_{DACD}^{[start]}$ che viene via via decrementato.

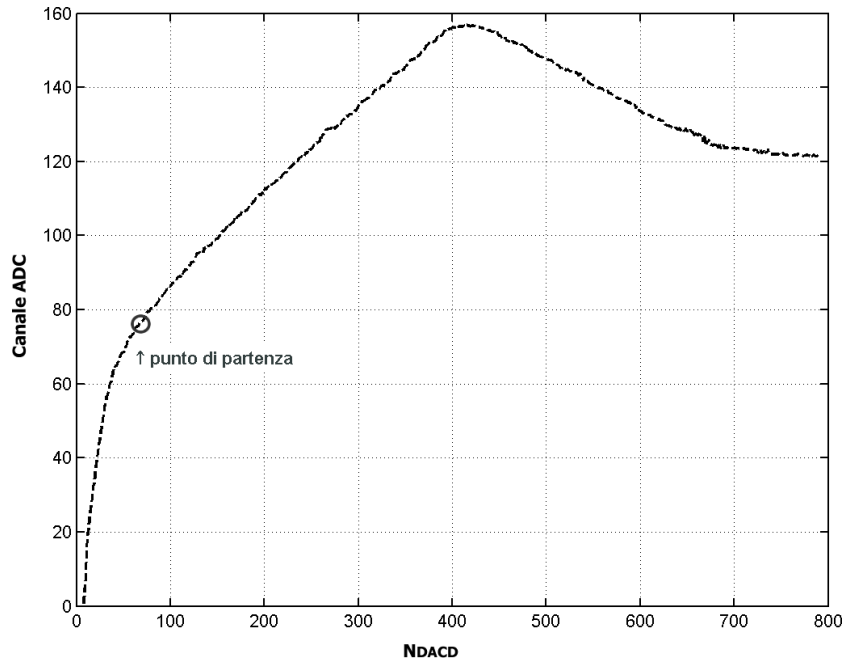


Figura 5.19: Punto di partenza per il primo passo della procedura di ottenimento della curva di decompressione.

Per ogni valore di N_{DACD}^* viene quindi considerato un set di n_a punti sperimentali contigui e tali da avere $N_{DACD} \geq N_{DACD}^*$. Anche il valore di n_a è un parametro dell'algoritmo che deve essere impostato (per fissare le idee si può immaginare $n_a = 4$). Sul set di n_a punti considerati viene quindi effettuato un *fit* lineare con cui vengono stimati il coefficiente angolare m_a e l'ordinata all'origine q_a della retta che meglio li approssima. Questi due parametri vengono quindi usati per calcolare una stima del valore di N_{ADC} in corrispondenza del punto a sinistra di N_{DACD}^* :

$$N_{ADC}^{[s]} = m_a \cdot (N_{DACD}^* - 1) + q_a \quad (5.5)$$

Se il valore di $N_{ADC}^{[s]}$ è positivo, allora il punto N_{DACD}^* considerato fa parte dei dati validi. Se invece il valore $N_{ADC}^{[s]}$ è negativo (o, più conservativamente, minore di un certo valore di soglia, positivo) allora il punto conside-

rato si trova all'estremo inferiore dell'intervallo dei valori validi (figura 5.20), per cui si pone $N_{DACD}^{[min]} = N_{DACD}^*$.

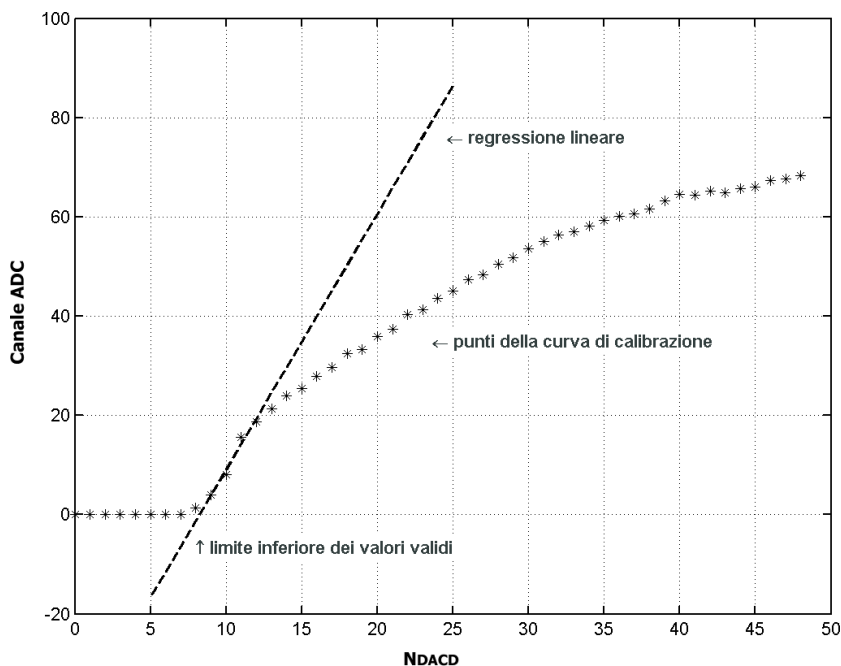


Figura 5.20: Stima del primo punto valido della curva di calibrazione.

Per la stima di $N_{DACD}^{[max]}$ si opera in modo simile. Questa volta, partendo ancora dallo stesso punto $N_{DACD}^{[start]}$, la curva di calibrazione viene “percorsa” nella direzione dei valori di N_{DACD} crescenti.

Per ogni valore di N_{DACD}^* viene considerato un set di n_b punti sperimentali contigui e tali da avere $N_{DACD} \geq N_{DACD}^*$. Ancora una volta il valore di n_b è un parametro dell’algoritmo che deve essere impostato (per fissare le idee si può immaginare $n_b = 64$). Si ottengono quindi, tramite il *fit* lineare, i parametri m_b e q_b . Questa volta, però, il parametro da confrontare è il coefficiente angolare m_b stesso. L’andamento della curva è infatti tale che, aumentando N_{DACD}^* , il parametro m_b inizia a diminuire in corrispondenza del limite superiore del terzo tratto. Imponendo una soglia positiva o nulla per m_q , viene quindi stimato l’intervallo superiore dei punti sperimentali validi, $N_{DACD}^{[max]}$ (figura 5.21).

Corrispondentemente ai valori $N_{DACD}^{[min]}$ e $N_{DACD}^{[max]}$ così stimati, vengono infine individuati i corrispondenti valori sperimentali $N_{ADC}^{[min]}$ e $N_{ADC}^{[max]}$.

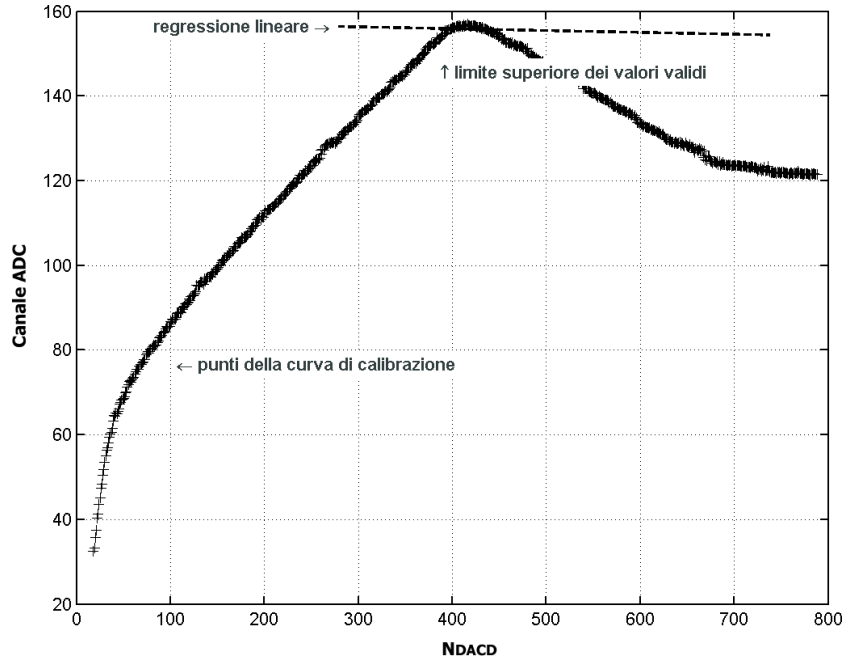


Figura 5.21: Stima dell'ultimo punto valido della curva di calibrazione.

Passo 2: inversione della curva per i valori sperimentali validi

Per operare l'inversione sorgono due problemi. In primo luogo i valori di N_{ADC} , provenendo da un'operazione di media su più campioni, non sono interi. Questi valori vengono quindi arrotondati al numero intero più vicino. Questa operazione non viene svolta durante il primo passo per aumentare la significatività delle stime dei parametri ottenuti tramite le procedure di *fit* descritte. Il secondo problema è che ad uno stesso valore letto dagli ADC possono corrispondere più valori di N_{DACD} differenti. Ciò è determinato dal fatto che il DAC di calibrazione è a 10 bit mentre gli ADC sono ad 8 bit, oltre che, naturalmente, dall'inevitabile rumore. Per ovviare a questo problema, per ogni valore letto dagli ADC viene considerato il valore medio dei corrispondenti valori degli impulsi di calibrazione.

Come già osservato, non è tuttavia detto che per tutti i valori di N_{ADC} compresi fra $N_{ADC}^{[min]}$ e $N_{ADC}^{[max]}$ sia noto il corrispondente valore di N_{DACD} . In questo caso il suo valore viene estrapolato attraverso una procedura di *fit* lineare con un numero di punti definibile nel codice della procedura. Si è visto che l'estrapolazione con *fit* di ordine superiore o con funzioni più complicate (come le *spline*) non migliora sensibilmente i risultati ottenuti.

Il risultato di questo passo della procedura consiste nei valori della funzione $f_c^{-1}(N_{ADC})$ per $N_{ADC} = N_{ADC}^{[min]}, N_{ADC}^{[min]} + 1 \dots N_{ADC}^{[max]}$.

Passo 3: calcolo della curva di decompressione sull'intervallo di valori sperimentali validi

Noti i valori delle resistenze coinvolte, sul set di valori di $f_c^{-1}(N_{ADC})$ fin qui ottenuti viene quindi applicata la formula 5.3. Si ottengono così i valori della tensione prodotta dal fotomoltiplicatore, $V_{PMT}(N_{ADC})$, in corrispondenza dei valori numerici letti dall'ADC nell'intervallo considerato.

Passo 4: estensione della curva di decompressione e rimozione dell'offset

L'estensione della curva di decompressione oltre l'intervallo $N_{ADC} = N_{ADC}^{[min]} \dots N_{ADC}^{[max]}$ viene effettuata operando due *fit* lineari. Uno riguarda il calcolo dei valori di V_{PMT} per i canali di conversione superiori a $N_{ADC}^{[max]}$, l'altro per quelli inferiori a $N_{ADC}^{[min]}$. I numeri di punti da considerare per i due *fit* devono essere indicati nella procedura. In seguito a tale operazione, sono disponibili i valori di $V_{PMT}(N_{ADC})$ per $N_{ADC} = 0 \dots 255$. Osservando le figure 5.16 e 5.20 si comprende però che è necessario traslare la curva ottenuta in modo da ottenere $V_{PMT}(@N_{ADC} = 0) = 0$. Avendo precedentemente operato la procedura di allineamento degli offset, si è infatti certi che l'offset presentato dalla funzione $V_{PMT}(N_{ADC})$ ottenuta non può essere stato introdotto dagli ADC e che è quindi stato introdotto dal circuito di generazione degli impulsi di calibrazione. L'ultima operazione compiuta dallo script `CREATEDeCompressioneCurve` è quindi la traslazione:

$$V_{PMT}(N_{ADC}) \longleftarrow [V_{PMT}(N_{ADC}) - V_{PMT}(0)] \quad (5.6)$$

Un esempio di quanto viene ottenuto applicando questo script ai dati della curva di calibrazione della figura 5.15 è mostrato nella figura 5.22.

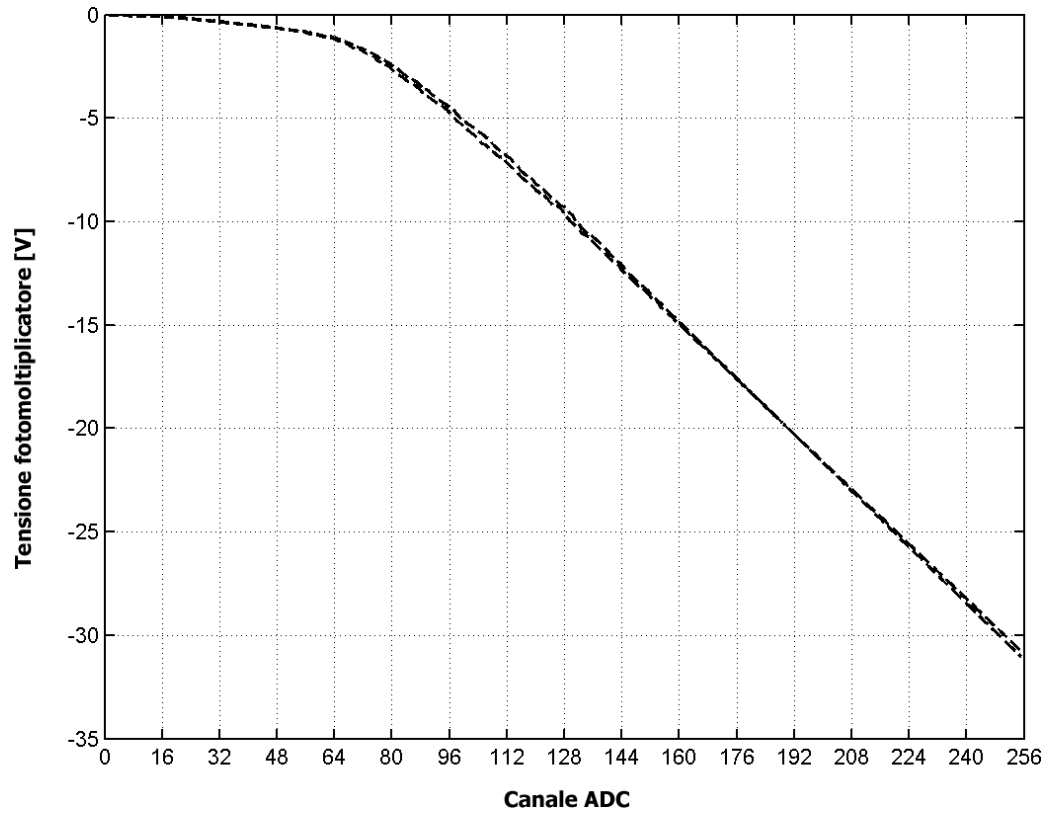


Figura 5.22: Il risultato della procedura applicata ai dati ottenuti con il diodo 1N4148.

Capitolo 6

L'elemento di compressione

Questo capitolo è dedicato alla scelta del dipolo non lineare che realizza la compressione dei segnali prodotti dal fotomoltiplicatore, il cosiddetto **elemento di compressione**. Tutti gli esempi fin qui mostrati si riferiscono a un diodo a giunzione 1N4148, ma, come già accennato nel paragrafo 4.2.4 questa scelta è stata definitivamente scartata. Finché ci si limita ad osservare l'andamento della curva di decompressione o, equivalentemente, della curva di calibrazione, questo diodo evidenzia caratteristiche del tutto in linea con le necessità; se però si stimola il circuito di compressione dall'esterno, con segnali che per contenuto alle alte frequenze sono assimilabili a quelli prodotti dal fotomoltiplicatore, si osserva che il circuito scelto ha dei tempi di risposta troppo lunghi, il che lo rende inutilizzabile.

In generale, il dipolo da scegliere deve presentare caratteristiche opportune sia rispetto alle componenti continue del segnale che lo stimola che rispetto alle sue componenti alternate. I segnali a cui è soggetto l'elemento di compressione appartengono infatti a due tipologie differenti. Da una parte, i segnali prodotti dal fotomoltiplicatore sono molto rapidamente variabili, presentando fronti di salita e discesa dell'ordine di pochi ns e durata dell'ordine delle decine di ns; dall'altra, i segnali utilizzati per la calibrazione sono molto più rilassati, avendo fronti di salita e discesa dell'ordine del μ s e durata dell'ordine delle decine di ms. Evidentemente, per poter applicare significa-

tivamente le informazioni acquisite attraverso la procedura di calibrazione ai segnali generati dal fotomoltiplicatore, è necessario che i tempi caratteristici del circuito di compressione, principalmente stabiliti da quelli dell'elemento di compressione, siano inferiori al più piccolo tempo caratteristico dei segnali da cui viene stimolato. Questo tempo, stabilito dai transienti dei segnali prodotti dal fotomoltiplicatore, è dell'ordine di 5 ns.

Nel corso di questa fase di analisi del circuito di compressione non è stato possibile, se non in modo limitato, affidarsi ai risultati ottenuti attraverso l'utilizzo dei programmi disponibili per la simulazione dei circuiti. Nel confronto diretto fra le simulazioni e le misure effettuate, sono state infatti riscontrate alcune discrepanze per quel che riguarda le analisi nel dominio del tempo su segnali rapidamente variabili. Stando solo alle simulazioni, quasi tutti gli elementi di compressione provati avrebbero dovuto presentare delle ottime capacità di reagire nei tempi richiesti, cosa che, dalle misure effettuate è risultata non vera. Gli strumenti utilizzati per le analisi dei circuiti presentate in questo capitolo consistono quindi prevalentemente in un oscilloscopio digitale e un generatore di impulsi, oltre che, naturalmente, nell'analisi dei risultati prodotti dalla procedura di calibrazione della DAQ Board stessa.

Saranno ora presentate e analizzate le diverse soluzioni considerate. Fra queste, le prime ad essere state provate sono basate sull'uso di due diversi tipi di diodo come elemento di compressione. In particolare, il primo circuito analizzato fa uso del già citato diodo al silicio 1N4148. Sebbene questo elemento di compressione sia *a posteriori* risultato del tutto inadeguato, l'analisi presentata fornisce un buon termine di paragone con cui confrontare i risultati ottenuti con le altre soluzioni. Successivamente sono stati provati alcuni circuiti in cui l'elemento di compressione è un transistor a giunzione, opportunamente configurato. Scegliendo transistori caratterizzati da velocità di commutazione particolarmente elevate è stato quindi adeguatamente raggiunto lo scopo prefissato.

Tutti gli elementi di compressione considerati sono stati provati montandoli direttamente nel circuito finale e per ognuno di essi sono state ef-

fettuate due diverse misurazioni. In primo luogo è stata tracciata la curva di compressione, attraverso l'esecuzione della macro `Calibration Curve Acquisition`. Con le informazioni ottenute si è quindi potuto stabilire se le caratteristiche statiche dell'elemento di compressione soddisfacevano o meno le aspettative. Successivamente si è passati ad un'analisi della risposta nel dominio del tempo, effettuata usando un generatore di segnali e un oscilloscopio digitale, in grado di esportare i dati acquisiti.

6.1 Soluzione basate sui diodi

L'uso di un diodo come elemento di compressione è naturalmente l'opzione più ovvia ad essere stata presa in considerazione. In questo ambito sono stati provati il diodo al silicio 1N4148 e il diodo Schottky SS12.

Prova del diodo al silicio 1N4148

Utilizzando questo diodo, si ottiene la curva di calibrazione, già utilizzata come esempio nei capitoli precedenti, che viene qui riproposta nella figura 6.1, riportandone in corrente l'asse delle ascisse tramite la formula 4.25.

L'andamento della curva risulta adeguato agli scopi. D'altra parte il circuito di compressione stesso è stato dimensionato proprio sui parametri di questo diodo. Per la verifica della risposta dinamica di questo elemento di compressione, il generatore di impulsi è stato collegato all'ingresso PMTI della DAQ Board e sono stati posizionate le due sonde dell'oscilloscopio in corrispondenza dell'ingresso del circuito e del nodo, chiamato TP3, formato dai resistori R_{17} , R_{14} e R_{18} , come mostrato nella figura 6.2. Il canale 2 acquisisce quindi la tensione prodotta dal generatore di impulsi, mentre il canale 1 acquisisce una tensione doppia rispetto alla tensione presente all'ingresso degli ADC. La frequenza di campionamento dell'oscilloscopio digitale, pari a 1 GHz, consente di valutare i dettagli dell'andamento dei due segnali.

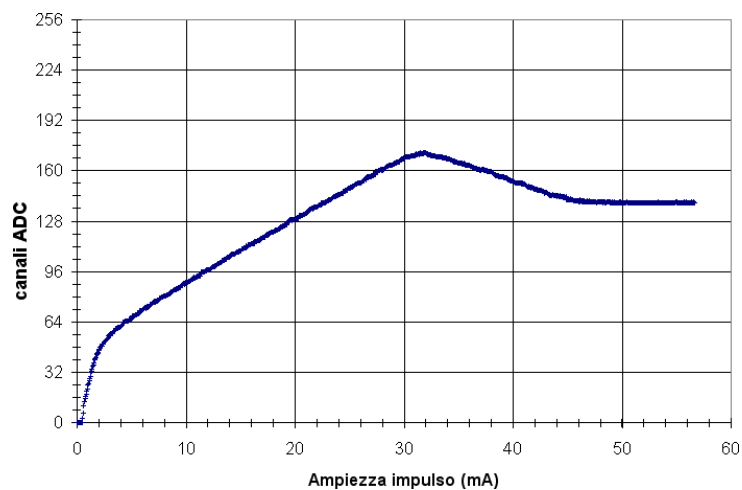


Figura 6.1: Curva di calibrazione ottenuta utilizzando il diodo 1N4148. Nelle ascisse è indicata l'ampiezza in corrente dell'impulso di calibrazione, nelle ordinate il corrispondente valore medio letto dai due ADC.

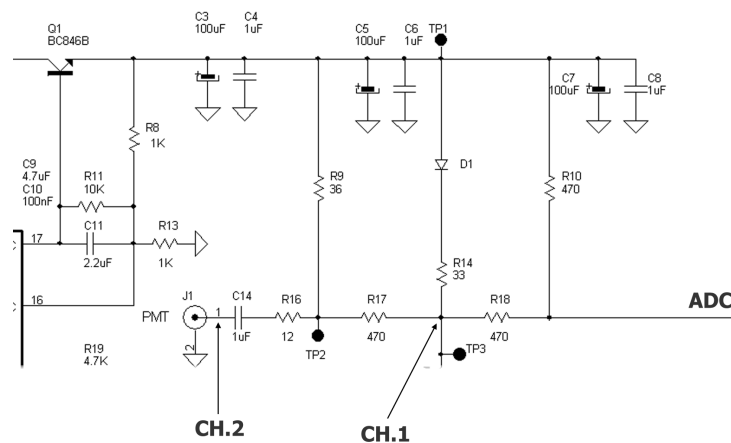


Figura 6.2: Posizione delle sonde dell'oscilloscopio per la verifica della risposta dinamica del circuito di compressione.

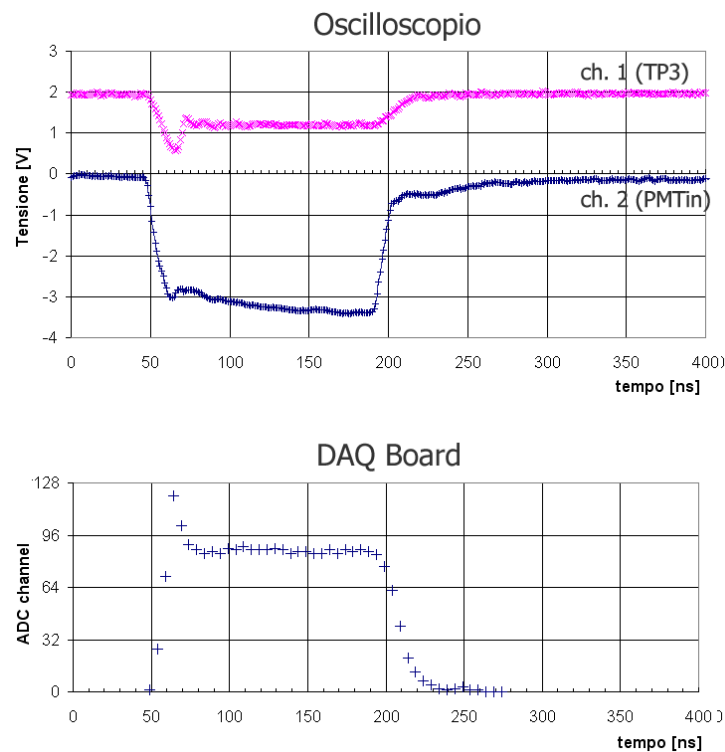


Figura 6.3: Verifica della risposta dinamica del circuito di compressione con il diodo 1N4148.

Contemporaneamente viene attivata la procedura di acquisizione dati sulla DAQ Board, in modo da poter confrontare i dati acquisiti dal canale 2 con i dati acquisiti dai convertitori. Il generatore di impulsi viene infine impostato in modo da presentare transienti del segnale generato sufficientemente rapidi.

Il risultato di questa misura è riportato nella figura 6.3. Dall'osservazione del grafico risultano finalmente chiari i motivi per cui il diodo 1N4148 non può essere utilizzato per questi scopi. Questo diodo impiega infatti un tempo, approssimativamente stimati in 30 ns, prima di intervenire chiudendosi. Questo tempo di latenza ha come effetto il picco di tensione che viene riportato dai primi 5÷10 campionamenti riportati dalla DAQ Board.

Prova del diodo Schottky SS12

Il successivo tentativo è stato effettuato usando un diodo Schottky. Questo tipo di diodi viene normalmente utilizzato per la costruzione di circuiti rettificatori per i suoi bassi tempi di commutazione e per il minore valore della tensione di chiusura, che, per il modello SS12, è intorno ai 400 mV. Ci si aspetta quindi di osservare una corrispondente curva di calibrazione in cui la transizione da diodo aperto a diodo chiuso avviene per correnti di calibrazione minori rispetto al caso del diodo 1N4148. Nel caso in cui si scegliesse di utilizzare questo diodo nel circuito definitivo andrebbe quindi valutata l'opportunità di metterne più di uno in serie ed eventualmente di adattare la rete resistiva del circuito di compressione.

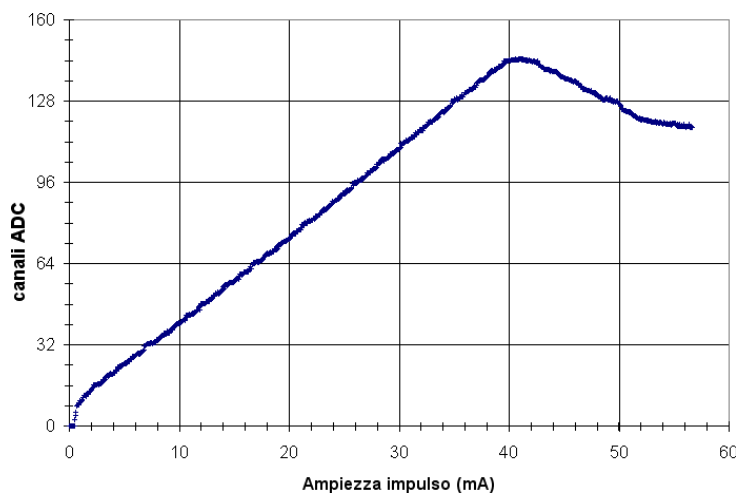


Figura 6.4: Curva di calibrazione ottenuta utilizzando il diodo Schottky SS12.

La curva di calibrazione ottenuta utilizzando questo diodo come elemento di compressione è riportata nella figura 6.4 e verifica appieno le aspettative. Studiando la risposta nel tempo del nuovo circuito con le stesse modalità descritte nel caso precedente si ottiene il grafico mostrato nella figura 6.5. In questo caso, proprio a causa della minore tensione di chiusura del diodo, l'andamento della tensione nel punto TP3 (canale 2) è reso poco leggibile

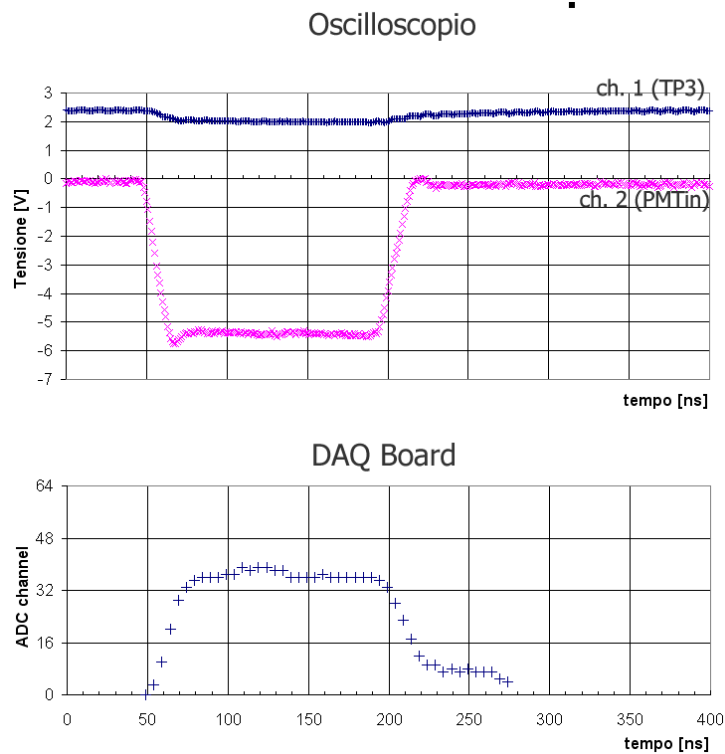


Figura 6.5: Verifica della risposta dinamica del circuito di compressione con il diodo Schottky SS12.

per via del basso livello del segnale e a causa del rumore introdotto dalla presenza dell'oscilloscopio stesso. Ci si affida quindi ai dati acquisiti dalla DAQ Board stessa.

L'andamento di questo segnale mette in evidenza un netto miglioramento rispetto al caso precedente. Ora il fronte di discesa¹ mette in luce tempi di chiusura del diodo decisamente minori. Si osserva però un effetto per certi

¹Poiché il segnale acquisito dalla DAQ Board è invertito rispetto al segnale prodotto dal generatore, è possibile generare confusione se non si specifica rispetto quale riferimento si considerano i fronti dei segnali. In questo caso e nel seguito del capitolo ci si riferisce al generatore esterno di tensione. Per “fronte di discesa” si intende quindi il primo fronte del segnale generato, corrispondente ad un aumento dei valori numerici acquisiti dalla DAQ Board.

versi opposto: il diodo presenta un ritardo nel commutare dallo stato di polarizzazione diretta a quello di polarizzazione inversa approssimativamente stimato in 40 ns. La causa di questo effetto è imputabile alla troppo alta capacità di giunzione in polarizzazione inversa, non indicata sui datasheet a disposizione. Questo effetto avrebbe come conseguenza principale un aumento della lunghezza media degli eventi acquisiti, con conseguente aumento della banda di trasmissione occupata. Considerando comunque che il fronte di discesa dei segnali non viene drammaticamente sconvolto, le informazioni sul tempo di evento sarebbero comunque preservate. La soluzione basata sul diodo Schottky SS12 non è dunque ottimale, ma rappresenta una opzione sulla quale eventualmente lavorare.

6.2 Soluzioni basate sui transistori

Visti i risultati non ottimali ottenuti nell'ambito delle prove effettuate con i diodi, si è rivolta l'attenzione a soluzioni circuitali basate su un altro componente non lineare: il transistor. I parametri sulla base dei quali scegliere questo componente sono:

- Tempo di commutazione estremamente rapido;
- possibilità di essere attraversato senza rottura da correnti dell'ordine di 50 mA.

Il primo vincolo ha una ragione evidente nelle considerazioni svolte all'inizio di questo capitolo. Il vincolo sulla corrente richiede invece una breve considerazione. Per calcolare la corrente massima che il transistor deve sopportare senza rompersi, è sufficiente considerare nuovamente il circuito mostrato nella figura 4.5 e calcolare la corrente massima che attraversa il componente **D1**, lasciando come parametro libero la tensione V_g ai capi di **D1** stesso. Per le considerazioni fatte nel paragrafo 4.2, alla massima differenza di potenziale che può essere presente ai capi della serie **D1-R₁₄** corrisponde una tensione presente agli ingressi degli ADC pari al loro fondo

scala. Tenendo quindi conto dell'effetto del partitore R_{10} - R_{18} , si ottiene che la tensione massima ai capi della serie $D1$ - R_{14} è pari a circa 2 V. La corrente massima che attraversa il componente $D1$ è quindi:

$$\begin{aligned} I_{D1}^{max} &\approx \frac{2 V - V_g}{R_{14}} \\ &\approx \frac{2 V - V_g}{33 \Omega} \end{aligned}$$

Considerando quindi conservativamente una tensione $V_g = 500 mV$ si ottiene $I_{D1}^{max} \approx 45 mA$, da cui segue il vincolo imposto.

Avendo escluso i transistori a effetto di campo a causa dei più elevati valori delle capacità parassite, si è quindi rivolta l'attenzione alla famiglia dei transistori bipolari a giunzione. E' in particolare stato individuato il modello BFR520, un transistoro NPN a larghissima banda prodotto dalla Philips. Il BFR520 viene impiegato principalmente in applicazioni a frequenze superiori al GHz come telefonia cellulare, sintonizzatori per TV satellitare e ripetitori per sistemi a fibre ottiche.

Verranno ora discusse le prove che sono state effettuate con questo transistoro. Poiché le procedure di misura svolte coincidono con quelle descritte per le prove sui diodi, non ci si soffermerà ulteriormente sulla loro descrizione ma saranno discusse direttamente le configurazioni circuitali provate e i relativi risultati ottenuti.

Il transistoro BFR520 usato come diodo

Il primo circuito oggetto di prova è stato quello mostrato nella figura 6.6, in cui il transistoro è utilizzato nella configurazione a diodo. La curva di calibrazione ottenuta e la risposta dinamica sono riportate rispettivamente nelle figure 6.7 e 6.8.

In questo caso la risposta dinamica del circuito rispecchia le buone caratteristiche dinamiche dichiarate dal costruttore, sebbene anche in questo caso si possa notare, come nel caso del diodo Schottky, un certo prolungamento nella coda del segnale acquisito che non trova riscontro nell'andamento del

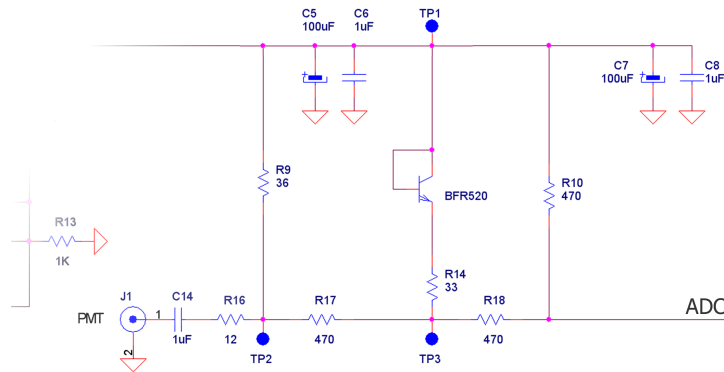


Figura 6.6: Circuito di compressore con transistore BFR520 in configurazione a diodo.

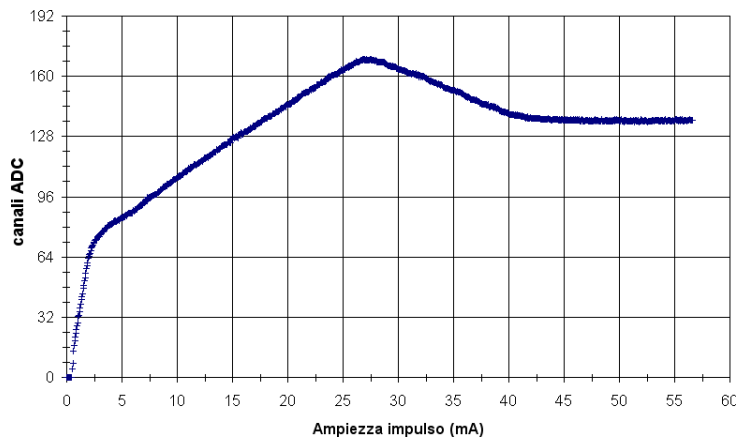


Figura 6.7: Curva di calibrazione ottenuta con il BFR520 usato in configurazione a diodo.

segnale generato. Si tratta in ogni caso di un effetto meno pronunciato rispetto al caso del diodo SS12. Esaminando invece la curva di calibrazione ottenuta si nota la presenza di un punto di flesso in corrispondenza di un'ampiezza dell'impulso di calibrazione di circa 5 mA. Per spiegare questo effetto non è sufficiente considerare le sole curve caratteristiche del transistore, ma occorre anche prendere in considerazione i tempi caratteristici e le capacità parassite del dispositivo. Per questo motivo si è preferito scartare comunque

questa soluzione.

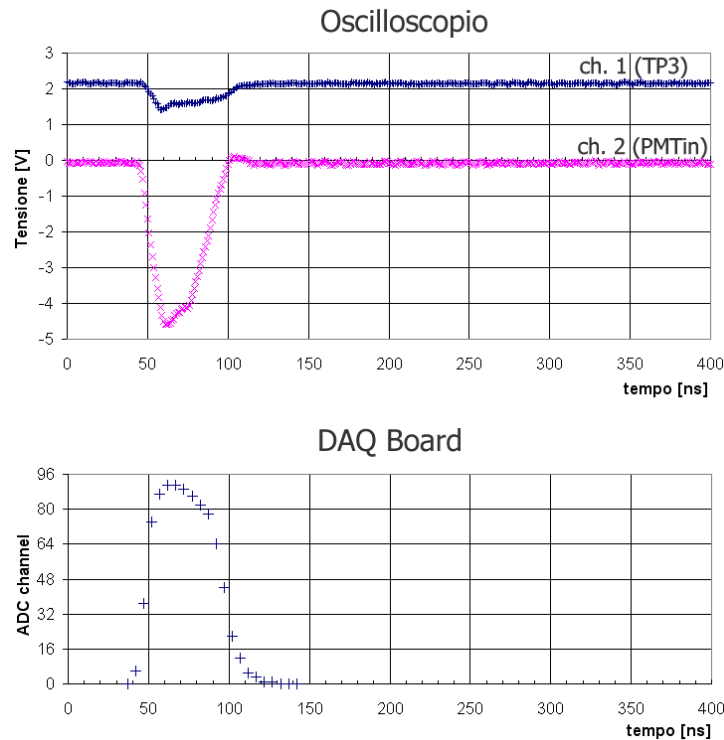


Figura 6.8: Verifica della risposta dinamica del circuito di compressione con il transistor BFR520 in configurazione a diodo.

Uso della giunzione base-emettitore del BFR520

La successiva configurazione provata è quella del circuito riportato nella figura 6.9, nel quale l'elemento di compressione è costituito dalla sola giunzione base-emettitore del transistor. In questo caso la curva di calibrazione, riportata in figura 6.10, ha un andamento regolare e non presenta il punto di flesso del caso precedente.

Per quanto riguarda la risposta dinamica, mostrata nei grafici della figura 6.11 si ha però un effetto dovuto alla capacità di giunzione in polarizzazione inversa tale da produrre un ritardo nella chiusura della giunzione, stimabile

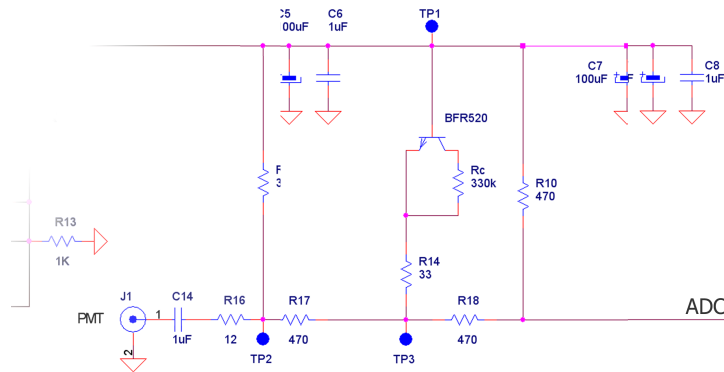


Figura 6.9: Circuito di compressione. L'elemento di compressione è costituito dalla giunzione base-emettitore di transistore BFR520.

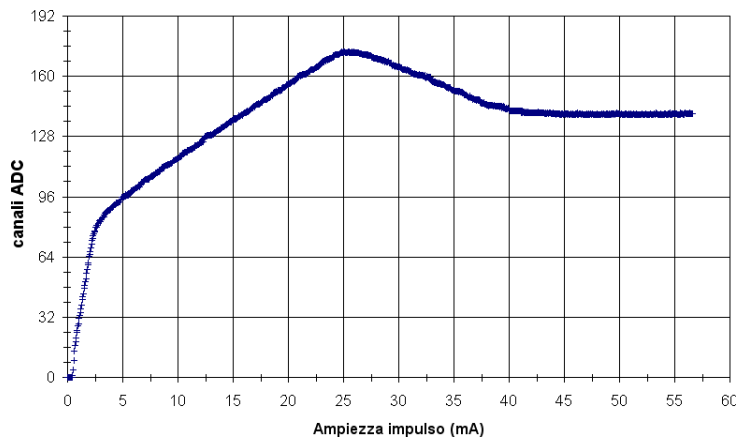


Figura 6.10: Curva di calibrazione ottenuta usando la giunzione base-emettitore del BFR520 come elemento di compressione.

in circa 15 ns. Per le stesse considerazioni svolte nell'ambito dell'analisi svolte nel paragrafo dedicato alle prove sul diodo Schottky, questo effetto, se pur non auspicabile, non incide in modo drammatico sulle prestazioni del sistema di acquisizione. Occorre anche tenere conto del fatto che i segnali con cui viene stimolato il circuito sono ben più ampi dei segnali che possono essere prodotti dai singoli fotoelettroni, per i quali l'effetto considerato sarebbe ancora meno pronunciato.

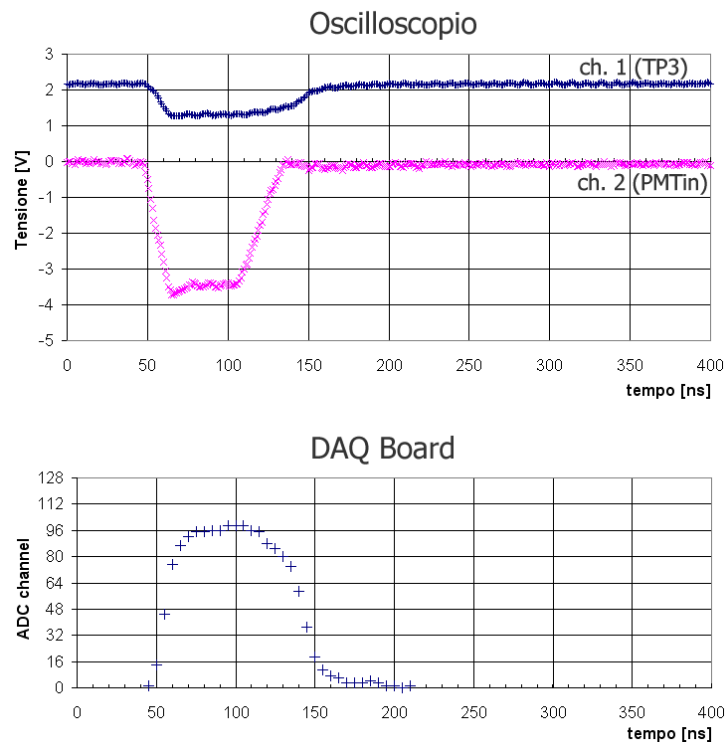


Figura 6.11: Verifica della risposta dinamica del circuito di compressione usando la giunzione base-emettitore del BFR520 come elemento di compressione.

Uso della giunzione base-collettore del BFR520

L'ultima configurazione provata è quella del circuito riportato nella figura 6.12, nel quale l'elemento di compressione è costituito dalla sola giunzione di base-collettore del transistor. La curva di calibrazione, mostrata in figura 6.13, e la risposta dinamica, riportata nella figura 6.11 indicano caratteristiche molto simili al caso precedente, per cui valgono le stesse considerazioni.

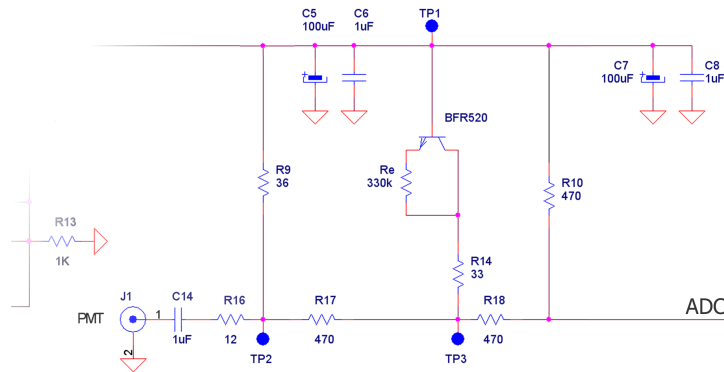


Figura 6.12: Circuito di compressione. L'elemento di compressione è costituito dalla giunzione base-collettore di transistor BFR520.

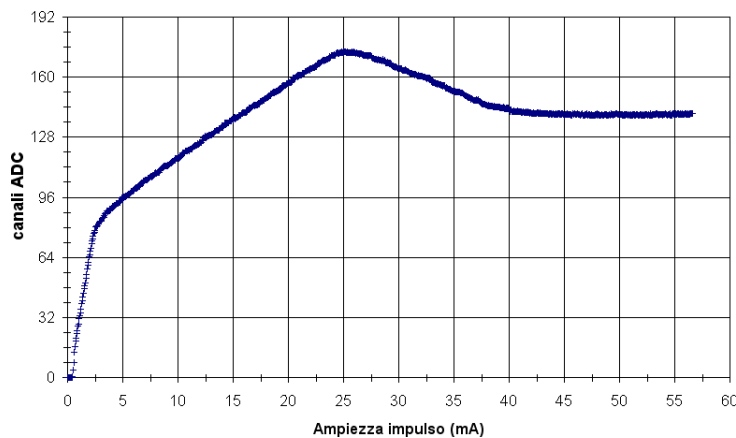


Figura 6.13: Curva di calibrazione ottenuta usando la giunzione base-collettore del BFR520 come elemento di compressione.

6.3 La scelta dell'elemento di compressione

Delle cinque soluzioni analizzate in questo capitolo, solo le ultime due sono dunque risultate applicabili ed equivalenti. Confrontando tuttavia più attentamente le figure 6.11 e 6.14 si osserva che il fronte di salita² del segnale acquisito è più ripido nel caso della giunzione base-collettore. Sebbene quasi

²Con riferimento alle convenzioni precedentemente stabilite.

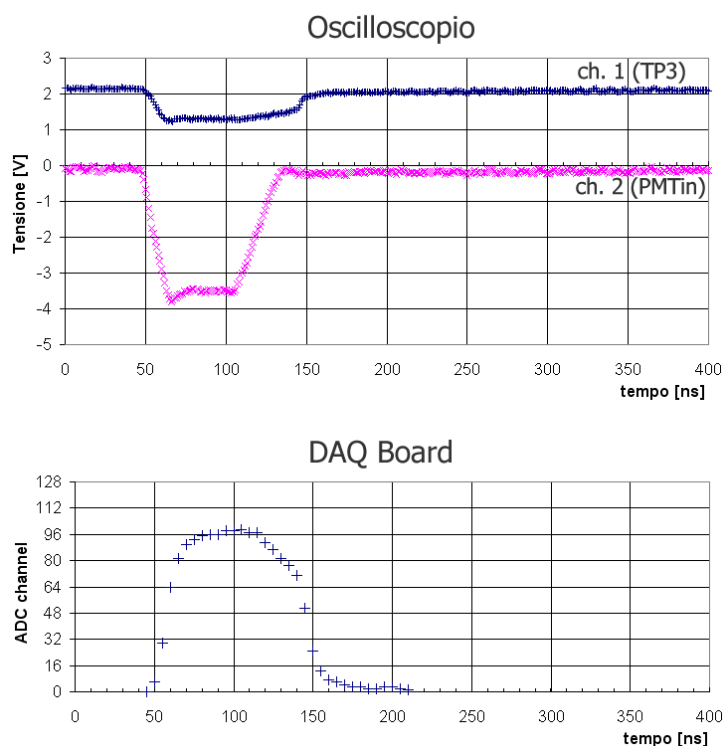


Figura 6.14: Verifica della risposta dinamica del circuito di compressione usando la giunzione base-collettore del BFR520 come elemento di compressione.

impercettibile, questa caratteristica è però stata verificata ripetendo la misura con vari transistori dello stesso modello. Queste considerazioni conducono definitivamente alla scelta del circuito di compressione della figura 6.12.

Capitolo 7

Conclusioni e sviluppi futuri

La finalità con cui è stato concepito questo lavoro è duplice. In primo luogo si è cercato di descrivere le attività svolte durante questo periodo di tesi; contemporaneamente si è però anche cercato di porre dei punti fermi circa le funzionalità, le caratteristiche e la filosofia di progetto della scheda di acquisizione descritta, nella speranza che ciò possa risultare utile anche al resto della collaborazione NEMO.

Risulta peraltro evidente che questo lavoro, più che stabilire un punto di arrivo, definisce il punto di inizio dell'altro importante lavoro che dovrà essere portato avanti sui primi prototipi della DAQ Board 2.0 e, più in là nel tempo, nella fase di prova dell'apparato per il Test Site.

Diversi sono comunque i punti che devono ancora essere portati a compimento per quanto concerne il progetto della DAQ Board 2.0 stessa. Oltre alla realizzazione del *master* della scheda, cosa molto impegnativa data l'importanza della pulizia dei segnali per un'elettronica che ne effettua l'acquisizione a queste frequenze di campionamento, restano ancora da realizzare parte del *firmware* della FPGA e del DSP. Ovviamente sarà anche necessario aggiornare il programma DAQ Control in modo da farlo lavorare con la DAQ Board 2.0 e, in un futuro un po' meno immediato, si dovrà probabilmente intervenire in modo più sostanziale sul codice di questo stesso programma al fine di integrarlo con il programma di controllo del FCM.

Una volta pronta la scheda, la parte più sostanziale del lavoro da svolgere consisterà però certamente in:

- Caratterizzare della scheda per quanto concerne la parte analogica; ciò comprende la verifica di funzionamento della sezione di adattamento e compressione dei segnali e il suo eventuale riadattamento in funzione del fotomoltiplicatore che si intenderà effettivamente scegliere per la versione definitiva dell'esperimento;
- caratterizzarla anche in termini di affidabilità, consumi e stabilità;
- verificare il funzionamento del sistema di comunicazione con il FCM; contestualmente a questo tipo di prove dovrà anche essere caratterizzata la risoluzione temporale del sistema di acquisizione.

Alcune forti indicazioni in merito ai primi due punti sono comunque già state acquisite sulla base delle prove dirette effettuate sui prototipi della DAQ Board 1.0 che sono stati utilizzati come banco di prova per alcune delle soluzioni adottate nella nuova scheda. In particolare, per quanto riguarda la presenza di rumore nel segnale acquisito, si sono riscontrate delle caratteristiche relativamente soddisfacenti. Considerando che, per necessità, le modifiche sulla sezione di condizionamento dei segnali sono state attuate utilizzando dei fili da *wrapping* in modo evidentemente non ottimale rispetto alle tecniche di *routing* che possono essere utilizzate sul *master* della nuova scheda, il rumore sul segnale di acquisizione riscontrato, dell'ordine di 1 bit di conversione, fa molto ben sperare per la nuova versione della scheda.

Nell'ambito dei consumi, la DAQ Board 1.0 assorbe complessivamente circa 290 mA, che, tenendo conto della tensione di alimentazione di 3.3 V, corrispondono a circa 960 mW. Di questi, circa 180 mW sono da imputare ai due convertitori a 97.2 MHz. Per la DAQ Board 2.0 bisogna considerare l'aggiunta del sistema di modulazione e demodulazione dei segnali, che nella versione precedente doveva essere realizzato da una scheda esterna, ma anche l'utilizzo di una FPGA di più nuova generazione. I consumi aspettati per

la nuova versione dovrebbero quindi essere complessivamente assimilabili a quelli della versione precedente.

Per quanto concerne infine la stima della precisione temporale con cui gli eventi possono essere ricostruiti occorre considerare vari fattori. Sebbene il teorema di Nyquist garantisca una precisione virtualmente infinita, il *jitter* sul segnale di clock e il rumore introdotto dalla quantizzazione, introducono di fatto un'indeterminazione sui segnali ricostruiti.

Il *jitter* sul segnale di clock è generato sia dalle interferenze elettromagnetiche dovute ai vari segnali che circolano sulla scheda che dalla indeterminazione intrinsecamente introdotta dal PLL interno al DSP. I parametri costruttivi del DSP indicano che l'indeterminazione sul periodo del segnale generato nelle condizioni considerate è dell'ordine dei 100 ps, ovvero una quantità trascurabile. Per quanto riguarda invece il problema delle interferenze elettromagnetiche, la questione è rimandata al progetto del *master* della nuova scheda. Il rumore di quantizzazione è invece ineliminabile a meno di stravolgere il progetto del circuito di acquisizione.

In definitiva, comunque, l'indeterminazione temporale complessiva potrà essere stimata solo *a posteriori*, utilizzando generatori di segnale opportunamente studiati in modo da fornire impulsi periodici estremamente precisi e stabili e studiando la distribuzione temporale dei dati corrispondentemente acquisiti dalla DAQ Board. Indicazioni desunte da sistemi di acquisizione analoghi, sviluppati in questo stesso laboratorio, indicano che ci si potrà aspettare un'indeterminazione globale sul tempo di evento dell'ordine di 300 ps.

Esistono quindi numerosi punti su cui è necessario concentrare gli sforzi. Come sempre accade in quei campi come l'elettronica, in cui l'evoluzione delle tecnologie e degli strumenti è estremamente rapida, già da ora si sta comunque pensando a quali linee di progetto seguire per la versione 3.0 della DAQ Board. Il prossimo obiettivo che si sta prefigurando è in particolare quello di puntare all'essenzialità.

La scheda descritta in questo lavoro risulta infatti per alcuni versi eviden-

temente sovradimensionata rispetto ad alcuni degli scopi che si prefigge. Il sistema di slow control locale, ad esempio, è stato progettato tenendo conto delle ancora non completamente definite necessità a cui deve supplire, per cui sono stati aggiunti canali di comunicazione di utilizzo generale come la porta RS232 e i canali di acquisizione ausiliari. Quando le caratteristiche complessive dell'apparato saranno ulteriormente specificate, la potenza di calcolo offerta dal DSP risulterà probabilmente non necessaria, così come lo saranno alcuni dei canali di conversione ausiliari. La prossima versione della DAQ Board potrebbe quindi minimizzare fortemente i consumi e le dimensioni non integrando affatto il DSP, le funzioni essenziali del quale potrebbero essere demandate alla FPGA stessa e ad un PLL esterno. Eliminando il DSP, si limiterebbe inoltre la necessità di avere un gran numero di terminali della FPGA dedicati proprio alla comunicazione fra i due dispositivi, il che ridurrebbe ulteriormente le dimensioni del circuito stesso, semplificandone contemporaneamente il *routing*. La DAQ Board 1.0 consiste in una scheda quadrata di 10 cm di lato, mentre, principalmente a causa dell'aggiunta del LVDS Transceiver, la versione 2.0 consisterà probabilmente in una scheda rettangolare di circa 10x13 cm². Eliminando i componenti descritti potrebbe essere possibile quindi diminuire le già non grandi dimensioni della scheda, semplificandone l'alloggiamento nei moduli ottici. Si pensa infine che attraverso l'utilizzo di FPGA di nuovissima generazione si potrà arrivare a ridurre i consumi al disotto di 600 mW.

Bibliografia

- [1] K. Greisen. *Phys. Rev. Lett.*, 16:748, 1966.
- [2] G.T. Zatsepin and V.A. Kuzmin. *JETPh Lett.*, 4:78, 1966.
- [3] Ginzburg and Syrovatsky. *The origin of Cosmic Rays*. Pergamon Press, Oxford, 1964.
- [4] K. Greisen. Cosmic-ray showers. *An. Rev. Nucl. Science*, (10):63–108, 1960.
- [5] Markov M.A. Annual Conference on High Energy Physics at Rochester. 1960.
- [6] Greisen K. *An. Rev. Nucl. Science*, 10:63, 1960.
- [7] Greisen K. *An. Rev. Nucl. Science*, 10:1, 1960.
- [8] T.Stanev T.K.Gaisser, F.Halzen. Particle astrophysics with high energy neutrinos. *Phys. Rep.*, 258:173–236, 1995.
- [9] E. Waxman C. Distefano, D. Guetta and A. Levinson. Neutrino flux predictions for known galactic microquasars. *Astrophys. J.*, 575:378–383, 2002.
- [10] The dumand project web site. <http://www.phys.hawaii.edu/dmnd/dumand.html>.
- [11] AMANDA II Project - Official Site. <http://amanda.uci.edu/>.
- [12] Antares home page. <http://antares.in2p3.fr>.

- [13] Baikal group home page. <http://www.ifh.de/baikal/baikalhome.html>.
- [14] NESTOR INSTITUTE Neutrino Extended Submarine Telescope with Oceanographic Research. Web Site. <http://www.nestor.org.gr/>.
- [15] National Institute for Nuclear Physics and Netherland High Energy Physics, Amserdam. NIKHEF Web Site. <http://www.nikhef.nl>.
- [16] VLVnT Workshop, Technical Aspects of a Very Large Volume Neutrino Telescope in the Mediterranean Sea, October 5-8, 2003 NIKHEF, Amsterdam. <http://www.vlvnt.nl>.
- [17] A. Capone et al. Measurements of light transmission in deep sea with the ac9 trasmissometer. *Nucl. Instrum. Meth. A*, 487(3):423–434, July 2002.
- [18] G. Riccobene. Nemo: Neutrino mediterranean observatory. Astrophysical Sources of High Energy Particles and Radiation, Proceedings of the NATO Advanced Study Institute and 12th Course of the International School of Cosmic Ray Astrophysics, held in Erice, Italy, 10-12 November, 2000.
- [19] A. Capone and G. Riccobene. Measurements of optical properties in deep seawater for a mediterranean km-cube Čerenkov telescope. Workshop on methodical aspects for underwater neutrino telescopes, Hamburg, August 16-17, 2001.
- [20] F. Ameli, M. Bonori, and F. Massa. Measurement of optical background in the site for the NEMO KM³ undersea neutrino telescope. *The European Physical Journal C*, 25(1):67–75, 2002. Online publication: 26 July 2002. DOI 10.1007/s10052-002-1015-x.
- [21] NEMO Collaboration. Web Site. <http://nemoweb.lns.infn.it/>.
- [22] F. Ameli and M. Bonori. Considerations on data transmission systems for a km³ detector. In *VLVnT Workshop*. NIKHEF, Amsterdam, 2003.

Available at [http:
www.vlvnt.nl](http://www.vlvnt.nl).

- [23] F. Ameli. Synchronous Data Transmission Protocol for NEMO. In *VLVNT Workshop*. NIKHEF, Amsterdam, 2003. Available at [http:
www.vlvnt.nl](http://www.vlvnt.nl).
- [24] National Semiconductor. National Semiconductor LVDS Home Page. <http://www.national.com/appinfo/lvds>.
- [25] K. M. True. Long transmission lines and data signal quality. Technical Report AN-808, National Semiconductor, 1997.

Indice

1	Introduzione	3
1.1	La fisica dell'esperimento	4
1.2	Le principali esperienze	5
1.3	La collaborazione NEMO	7
2	Il progetto NEMO km³	9
2.1	La scelta del sito sottomarino	9
2.1.1	Proprietà ottiche dell'acqua	11
2.1.2	Misure del fondo ottico	12
2.1.3	La sedimentazione e il particolato	12
2.1.4	Misura delle correnti	13
2.2	La struttura del rivelatore	13
2.3	L'elettronica dell'apparato	16
2.3.1	Topologia dei collegamenti	16
2.3.2	Il piano	19
2.3.3	Il modulo ottico	21
2.3.4	La distribuzione dei segnali di temporizzazione e il sistema di comunicazione	22
2.3.5	Il Test Site	27
3	La DAQ Board: funzionalità	29
3.1	Interfacce e collegamenti	30
3.2	Caratteristiche dei segnali da acquisire	35
3.3	Trattamento e acquisizione dei segnali	36

3.3.1	Conversione nel dominio tempo-discreto	36
3.3.2	Digitalizzazione e compressione	38
3.3.3	Il trigger di livello zero	39
3.3.4	La FIFO	41
4	La DAQ Board: realizzazione circuitale	47
4.1	Schema a blocchi	47
4.2	La conversione A/D, l'AFE e il circuito di calibrazione . . .	50
4.2.1	La conversione A/D	50
4.2.2	L'analog front-end	52
4.2.3	Le tensioni di offset	60
4.2.4	Il circuito di calibrazione	62
4.3	Curva di calibrazione e curva di decompressione	66
4.3.1	Calcolo della caratteristica dell'elemento di compressione	67
4.3.2	Calcolo della curva di decompressione	69
4.4	La FPGA	72
4.4.1	Collegamenti con il LVDS Transceiver	72
4.4.2	Collegamenti con il DSP	73
4.4.3	Collegamenti con i convertitori A/D	73
4.4.4	Collegamenti con l'interfaccia Digital I/O	74
4.4.5	Schema a blocchi	74
4.4.6	Il packet formatter	76
4.4.7	Il packet parser	78
4.4.8	Il MOD/DEM	80
4.5	Il DSP e il sistema di slow control locale	85
4.6	Il LVDS Transceiver	88
4.7	La DAQ Board 1.0	94
5	Il software	97
5.1	Le funzioni del programma DAQ Control	98
5.1.1	Interfaccia utente	98
5.1.2	I comandi	99

INDICE	155
5.1.3 Le macro	102
5.2 L'architettura del programma DAQ Control	113
5.3 Gli script MATLAB	117
5.3.1 Lo script CREATEDeCompressionCurve	117
6 L'elemento di compressione	129
6.1 Soluzione basate sui diodi	131
6.2 Soluzioni basate sui transistori	136
6.3 La scelta dell'elemento di compressione	142
7 Conclusioni e sviluppi futuri	145
Bibliografia	149
Indice	151

Questa tesi è stata scritta in L^AT_EX