

Gianni Tonioni

Studio e sviluppo di un sistema di
interrogazione di Fiber Bragg Grating
Sensors implementato tramite Array
Waveguide Gratings



UNIVERSITÀ DI PISA

Primo Relatore: Prof. Roberto Roncella

Secondo Relatore: Prof. Fabrizio Di Pasquale

RINGRAZIAMENTI

Dopo un progetto così complesso, che molto ha influito sulla mia crescita accademica e professionale, tante sono le persone che vorrei ricordare in questa pagina.

Innanzitutto, vorrei ringraziare i miei relatori, Prof. Roberto Roncella e Prof. Fabrizio Di Pasquale, che mi hanno guidato nello studio e nella progettazione dell'intero sistema di misura oggetto di tale tesi: senza le loro correzioni, i loro spunti e le loro soluzioni alle problematiche che sono progressivamente sorte, non sarei giunto ad alcun risultato significativo. Soprattutto ho potuto acquisire conoscenze applicative e progettuali in un campo, quello dell'ottica, per me prima quasi ignoto, arricchendo di nuove proficue competenze il mio bagaglio culturale.

Devo poi esprimere grande riconoscenza a tutto il team di ricerca del Prof. Fabrizio Di Pasquale, che ha creato un ambiente di lavoro veramente accogliente, stimolante e produttivo: il Dott. Gabriele Bolognini, il Dott. Stefano Faralli, l'Ing. Alessandro Signorini e l'Ing. Tiziano Nannipieri con la loro disponibilità e competenza sono stati un sostegno costante. Soprattutto devo riconoscere che i buoni risultati a cui è pervenuto questo progetto devono ai contributi di Tiziano e Alessandro discreta parte della loro esistenza.

Questa tesi chiude un'esperienza fondamentale e stupenda della mia vita: vorrei quindi ringraziare chi mi ha guidato attraverso essa, anche se le poche righe di questi paragrafi rischiano di essere riduttive.

Certamente riconosco alla mia famiglia e a mio nonno Giulio di avermi aiutato e consigliato in tutte le prove che ho avuto questi cinque anni: a loro va e andrà sempre tutta la mia gratitudine per avermi materialmente e psicologicamente permesso di raggiungere questi obiettivi.

Ringrazio di tutto cuore Chiara, per avermi sopportato e rincorato nei momenti difficili, sdrammatizzato le mie eccessive preoccupazioni e donato sempre il suo inestimabile e ormai indispensabile affetto; spero che sia solo uno dei primi traguardi che raggiungeremo insieme.

Tributo tutta la mia gratitudine a Mariagrazia e Don Alvaro, i quali, anche se negano, sanno bene che non sarei giunto a questi obiettivi senza il loro aiuto.

Esprimo riconoscenza a tutti i miei amici di Arezzo: uno dei più belli obiettivi che abbia potuto raggiungere in questi cinque anni di vita pisana è stato poter mantenere la loro preziosa amicizia.

E infine, ringrazio tutti i miei amici della Scuola Superiore Sant'Anna: se c'è una

piccola nota di tristezza dietro questa grande gioia è la paura di perdere contatto con questa splendida comunità senza uguali.

INDICE

Indice	iii
Elenco delle figure	vi
1 Introduzione	1
1.1 La tecnologia dei <i>Fiber Optic Sensor</i>	1
1.1.1 Classificazione dei sensori a fibra ottica	2
1.1.2 Modalità di interrogazione multipla	4
1.2 <i>Fiber Bragg Grating Technology</i>	5
1.2.1 La fotosensibilità e i processi di scrittura su fibra	5
1.2.2 Principio di funzionamento	8
1.2.3 Due esempi reali	10
1.2.4 <i>Fiber Bragg Grating Sensors</i>	11
1.2.5 I punti di forza dei <i>FBG sensors</i>	13
2 Metodologie di interrogazione di <i>Fiber Bragg Grating Sensors</i>	15
2.1 Principi generali	15
2.1.1 Alcuni esempi	16
2.1.2 Metodi generali di interrogazione	17
2.2 Esempi di modalità di interrogazione	18
2.2.1 Filtro in ricezione accordabile	18
2.2.2 Sorgente accordabile	22
2.2.3 Rilevazione parallela dell'intero spettro	23
2.2.4 Uso di interferometri	26
2.2.5 Altri metodi di interrogazione	27
2.3 Considerazioni generali	30
3 Interrogazione di un array di <i>Fiber Bragg Grating Sensors</i> usando <i>Array Waveguide Gratings</i>: il sistema ottico	32
3.1 Principi generali e studio della letteratura	32
3.1.1 <i>L'Array Waveguide Grating</i>	32
3.1.2 Esempi di applicazione	35

3.2	Interrogazione di un <i>array</i> di <i>FBG</i> usando due <i>AWG</i> : il modello . . .	37
3.2.1	Modellizzazione dei componenti e del sistema	37
3.2.2	Funzione di interrogazione	39
3.3	Interrogazione di un <i>array</i> di <i>FBG</i> usando due <i>AWG</i> : la realtà	42
3.3.1	Scelta degli <i>AWGs</i>	42
3.3.2	La sorgente	45
3.3.3	I <i>gratings</i>	50
3.3.4	I fotorivelatori	60
3.4	Il <i>set-up</i> e considerazioni generali.	62
3.4.1	Il <i>set-up</i>	62
3.4.2	Considerazioni finali sul sistema ottico	65
4	Il progetto elettronico: la scheda di acquisizione dati	66
4.1	Peculiarità dei segnali da elaborare e obiettivi	66
4.2	Schema a blocchi del sistema di acquisizione	68
4.2.1	Il modulo di acquisizione del singolo canale	68
4.2.2	La struttura complessiva	69
4.3	Analisi dettagliata del sistema elettronico: l'amplificazione e il con-	
	dizionamento del segnale.	71
4.3.1	Il <i>TranImpedanceAmplifier</i>	71
4.3.2	Modifica della tensione di modo comune	73
4.3.3	L'amplificatore da strumentazione a guadagno fisso	75
4.3.4	Lo stadio a guadagno variabile e di compensazione dell'offset	78
4.3.5	Il filtro e il buffer di uscita	82
4.4	Analisi dettagliata del sistema elettronico: la conversione dei se-	
	gnali e dei comandi.	85
4.4.1	Il convertitore analogico digitale	85
4.4.2	Il convertitore digitale analogico	89
4.5	Aspetti generali e tecnologia della <i>printed circuit board</i>	91
4.5.1	L'alimentazione	92
4.5.2	Placement e Routing	94
5	Il progetto elettronico: il sistema digitale di elaborazione dei dati	100
5.1	Il PIC 32	101
5.1.1	PIC32MX USB Starter Board	102
5.2	Collaudo scheda	104
5.2.1	Cenni ai software usati per il collaudo	104

5.2.2	Collaudo dei singoli componenti e del sistema complessivo	106
5.3	Prova di misura in temperatura	116
6	Conclusioni e sviluppi futuri	119
6.1	Il sistema ottico	119
6.2	Il sistema elettronico	120
6.2.1	Il condizionamento e la conversione del segnale	120
6.2.2	La scheda di controllo	121
6.3	Il collaudo della scheda e un test di misura	121
6.3.1	Un test di misura	122
6.4	Possibili applicazioni e sviluppi futuri	122
	Bibliografia	123

ELENCO DELLE FIGURE

1.1	Tipologie di sensori a fibra ottica intrinsechi. Fonte:[2]	3
1.2	Tipologie di sensori a fibra ottica estrinsechi. Fonte:[2]	3
1.3	Tipologie di sensori a fibra ottica: (a) puntuale; (b) intrinseco distribuito; (c) quasi distribuito. Fonte:[1]	4
1.4	Sviluppo del settore dei sensori a fibra ottica distribuiti nel corso degli anni.	4
1.5	Una <i>phase mask</i> utilizzata proprio per la produzione di <i>Fiber Bragg Gratings</i> .	7
1.6	Schema semplificato di scrittura di grating tramite <i>phase mask</i> . E' evidenziato come gli ordini di diffrazione +1 e -1 comprendono la maggior parte della potenza incidente. Fonte: [16]	7
1.7	(A) Rappresentazione concettuale di una fibra su cui è iscritto un grating di periodo Λ . (B) Andamento semplificato dell'indice di rifrazione rispetto la lunghezza. (C) Spettro di assorbimento e trasmissione di un comune segnale	8
1.8	Riflettività di picco rispetto la lunghezza del grating parametrizzata a diversi δn . Fonte:[13]	9
1.9	Banda del grating rispetto la sua lunghezza parametrizzata a diversi δn . Fonte:[13]	10
1.10	Risposta spettrale in riflessione del grating della FOS&S. Vengono riportati i valori del picco principale, del primo lobo laterale e il valore del fondo di riflettività a circa 2nm dal valore massimo. La banda è di 100nm.	11
1.11	Risposta spettrale in riflessione del grating della FIBER SENSING. Vengono riportati i valori del picco principale, del primo lobo laterale e il valore del fondo di riflettività a circa 2nm dal valore massimo. La banda è di 150nm.	12
2.1	Esempio di applicazioni di <i>Fiber Bragg Grating Sensors</i> in ambito ferroviario. Fonte:[8]	16

2.2	Esempio di applicazioni di <i>Fiber Bragg Grating Sensors</i> a un binario ferroviario. Fonte:[11]	17
2.3	Schema di principio di un'interrogazione con modalità TDM. Fonte:[10]	18
2.4	Schema di principio di un'interrogazione WDM tramite un filtro <i>Fabry-Perot</i> .Fonte:[10]	19
2.5	Schema di principio di un'interrogazione WDM/SDM tramite un filtro <i>Fabry-Perot</i> con più canali di acquisizione. Fonte:[7]	20
2.6	Schema di principio di un'interrogazione WDM tramite una pluralità di FBG accoppiati con i sensori su fibra. Fonte:[12]	21
2.7	Il SE600 della FOS&S	21
2.8	Le specifiche del SE600 della FOS&S	22
2.9	Il laser accordabile della MICRON OPTICS ottenuto retroazionando un <i>Semiconductor Optical Amplifier</i> tramite un <i>Fiber Fabry Perot Filter</i>	23
2.10	Il set up semplificato implementato da MICRONOPTICS. Fonte:[21]	23
2.11	Le specifiche di alcuni strumenti della MICRONOPTICS	24
2.12	L'Sm130 della <i>Micron Optics</i>	24
2.13	Schema di principio di un'interrogazione di grating tramite un elemento diffrattivo e un array di rivelatori. (Per gentile concessione dell'Ing. Tiziano Nannipieri)	25
2.14	Il <i>Wave Capture FBG Interrogation Analyzer</i> della BAYSPEC	25
2.15	Le specifiche del <i>Wave Capture FBG Interrogation Analyzer</i> della BAYSPEC	26
2.16	IMON INTERROGATION MONITOR della IBSEN PHOTONICS	26
2.17	Schema di principio di un'interrogatore basato su una tecnica interferometrica. Fonte:[7]	27
2.18	Schema di principio di un'interrogatore basato su un <i>wavelength division coupler</i> . Fonte:[18]	28
2.19	L'interrogatore OS-SMBI-03-04-50 della OPTOSMART	28
2.20	Schema di principio dell'interrogatore della OPTOSMART basato su un filtro lineare. Fonte:[11]	29
2.21	Le specifiche del modello OS-SMBI-03-04-50 della OPTOSMART	29
2.22	<i>Insertion loss di un Macrobend fiber filter</i> di raggio 10.5 mm a seconda del numero delle spire. Fonte: [20]	30
2.23	Schema di principio di un'interrogatore basato su un <i>macrobend fiber filter</i> . Fonte: [20]	30
3.1	Schema di principio di un <i>array waveguide grating</i> . Fonte: [24]	33

3.2	Grafico dell' <i>insertion loss</i> di un AWG costituito da 40 canali distanziati 100 Ghz l'uno dall'altro, forma gaussiana dello spettro. Modello APDMK1100 ENABLENCE	34
3.3	Schema di principio del primo approccio di un interrogatore di FBG usando AWG. Fonte:[24]	35
3.4	Rappresentazione schematica degli spettri in riflessione di un FBG larga banda sovrapposto a quello in trasmissione di un AWG a banda stretta. Fonte:[26]	36
3.5	Grafico dell'errore di misura rispetto la banda dell'FBG parametrizzato a diverse spaziature di canale dell'AWG. Fonte:[26]	36
3.6	Rappresentazione schematica della trasmittività di canali 'adiacenti' di AWG e di FBGs posti a lunghezze d'onda intermedie . Fonte:[28]	39
3.7	Misura della trasmittività di canali 'adiacenti' di AWG e di un FBGs posto a lunghezza d'onda intermedia	42
3.8	L'AWG dell'ENABLENCE	44
3.9	Specifiche dell'AWG DWDM-G-200G-1-16-C-ITC-C001 dell'ENABLENCE 44	
3.10	Rappresentazione dell' <i>insertion loss</i> di un canale reale dell'AWG utilizzato e di una gaussiana con uguale FWHM e valore di trasmittività di picco.	46
3.11	Rappresentazione della densità spettrale dell'emissione spontanea amplificata di un EDFA	47
3.12	Diagramma esplicativo del fenomeno di emissione stimolata, di emissione spontanea e di assorbimento	47
3.13	Un EDFA della IPG PHOTONICS assai simile a quello utilizzato nel progetto.	48
3.14	Rappresentazione della densità spettrale dell'emissione spontanea amplificata di un SOA	48
3.15	Il SOA della COVEGA con il caratteristico package a 14 pins	49
3.16	Rappresentazione della densità spettrale dell'emissione dell'EDFA avvenute in input l'emissione spontanea amplificata di un SOA	49
3.17	Caratteristiche del grating utilizzato della <i>Fiber Sensing</i>	50
3.18	Rappresentazione della riflettività <i>normalizzata</i> effettiva di un grating e di una gaussiana avente banda di 0.4 nm, pari riflettività di picco e piedistallo dell' FBG rappresentato	51
3.19	Densità spettrale della sorgente nella banda usata per la simulazione	52

3.20	Diagramma della funzione di interrogazione ottenuta usando lo spettro effettivo (blu) del grating e una gaussiana di banda 0.4 nm, ma di pari riflettività di picco e rumore di fondo	52
3.21	Diagramma della funzione di interrogazione ottenuta usando lo spettro effettivo (blu) del grating e della retta di interrogazione teorica (rosso)	53
3.22	Diagramma della differenza tra la funzione di interrogazione ottenuta usando lo spettro effettivo del grating e della retta di interrogazione teorica	54
3.23	Diagramma dell'errore <i>relativo</i> rispetto lo <i>shift</i>	54
3.24	Densità spettrale di potenza in uscita dei canali dell'AWG oggetto della simulazione, nel caso in cui un grating sia posto all'incirca nel punto medio tra le loro lunghezze d'onda di picco. Le frecce indicano una forma spettrale che ricalca la trasmittività del canale stesso del AWG.	55
3.25	Diagramma della funzione di interrogazione ottenuta usando lo spettro effettivo (blu) del grating e della retta di interrogazione teorica (verde)	56
3.26	Diagramma dell'errore <i>relativo</i> tra la nuova funzione di interrogazione ottenuta usando lo spettro effettivo del grating e della retta di interrogazione teorica.	57
3.27	Simulazione compiuta su due grating posti a lunghezze d'onda di Bragg diverse	58
3.28	Funzione di interrogazione riferita al primo FBG (blu) e al secondo FBG (rosso)	59
3.29	Errore tra la funzione di interrogazione riferita al primo FBG e al secondo FBG se il <i>channel spacing</i> fosse costante	60
3.30	Uno dei grating della FIBER SENSING atto a misurare lo strain.	60
3.31	I <i>pins</i> della PD-LD INC.. Il modello utilizzato per la nostra applicazione è quello connettorizzato FC/APC con <i>pigtail</i>	61
3.32	Diagramma della <i>responsivity</i> del PIN utilizzato nella nostra applicazione.	61
3.33	Set-up complessivo del sistema ottico.	63
3.34	Un esempio di circolatore con schema di principio	64
3.35	Un esempio di isolatore. La freccia indica il verso in cui può passare la radiazione luminosa.	64
3.36	Un esempio di splitter 50/50	64

4.1	Schema a blocchi di acquisizione di un segnale ottico in uscita dal canale di un AWG.	68
4.2	Schema a blocchi dell'intera scheda di acquisizione e dei collegamenti funzionali	70
4.3	Schema elettrico interno del SA5211	72
4.4	Transcaratteristica ingresso-uscita del SA5211	73
4.5	Tensione di offset in uscita in base alla temperatura ambiente del SA5211	73
4.6	Schema a blocchi funzionali dell'ADA4950-2	74
4.7	Rappresentazione schematica dell'AD8032	75
4.8	Rappresentazione schematica del blocco a modifica del modo comune	75
4.9	Rappresentazione schematica dell'AD8224	76
4.10	Rappresentazione di principio dello schema elettrico dell'AD8224 . . .	76
4.11	Grafico dei valori possibili in uscita in base al modo comune in ingresso, rispetto varie condizioni di utilizzo, dell'AD8224	77
4.12	Grafico della massima tensione possibile in uscita in base alla corrente erogata	78
4.13	Rappresentazione schematica dell'amplificatore da strumentazione a guadagno fisso con offset imposto	79
4.14	Rappresentazione funzionale del potenziometro digitale AD5252 . . .	79
4.15	Rappresentazione della struttura equivalente interna del potenziometro digitale AD5252.	80
4.16	Schema del bus I^2C con 4 AD5252 collegati al bus.	81
4.17	Schema complessivo dello stadio a guadagno variabile e di compensazione dell'offset	82
4.18	Risposta in ampiezza e in fase del filtro di <i>Butterworth</i> utilizzato nell'applicazione	83
4.19	Schema circuitale di una cella di Sallen-Key passa basso	83
4.20	I primi otto polinomi di <i>Butterworth</i>	84
4.21	Schema funzionale del convertitore AD7689 dell'ANALOG DEVICES . .	86
4.22	DNL e INL nell'AD7689	87
4.23	Errore di offset e di guadagno nell'AD7689. Il nostro è il caso unipolare.	87
4.24	Il circuito equivalente funzionale interno del'AD7689	88
4.25	L'interfaccia SPI nel caso il master debba comunicare con più dispositivi indipendenti, come nel nostro caso.	88
4.26	Schematizzazione degli <i>shift registers</i> collegati ad anello implicati in una comunicazione SPI. MOSI e MISO sono i corrispondenti di SDO e SDI.	89

4.27	Schema funzionale dell'AD5668 dell'ANALOG DEVICES.	90
4.28	Diagramma, rispetto il codice trasmesso, della DNL e INL dell'AD5668, ANALOG DEVICES.	90
4.29	Schema funzionale interno dell'AD5668. (A) si riferisce al singolo canale. (B) è una rappresentazione dell'array di resistenze alla base del funzionamento complessivo.	91
4.30	Corrente assorbita in funzione della frequenza di campionamento nell'AD7689	93
4.31	Schema funzionale interno dell'LD1085V50	93
4.32	Schema applicativo dell'LD1085V50	94
4.33	Caratteristiche funzionali dell'LD1085V50	94
4.34	Esempio di package LFCSP: l'ADA4950-2	95
4.35	Disposizione dei componenti, rappresentati con il loro ingombro effettivo, sulla scheda	96
4.36	<i>Footprints</i> e piste del lato componenti	97
4.37	Fotografia del lato componenti della scheda reale	98
5.1	Schema a blocchi del PIC 32, MICROCHIP TECHNOLOGY.	101
5.2	La PIC32MX USB Starter Board, MICROCHIP TECHNOLOGY.	103
5.3	Lo schema a blocchi PIC32MX USB Starter Board, MICROCHIP TECHNOLOGY.	103
5.4	La PIC 32 I/O Expansion Board, MICROCHIP TECHNOLOGY.	105
5.5	Schema temporale dei segnali del DAC utilizzato e relativi valori delle temporizzazioni.	106
5.6	Uscita alla fine della catena di amplificazione (in ambra), con un segnale a 4000 Hz, valor medio 4 V, tensione picco-picco 2V (in blu, non in scala), posto a un capo di una resistenza da 2.51 M Ω . Il guadagno variabile è impostato a 4 e non sono compiute medie.	109
5.7	Uscita alla fine della catena di amplificazione (in blu), con un segnale a 3000 Hz, valor medio 4 V, tensione picco-picco 2V (in verde, non in scala), posto a un capo di una resistenza da 3.49 M Ω . Il guadagno variabile è impostato a 2 e sono state compiute 100 medie.	109
5.8	Uscita alla fine della catena di amplificazione (in blu), con un segnale a 3000 Hz, valor medio 4 V, tensione picco-picco 2V (in verde, non in scala), posto a un capo di una resistenza da 3.49 M Ω . Il guadagno variabile è impostato a 1.33 e sono state compiute 100 medie.	110

5.9	Uscita alla fine della catena di amplificazione (in blu), con un segnale a 5000 Hz, valor medio 4 V, tensione picco-picco 2V (in verde, non in scala), posto a un capo di una resistenza da 3.49 M Ω . Il guadagno variabile è impostato a 2 e sono state compiute 100 medie.	111
5.10	Modalità di interfacciamento SPI con l'AD7689. Nel primo caso la comunicazione avviene durante la conversione del dato, nel secondo caso durante l'acquisizione, nel terzo spazia tra le due.	112
5.11	I due segnali di prova per l'AD 7689: il primo a destra a 4 kHz, il secondo a sinistra a 3.5 kHz	112
5.12	Il segnale campionato e ricostruito a 3500 Hz.	113
5.13	Il segnale campionato e ricostruito a 4000 Hz.	114
5.14	Un segnale sinusoidale a 1000 Hz e un'onda quadra a 500 Hz in uscita dalla sezione analogica della scheda.	115
5.15	Il segnale sinusoidale campionato e ricostruito a 1000 Hz.	115
5.16	Il segnale onda quadra campionato e ricostruito a 500 Hz.	116
5.17	Misura in temperatura: raffronto tra retta di interrogazione teorica e campionatura reale.	118

Capitolo 1

INTRODUZIONE

1.1 La tecnologia dei *Fiber Optic Sensor*

Sin dagli anni '70 del passato secolo [1], le innovazioni tecnologiche che avevano avuto largo successo nel campo delle comunicazioni ottiche furono applicate a quello della sensoristica, che si avvale delle prime fibre a basse perdite e delle nuove sorgenti laser; oggi il campo dei *Fiber Optic Sensors* è un fiorente settore di ricerca industriale con una molteplicità di prodotti commerciali disponibili sul mercato.

Al di là delle varie tecnologie alla base di tali dispositivi, è bene subito chiarire che questi ultimi vengono adoperati con successo in ambienti o in situazioni in cui i sensori 'tradizionali' (che possono essere *strain gauges*, sensori potenziometrici, termometri più o meno comuni, termocoppie) sono impossibilitati a svolgere il loro compito o non è tecnologicamente conveniente il loro utilizzo. Tra i punti di forza dei *Fiber Optic Sensors* troviamo infatti:

- Immunità alle interferenze elettromagnetiche e alle scariche elettrostatiche, anche di elevata potenza.
- Capacità di utilizzo in ambienti privi di alimentazione elettrica o dove è necessario utilizzare materiali non conduttivi.
- Capacità di essere utilizzati in atmosfere altamente esplosive.
- Capacità di essere facilmente 'multiplexati' su una singola fibra.
- Capacità, per i sensori *distribuiti*, di fornire una misura di un fenomeno e contemporaneamente indicare la locazione di esso.
- Leggeri, compatti, minimamente invasivi, molto resistenti in ambienti difficili (pioggia, umidità, polvere, salsedine, brusche variazioni di temperatura...).

Ovviamente accanto a questi aspetti, bisogna ricordare l'alta tecnologia necessaria per garantirne il funzionamento e il costo solitamente maggiore rispetto i sensori tradizionali, destinato tuttavia a scendere quanto più tali dispositivi diventeranno diffusi.

1.1.1 Classificazione dei sensori a fibra ottica

Come indicato in [2], sono stati compiuti negli ultimi decenni più tentativi di classificazione, spesso prendendo spunto dai sensori di tipo tradizionale: i vari dispositivi sono stati parametrizzati secondo la grandezza misurata, lo schema di modulazione usato, la particolare tecnologia.

Tuttavia, per avere un'idea, anche se semplificata, del campo dove si muovono le nostre ricerche, merita riferirsi proprio a [2] e [1]. Innanzitutto i *Fiber Optic Sensors* sono scindibili in due classificazioni diverse; la prima è:

- **Intrinsechi:** il sensore è costituito da uno o più elementi della fibra ottica stessa.
- **Estrinsechi:** la fibra ottica è usata per trasportare la radiazione elettromagnetica al e dal dispositivo dove avviene la reale interazione con il misurando.

Per dare solo un'istantanea della varietà di sensori già implementati negli anni '90, anche solo in via pionieristica, basta osservare figura 1.1 e figura 1.2 presenti in [2]. La seconda classificazione (Figura 1.3) rappresenta un fattore di novità rispetto i sensori tradizionali:

- **Sensori puntuali,** posti alla fine della fibra di trasmissione; diviene quindi necessario disporre un collegamento diverso per ogni dispositivo.
- **Sensori distribuiti,** dove il misurando può trovarsi in qualsiasi punto della fibra stessa.
- **Sensori quasi-distribuiti,** dove i misurandi sono locati in posizioni predefinite lungo la fibra.

Riguardo il campo dei sensori distribuiti, caratteristico dei sensori a fibra ottica, possiamo citare ad esempio [3], che sfruttando un tipo di *scattering* anelastico all'interno della fibra ¹ riesce a rilevare, nelle ultime versioni di tale set-up, una

¹Stiamo parlando del *Raman Scattering*, dovuto all'interazione tra le vibrazioni molecolari e i fotoni, la cui intensità dipende fortemente dalla temperatura

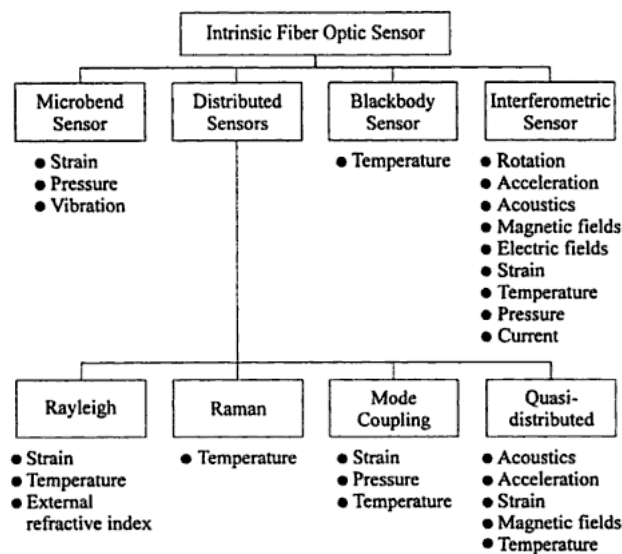


Figura 1.1: Tipologie di sensori a fibra ottica intrinsechi. Fonte:[2]

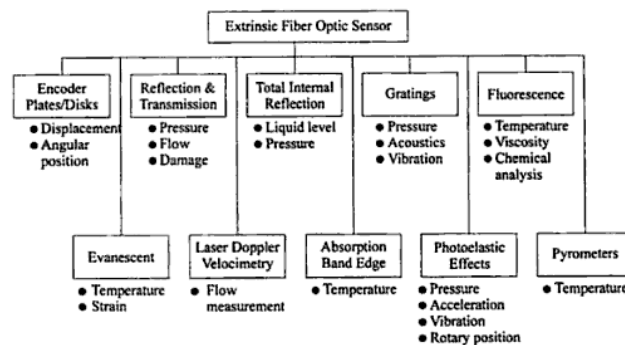


Figura 1.2: Tipologie di sensori a fibra ottica estrinsechi. Fonte:[2]

variazione di temperatura inferiore a ± 1.5 K locata in un punto qualsiasi di 20 km di fibra, con tempo di misura minore di 20 s.

Per comprendere il formidabile sviluppo del settore tecnologico in cui ci accingiamo ad entrare, basta consultare [5]; alcune conclusioni di esso sono ben riassunte in figura 1.4.

Si evince immediatamente come nei settori presenti in tale figura, che spaziano ad esempio dagli oleodotti e dalle raffinerie a rivelatori sismici militari, è possibile individuare applicazioni che per la loro natura (o per l'ambiente difficile, o per la presenza di disturbi elettromagnetici, o per usufruire del carattere distribuito o infine per la distanza del misurando dalla centrale di controllo) sono obbligati a ricorrere a sensori diversi rispetto a quelli tradizionali e si prestano ad ospitare sensori a fibra ottica.

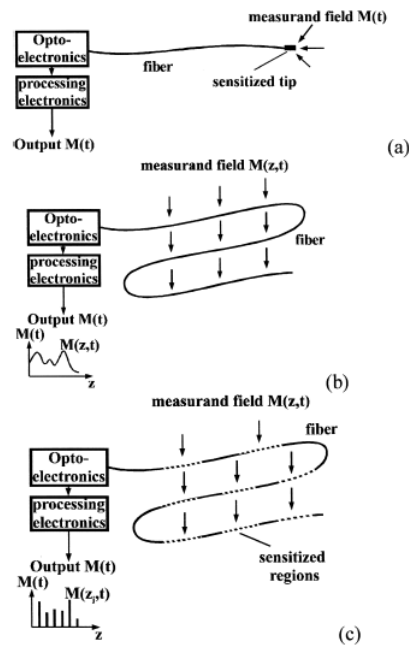


Figura 1.3: Tipologie di sensori a fibra ottica: (a) puntuale; (b) intrinseco distribuito; (c) quasi distribuito. Fonte:[1]

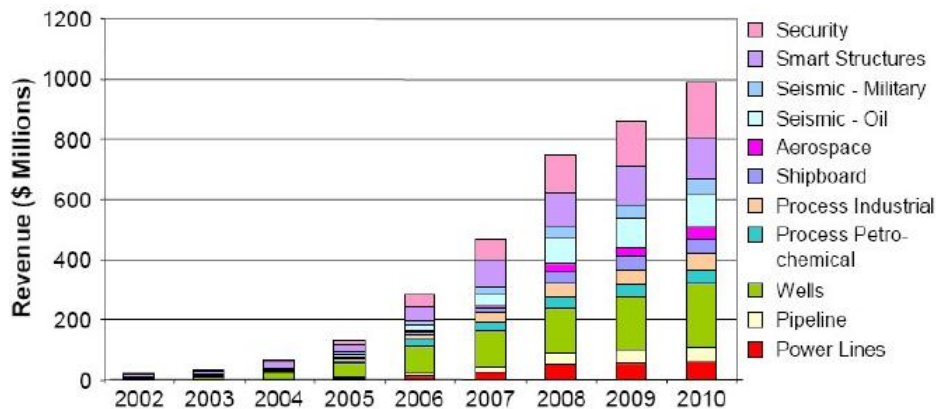


Figura 1.4: Sviluppo del settore dei sensori a fibra ottica distribuiti nel corso degli anni.

1.1.2 Modalità di interrogazione multipla

E' interessante, al fine di comprendere alcune scelte nel nostro progetto, soffermarci sulle modalità principali con cui possiamo interrogare, con un singolo sistema sorgente e un singolo sistema di ricezione, una molteplicità di sensori.

- *WDM (wavelength division multiplexing) scheme*: tipica proprio dei *Fiber Bragg Gratings*, sfrutta la capacità dei vari dispositivi sensoristici di rispondere alle diverse lunghezze d'onda della sorgente usata nel sistema di misu-

ra, la cui banda determina primariamente il numero di sensori interrogabili.

- *TDM (time division multiplexing) scheme*: si basa sulla capacità di separare nel tempo la risposta di un sensore da quella di un altro, grazie spesso a una sorgente impulsata e a un rapido sistema di ricezione. I sensori distribuiti come in [3] sono una versione *sui generis* di tale schema di interrogazione.
- *SDM (spatial division multiplexing) scheme*: consiste semplicemente nell'usare più fibre dove alloggiare i sensori e nello scegliere quale canale interrogare tramite un comune *switch* ottico. Molto utilizzata nel campo dei sensori puntuali.

Ovviamente, seppur complesso tecnologicamente, è possibile combinare le tecniche esposte sopra e moltiplicare considerevolmente il numero di sensori facenti parte del sistema.

In questi ultimi anni, proprio grazie alla semplicità di interrogazione multipla, al loro costo contenuto, alla loro capacità di misurare sia i cambiamenti di temperatura sia la deformazione spaziale del misurando, i *Fiber Bragg Gratings*, già fortemente presenti nel campo delle telecomunicazioni, stanno guadagnando sempre più campo nella sensoristica, sia nel settore della ricerca che nel settore commerciale. La sezione successiva di questo capitolo si propone proprio di chiarire le peculiarità di tale dispositivo e di mostrare come può diventare un eccellente sensore di deformazione e di temperatura.

1.2 Fiber Bragg Grating Technology

1.2.1 La fotosensibilità e i processi di scrittura su fibra

La fotosensibilità

La *fotosensibilità* è un cambiamento permanente nell'indice di rifrazione del *core* di una fibra ottica quando esposta a una radiazione di una particolare lunghezza d'onda e con intensità dipendente dal materiale stesso di cui è costituita la fibra[4].

Tale fenomeno, scoperto praticamente per caso negli anni '70 e ritenuto di scarsa rilevanza per un decennio, ha cominciato a suscitare grande interesse alla fine degli anni '80, quando fu osservato in una pluralità di tipi di fibre, quasi tutte drogate pesantemente con Germanio, che rimane ancora oggi il drogante più usato per tale tipo di applicazioni.

Esistono tutt'oggi varie teorie che tentano di spiegare compiutamente tale fenomeno, basato sui difetti che introduce nel reticolo molecolare l'immissione di biossido di Germanio insieme al comune tetraclorurosilano nei primi processi di formazione della fibra ottica²: tali difetti sono legati a una banda di assorbimento collocata solitamente tra i 240 nm e i 250 nm. Irradiando la fibra con radiazioni ultraviolette di tale lunghezza d'onda è possibile innescare processi che mutano localmente l'indice di rifrazione.

Esistono 4 tipi di *gratings* che si differenziano per le caratteristiche del materiale, del processo e del tempo di esposizione e che danno luogo a differenti riflettività e bande di riflessione [4]; va però subito evidenziato come tale proprietà, dovuta principalmente a portatori intrappolati in stati metastabili indotti dai difetti di cui parlavamo, è molto suscettibile alle alte temperature, che tendono a 'liberare' tali portatori e a farli tornare in uno stato non eccitato: i tipi più comuni di grating conservano le loro proprietà fino a 473 K, mentre alcuni possono resistere fino a 573 K. Ciò ovviamente può essere di vitale importanza per stabilire il range della temperatura di applicazione di tali sensori.

I processi di scrittura su fibra

Perché tali dispositivi diventassero di interesse commerciale, era necessario individuare un sistema affidabile ed economico per la loro produzione.

Poiché è necessario creare delle variazioni periodiche nell'indice di rifrazione, la radiazione ultravioletta che colpisce il *core* della fibra deve presentare delle frange periodiche di intensità, ottenute facendo interferire due radiazioni coerenti. Varie tecniche si sono succedute nel tempo: dai primi esperimenti, in cui le due radiazioni erano costituite da due fasci contro-propaganti all'interno della fibra, a complesse tecniche interferometriche[4].

Tuttavia, ciò che si è affermato commercialmente e di cui troviamo traccia in letteratura già dai primi anni '90 [25], è l'uso di *phase masks* (Figura 1.5), cioè di maschere incise via laser o tramite tecniche olografiche in modo tale che se colpite da una radiazione luminosa, due ordini di diffrazione (indicati solitamente con +1 e -1) trasmettono la maggior parte della potenza incidente (figura 1.6). Tali radiazioni vengono fatte interferire sulla superficie della fibra: indicando con σ l'angolo che formano con il raggio di ordine di diffrazione 0° ³, abbiamo che il

²Stiamo parlando della *Modified Chemical Vapor Deposition* alla base della formazione del *cylindrical preform* da cui verrà poi effettuato il *drawing* della fibra. Per maggiori informazioni si rimanda a [23].

³Quello che avremmo in una normale rifrazione, in assenza di un reticolo inciso

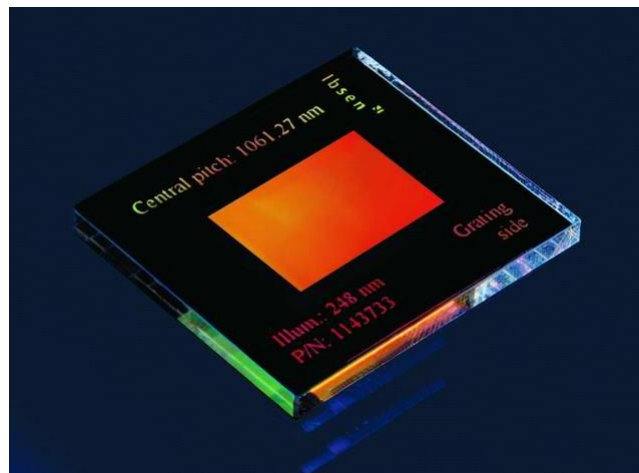


Figura 1.5: Una *phase mask* utilizzata proprio per la produzione di *Fiber Bragg Gratings*.

periodo di variazione dell'indice di rifrazione Λ è:

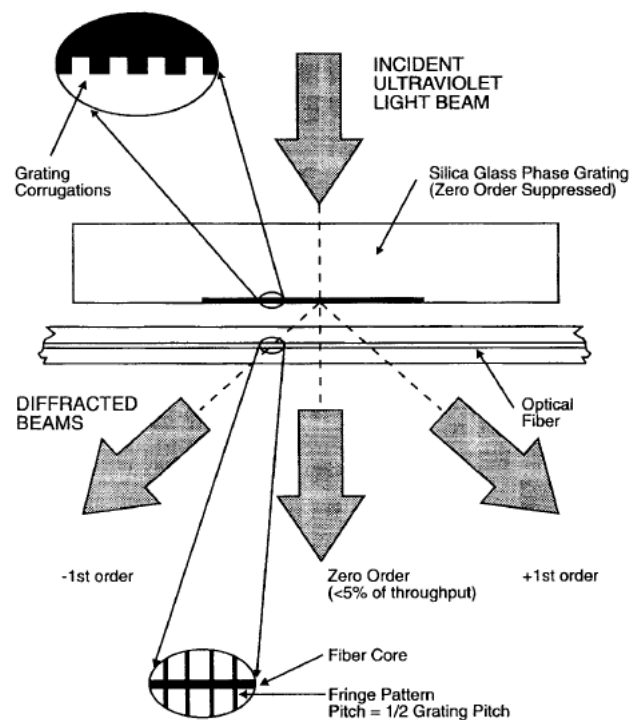


Figura 1.6: Schema semplificato di scrittura di grating tramite phase mask. E' evidenziato come gli ordini di diffrazione +1 e -1 comprendono la maggior parte della potenza incidente. Fonte: [16]

$$2\Lambda * \sin(\sigma) = \lambda_i$$

indicando con λ_i la lunghezza d'onda della radiazione incidente.

1.2.2 Principio di funzionamento

Nella sua forma più semplice, un *Fiber Bragg Grating* è una modulazione periodica dell'indice di rifrazione del *core* di una fibra singolo modo. (Figura 1.7, (A) e (B)) Immaginando di schematizzare il nostro *FBG* come una successione lunghi-

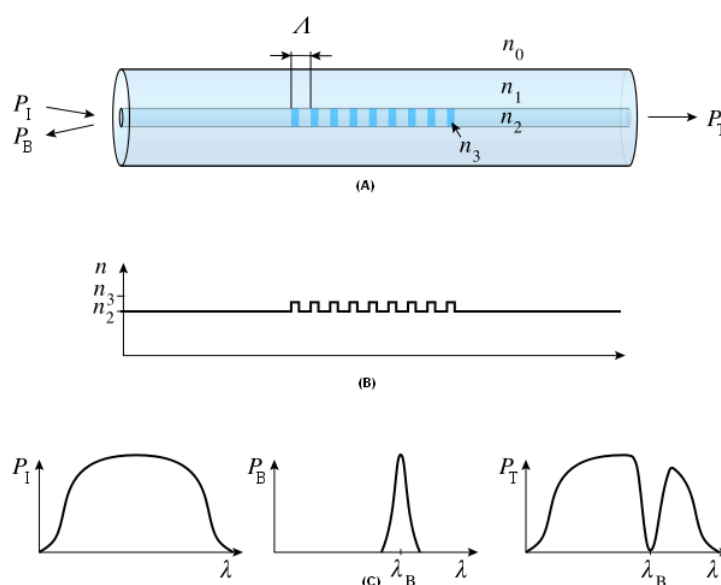


Figura 1.7: (A) Rappresentazione concettuale di una fibra su cui è iscritto un grating di periodo Λ . (B) Andamento semplificato dell'indice di rifrazione rispetto alla lunghezza. (C) Spettro di assorbimento e trasmissione di un comune segnale

sima di 'specchi' con periodo Λ , si può pensare che ognuno di essi rifletta una piccola porzione della radiazione luminosa incidente. Se la *condizione di Bragg* non viene soddisfatta, tali riflessioni finiscono progressivamente fuori fase e si annichilano vicendevolmente: solo la lunghezza d'onda λ_b , per cui viene rispettata la suddetta legge, viene riflessa.

La *condizione di Bragg* deriva dalla semplice conservazione della quantità di moto e dell'energia dei fotoni incidenti ed è:

$$\lambda_b = 2 * n_{eff} * \Lambda$$

Va subito detto che in una condizione non ideale sia la lunghezza, sia la variazione massima dell'indice di rifrazione Δn (il cui *range* va da 10^{-5} a valori maggiori di 10^{-3}) incidono fortemente sulla riflettività e sulla banda del filtro.

Immaginando di esprimere l'andamento dell'indice di rifrazione con:

$$n(z) = n_0 + \Delta n * \cos\left(\frac{2\pi z}{\Lambda}\right)$$

si può dimostrare [6], riguardo la riflettività di picco r_{max} , che:

$$r_{max} = \tanh^2\left(L * \frac{\pi * \Delta n * (1 - V^2)}{\lambda}\right)$$

dove V è la frequenza normalizzata⁴. Si nota quindi che la riflettività è crescente sia con la lunghezza del grating sia con Δn .

Riguardo la banda, su [4] viene fornita tale formula:

$$\Delta\lambda \propto \lambda_b * \left(\left(\frac{\Delta n}{2 * n_0}\right)^2 + \left(\frac{\Lambda}{L}\right)^2\right)^{0.5}$$

dove si nota che la banda diminuisce aumentando L fino ad arrivare ad un particolare valore per cui l'incremento di L non ha praticamente più effetto: ciò si spiega constatando che la radiazione luminosa con lunghezza d'onda attorno alla condizione di Bragg non riesce più a raggiungere la fine del grating (viene 'totalmente' riflessa prima) e quindi diviene irrilevante la sua estensione.⁵

Per meglio evidenziare tali concetti, si faccia riferimento alle figure 1.8 e 1.9 [13].

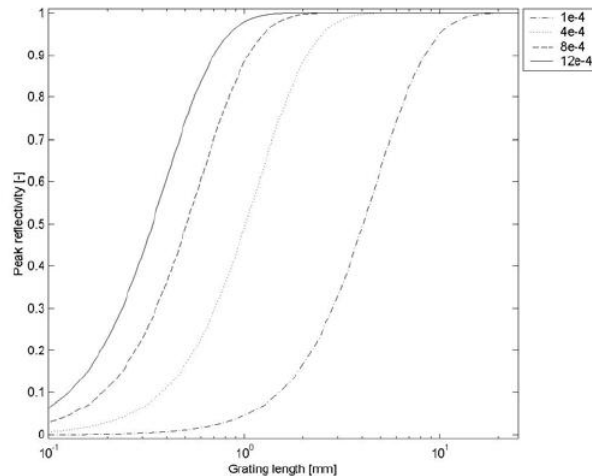


Figura 1.8: Riflettività di picco rispetto la lunghezza del grating parametrizzata a diversi δn . Fonte:[13]

⁴ $V = \frac{2 * \pi}{\lambda} * a * NA$, dove 'a' è il raggio del core e $NA = (n_{core}^2 - n_{clad}^2)^{0.5}$ è l'apertura numerica della fibra

⁵Stesso fenomeno di 'saturazione' avviene anche riguardo la riflettività.

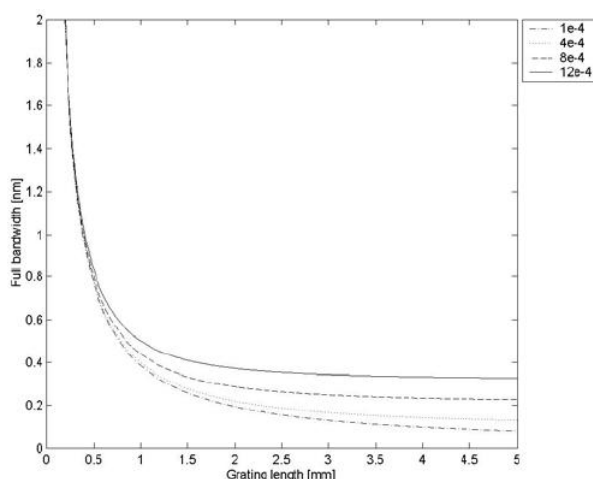


Figura 1.9: Banda del grating rispetto la sua lunghezza parametrizzata a diversi δn . Fonte:[13]

1.2.3 Due esempi reali

Poiché il nostro lavoro si propone anche di esaminare lo stato dell'arte della *Fiber Bragg Grating Sensor Technology*, riportiamo la riflettività di due grating ottenibili commercialmente.

Il primo (Figura 1.10) è un prodotto della FOS&S, un tipo di *Draw Tower Grating*, ottenuto cioè durante il processo di *drawing* della fibra dal *preform* iniziale. Ciò permette di evitare la spellatura del *coating* con successiva ricopertura, causa di un elevato indebolimento della fibra. Tuttavia, poiché la scrittura del grating viene ottenuta su una fibra in movimento, l'esposizione ai raggi UV può avvenire per un tempo di pochi nanosecondi e ciò causa una riflettività bassa, dal 10% al 20%. Per questa caratteristica tali grating, sebbene abbiamo una differenza tra il valore di picco e il 'fondo' della riflettività maggiore di 32 dB, si sono rivelati inutilizzabili per il nostro esperimento, poiché la potenza che giunge al rivelatore risulta troppo bassa.

Il secondo (Figura 1.11) è un prodotto della FIBER SENSING, probabilmente ottenuto tramite spellatura del coating e successiva ricopertura. Sebbene la riflettività sia molto più elevata (dal 60% al 70%), la forma dello spettro è molto più irregolare e problematico è il valore della riflettività di fondo, ben 10 volte maggiore, se comparata a quella di picco, rispetto il caso precedente. Poiché è il tipo di grating che useremo realmente con sensore all'interno del nostro sistema di misura, sarà una difficoltà a cui far fronte, tanto maggiore quanto più aumenta il numero di dispositivi interrogati.

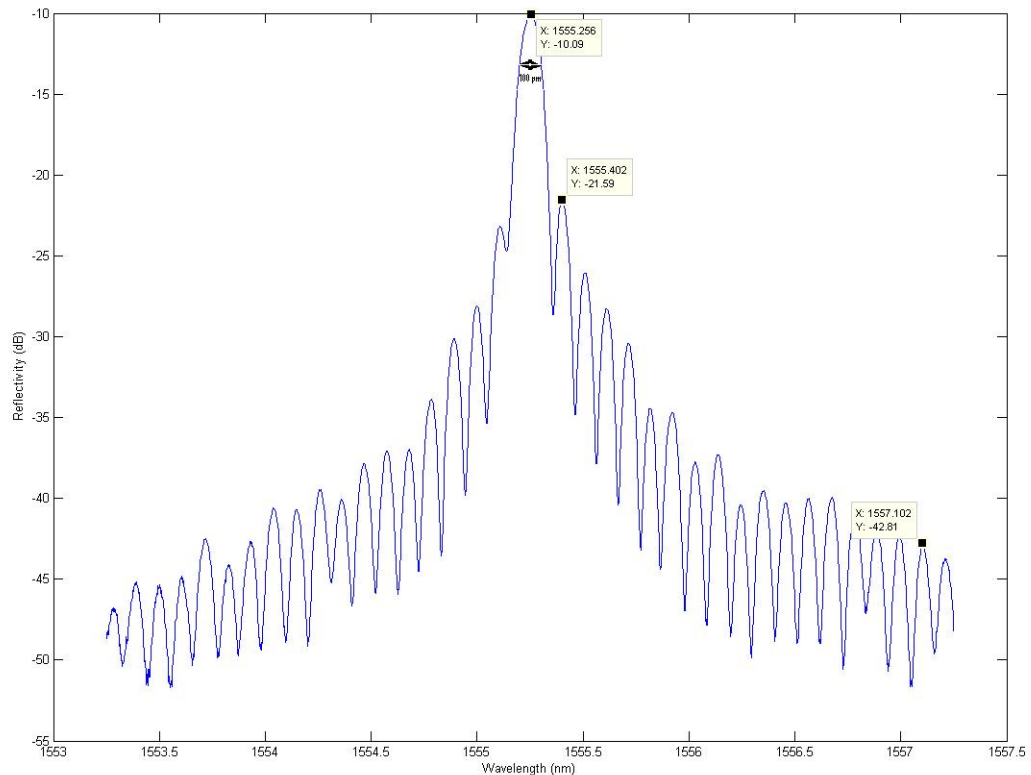


Figura 1.10: Risposta spettrale in riflessione del grating della FOS&S. Vengono riportati i valori del picco principale, del primo lobo laterale e il valore del fondo di riflettività a circa 2nm dal valore massimo. La banda è di 100nm.

1.2.4 Fiber Bragg Grating Sensors

Come abbiamo già precisato, i *Fiber Bragg Gratings* sono molto usati nel campo delle telecomunicazioni e per rendersi conto della loro versatilità basta consultare [16]. Tuttavia, in questa trattazione, ci interessa il loro utilizzo esclusivamente nel campo della sensoristica.

Considerando la condizione di Bragg:

$$\lambda_b = 2 * n_{eff} * \Lambda$$

si nota come il picco di riflettività dipende sia dall'indice di rifrazione efficace, sia dal *pitch* del grating, i quali sono affetti sia da cambiamenti nello *strain* che nella temperatura.

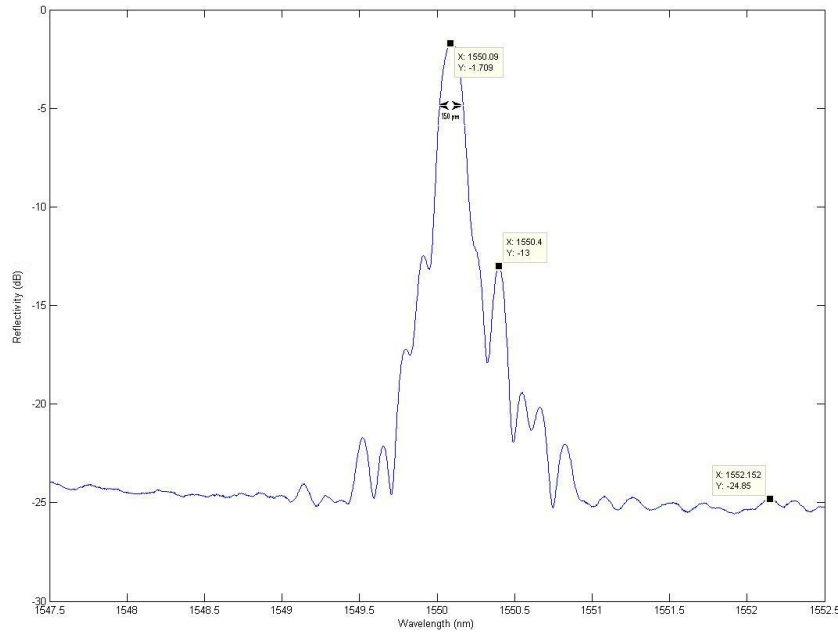


Figura 1.11: Risposta spettrale in riflessione del grating della FIBER SENSING. Vengono riportati i valori del picco principale, del primo lobo laterale e il valore del fondo di riflettività a circa 2nm dal valore massimo. La banda è di 150nm.

E' possibile infatti scrivere:

$$\Delta\lambda_b = 2 * \left[\Lambda \frac{\partial n_{eff}}{\partial l} + n_{eff} * \frac{\partial \Lambda}{\partial l} \right] * \Delta l + 2 * \left[\Lambda \frac{\partial n_{eff}}{\partial T} + n_{eff} * \frac{\partial \Lambda}{\partial T} \right] * \Delta T$$

Cambiamenti nello *strain* comportano variazioni sia nell'indice di rifrazione, sia nel *pitch*:

$$\Delta\lambda_b = \lambda_b * \left[1 - \frac{n^2}{2} * (p_{12} - \nu * (p_{11} + p_{12})) \right] * \frac{\Delta l}{l}$$

indicando con p_{12} e p_{11} i coefficienti di *Pockel* del tensore *strain-ottico* e ν il coefficiente di *Poisson*.

Quantitativamente, su [7] viene riportato:

$$\frac{1}{\lambda_b} * \frac{\delta\lambda_b}{\delta\epsilon} = 0.78 * 10^{-6} \mu\epsilon^{-1}$$

che corrisponde all'incirca a 1.2 pm di *shift* per microstrain a 1550 nm di lunghezza d'onda.

Cambiamenti di temperatura comportano dilatazione termica nel *pitch*, ma come

effetto dominante, anche variazioni nell'indice di rifrazione:

$$\Delta\lambda_b = \lambda_b * (\alpha_\Lambda + \alpha_n) * \Delta T$$

Quantitativamente, su [7] viene riportato:

$$\frac{1}{\lambda_b} * \frac{\delta\lambda_b}{\delta T} = 6.67 * 10^{-6} K^{-1}$$

che corrisponde all'incirca a 1 pm per 0.1 K di variazione a 1550 nm di lunghezza d'onda.

I grating riportati nella sezione precedente hanno all'incirca le sensibilità suddette, sia per quanto riguarda le variazioni di temperatura, sia per quanto riguarda le variazioni nella deformazione.

1.2.5 I punti di forza dei *FBG sensors*

In [19] c'è un semplice confronto tra le *strain gauges* elettriche e i *Fiber Bragg Grating Sensors*:

- Se vogliamo misurare la deformazione, la dipendenza dalla temperatura dell'informazione misurata è più pesante e più difficile da eliminare negli *FBGs* che nelle *strain gauges*; ovviamente diventa funzionale se vogliamo misurare la temperatura stessa.
- A differenza del corrispettivo elettrico, la caratteristica non subisce un *drift* temporale.
- A differenza del corrispettivo elettrico, si possono usare in atmosfere altamente esplosive, fortemente inquinate da radiazioni elettromagnetiche o saturate di umidità.
- Le *strain gauges* mostrano un andamento più lineare degli *FBG*.
- E' più semplice effettuare il *wiring* di una fibra ottica che dei conduttori funzionali all'utilizzo delle *strain gauges*.
- Ci vuole meno forza negli *FBG* per ottenere una trazione che nelle *strain gauges*.
- Gli *FBGs* necessitano solitamente di meno manutenzione rispetto i sensori di tipo tradizionale.

- Attualmente, la precisione garantita dalle *strain gauges* è maggiore; bisogna però tenere in considerazione che essa è una tecnologia in piena maturità, mentre quella degli *FBGs* deve ancora svilupparsi in tutte le sue potenzialità.

Come sottolineato in gran parte degli articoli che trattano dell'argomento, il principale vantaggio che offre l'uso dei *Fiber Bragg Gratings* come sensori è che l'informazione sul misurando è codificata nella lunghezza d'onda di picco riflessa: ciò significa che la misura non è affetta da variazioni di intensità dovute alla sorgente, alla fibra utilizzata, ai connettori e alle più disparate cause.

In più, dato lo spettro relativamente piccolo riflesso da ciascun sensore, possono facilmente essere *multiplexati WDM*, costituendo l'esempio principe di sensori 'quasi-distribuiti' di *strain* o di temperatura.

Il successo di tali dispositivi è dimostrato sia dalle ampie sezioni che vengono sempre più riservate nelle conferenze internazionali di ottica o di sensori in fibra, sia dalla preminenza nel mercato, rispetto agli altri tipi di tecnologie presentati in tali incontri.

Esistono una miriade di tecniche di interrogazione: nel capitolo successivo esamineremo le più note in letteratura e quelle usate commercialmente.

Capitolo 2

METODOLOGIE DI INTERROGAZIONE DI *Fiber Bragg* *Grating Sensors*

2.1 Principi generali

Le metodologie di interrogazione presenti in letteratura sono moltissime, ma solo un ristretto sottoinsieme è stato adottato commercialmente. Esse innanzitutto differiscono per gli scopi:

- Misure *statiche* o *quasi-statiche*: sono misure di segnali con una banda massima di 5 Hz. Sono tipicamente misure di temperatura o di deformazione statica o quasi statica. Di solito per esse si pretende un livello di accuratezza elevato.
- Misure *dinamiche*: misure di segnali con banda che può arrivare a decine di kHz. Sono tipicamente misure di vibrazioni, di risonanze o comunque di variazioni dinamiche di strain. Spesso non è necessaria un'elevata accuratezza.

Bisogna poi considerare che la sensibilità incrociata allo *strain* e alla temperatura è solitamente una difficoltà, poiché bisogna scindere i due effetti nello *shift* della lunghezza d'onda: ciò determina la necessità, se le variazioni delle due quantità non sono distinguibili in frequenza o nel tempo, di usare due grating sottoposti alla stessa temperatura ma in cui solo uno subisce la deformazione ¹. Sono tuttavia allo studio tecniche di analisi di segnali per risolvere tale problematica.

¹In poche parole sono due grating in serie, di cui solo uno è fissato meccanicamente al misurando.

2.1.1 Alcuni esempi

Per meglio comprendere le suddette tipologie di misure possiamo mostrare alcune applicazioni dei sensori.

Per esempio, in [8], alcuni *Fiber Bragg Grating Sensors* sono stati posti sulla carrozzeria di alcuni vagoni di un treno, per misurare i cambiamenti di temperatura e le deformazioni che possono derivare da situazioni di basso o elevato carico; tali sensori sono stati interrogati 10 volte al secondo riuscendo a garantire una risoluzione di $1 \mu\epsilon$ in questo tipo di misura che possiamo definire ‘quasi statica’. Sempre su tale articolo troviamo la figura 2.1, che riassume le applicazioni attuali o potenziali della tecnologia che stiamo studiando in ambito ferroviario.

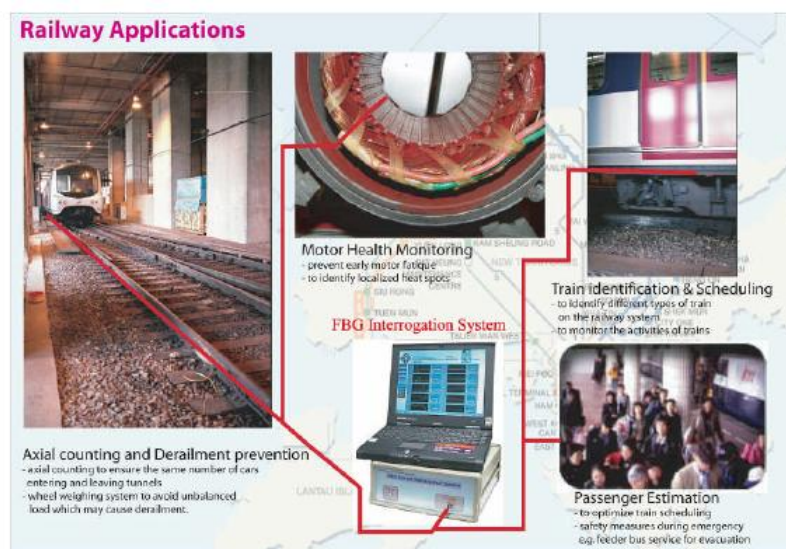


Figura 2.1: Esempio di applicazioni di *Fiber Bragg Grating Sensors* in ambito ferroviario. Fonte:[8]

Invece, in [10], un array di sensori è stato posto nelle strutture del *Tsing Ma Bridge* ad Hong Kong, per misurare quali tipi di vibrazioni e di deformazioni comporta il passaggio su tali strutture di treni o di traffico autostradale. La frequenza di interrogazione, poiché interessano anche le componenti a più alta banda e quindi una misura dinamica, viene fatta variare dalle centinaia di Hz alle decine di kHz. Nell’esempio riportato da [9], lo scafo composito di una nave militare è stato monitorato da 4 gratings, interrogati da un interferometro di *Mach-Zender* sbilanciato. Durante la navigazione sono state rilevate vibrazioni a varie frequenze, da 0.2 Hz a 200 Hz, dovute ai più disparati fenomeni, dall’impatto con il moto onduloso alle accelerazioni del motore. Ho segnalato tale articolo per l’interessante applicazione, nella processazione dei segnali, delle *Wavelet transforms*, formidabili-

le strumento per analizzare segnali non stazionari con componenti frequenziali transitorie. Abbiamo già accennato come l'analisi frequenziale in genere può essere veramente importante per permettere, con un solo grating, la distinzione tra variazioni di temperatura (lente) e di deformazione (più veloci).

Per finire, in [11], usando uno strumento in grado di interrogare fino a 4 grating a una frequenza di campionamento di 100 kHz, è stata fatta la rilevazione della risonanza di un pezzo di un binario ferroviario (Figure 2.2), atta a verificare, in caso di cambiamenti nella misura in successive eccitazioni meccaniche, se si sono verificate rotture o fratture nell'elemento sotto test.



Figura 2.2: Esempio di applicazioni di *Fiber Bragg Grating Sensors* a un binario ferroviario. Fonte:[11]

2.1.2 Metodi generali di interrogazione

Bisogna anzitutto precisare che nella nostra trattazione ci occupiamo di *Uniform Fiber Bragg Grating*, in cui il *pitch* rimane costante in tutta la lunghezza del sensore e i piani di riflessione sono perpendicolari all'asse della fibra.

Come specificato in [7], sono due le modalità alla base dell'interrogazione di *FBG* posti lungo lo stesso tratto di fibra, che eventualmente danno luogo a una terza possibilità:

- *Wavelength Division Multiplexing*: la modalità più comune, in cui ogni grating riflette una componente frequenziale diversa di una sorgente a largo spettro. Il numero di sensori interrogabili dipende dalla banda della sorgente e dallo shift massimo che possono avere le lunghezze d'onde di picco dei dispositivi; come indicato in [10] si può arrivare fino a 40 elementi interrogabili. Si usano per tali applicazioni *FBG* con alta riflettività ².

²Riflettività maggiore del 70%

- *Time Division Multiplexing*: usando grating a bassa riflettività ³, riflettenti a riposo la stessa lunghezza d'onda di picco, posti a distanze diverse lungo la stessa fibra, si adopera una sorgente impulsata, in modo tale che è possibile discriminare la risposta dei vari sensori dai differenti momenti in cui arriva l'impulso riflesso ⁴ (Figura 2.3). Generalmente, come indicato in [10], tale metodologia comporta una risoluzione nella misura dello *shift* dieci volte inferiore al metodo precedente. Vanno usati dispositivi a bassa riflettività per evitare riflessioni multiple tra sensori che originano interferenze che si sovrappongono temporalmente a segnali significativi.
- *TDM/WDM*: per moltiplicare il numero di sensori è possibile applicare congiuntamente i due sistemi. Ciò però complica il sistema di ricezione, che deve gestire lunghezze d'onda diverse in tempi diversi. Tuttavia, secondo [7], potrebbe essere possibile interrogare in tale maniera fino a un centinaio di dispositivi.

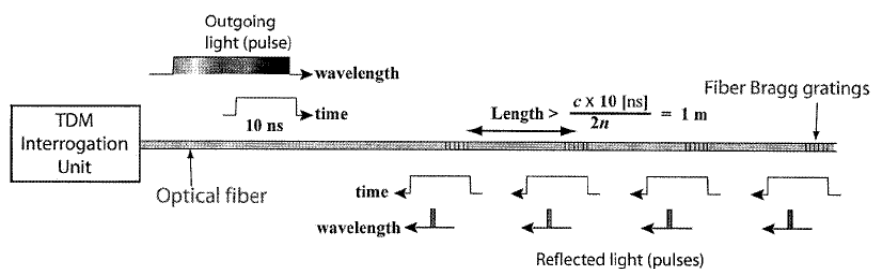


Figura 2.3: Schema di principio di un'interrogazione con modalità TDM. Fonte:[10]

2.2 Esempi di modalità di interrogazione

2.2.1 Filtro in ricezione accordabile

Una delle modalità più diffuse di interrogazione di un *array di FBG* in modalità *WDM* è l'uso di filtri ottici accordabili in lunghezza d'onda [7].

³Riflettività di pochi punti percentuali

⁴La distanza minima a cui possono risiedere i dispositivi dipende ovviamente dalla frequenza di campionamento del ricevitore, tenendo conto che in fibra 2 metri vengono percorsi in 10 ns

Utilizzo di un filtro Fabry-Perot

Per avere un'idea di principio, basta osservare la figura 2.4. Le varie lunghezze

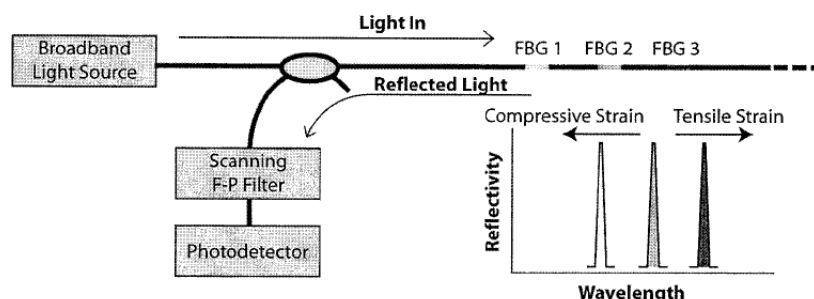


Figura 2.4: Schema di principio di un'interrogazione WDM tramite un filtro Fabry-Perot. Fonte:[10]

d'onda, provenienti da una sorgente a larga banda e riflesse dall'*array di FBG*, vengono indirizzate a un filtro FP. Gli specchi di tale filtro sono azionati da un attuatore piezoelettrico, che permette di accordare il dispositivo su diverse lunghezze d'onda e di completare uno *scanning* completo della banda dei segnali. In tal modo possono essere evidenziati i picchi di riflessione di quest'ultimi, con una precisione dipendente anche dalla risoluzione con cui riesco ad applicare una tensione ai capi dall'attuatore piezoelettrico⁵. La frequenza di aggiornamento deriva invece dalla velocità con cui riesco a compiere una scansione: su [7] viene supposta la possibilità teorica di arrivare fino a 1 kHz.

Per quanto riguarda il numero di sensori, tutto dipende dalla periodicità del filtro Fabry Perot utilizzato, cioè dal *Free Spectral Range*: immaginando di distanziare 3 nm le lunghezze d'onda di picco, con un $FSR = 50$ nm riesco a interrogare 16 grating. Tuttavia, usando opportuni *switches* e accoppiatori e abbassando a meno di 1 Hz la frequenza di campionamento, è possibile moltiplicare i canali di acquisizione⁶ e raggiungere un numero di sensori interrogabili di alcune decine. (figure 2.5).

L'uso di un filtro accordabile e quindi anche di un filtro Fabry Perot ha l'inconveniente di utilizzare nello stesso momento solo una ristretta banda dello spettro ottico: tenendo conto che la potenza riflessa da ogni grating è già una minima parte della luce incidente e che tale radiazione viene a sua volta filtrata, si può capire come sia necessario l'uso di sorgenti potenti e grating ad alta riflettività. In

⁵Su [7], si parla di una precisione di 0,8 pm

⁶Modalità *Spatial Division Multiplexing*

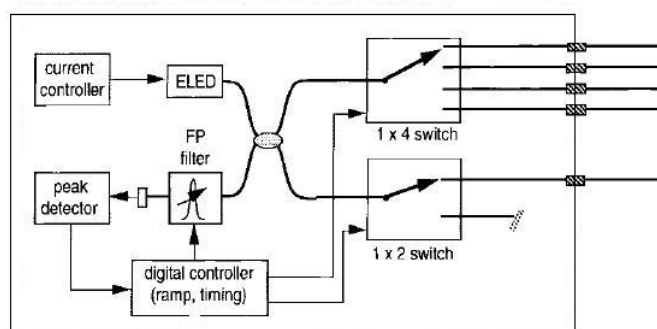


Figura 2.5: Schema di principio di un'interrogazione WDM/SDM tramite un filtro *Fabry-Perot* con più canali di acquisizione. Fonte:[7]

più, non sono possibili velocità di scansione atte a rilevare i fenomeni dinamici più rapidi.

Utilizzo di filtri basati su *Fiber Bragg Grating*

Un particolare tipo di filtro accordabile passabanda, sebbene in riflessione, è proprio un *Fiber Bragg Grating*. In [12] è presente l'idea di accoppiare, per quanto riguarda le sensibilità alla temperatura e allo strain e la lunghezza d'onda di Bragg, ciascun grating presente sulla fibra con un grating in ricezione, che riflette la radiazione luminosa su un fotodiodo (Figura 2.6). Posti i sensori in opera, un attuatore piezoelettrico azionato da una tensione a dente di sega esercita uno *strain* sui grating 'riceventi': quando il fotodiodo relativo a uno di essi rileva la potenza massima riflessa, significa che *FBG-sensore* e *FBG-ricevente* sono di nuovo sulla medesima lunghezza d'onda di Bragg. Da ciò ricavo lo *shift* spettrale della riflettività del dispositivo posto su fibra.

La risoluzione ottenuta è di $4\mu\epsilon$ a frequenze di qualche decina di Hz.

Oltre i problemi evidenziati in precedenza, relativi a qualsiasi filtro accordabile, è da segnalare la difficoltà tecnologica di accoppiare con precisione due grating⁷ oltre la scarsa capacità di *multiplexing*.

Un esempio commerciale

Spesso non è così scontato capire con quale tecnologia sono concepiti commercialmente i dispositivi di interrogazione di *FBG*, per ovvie ragioni di concorrenza. La nostra trattazione, volendo rimanere ancorata alla pratica della materia, si

⁷Teniamo conto che la lunghezza d'onda di Bragg a riposo degli esempi di grating forniti nel primo capitolo veniva fornita, a livello di specifiche, con una precisione di $\pm 200\text{pm}$.

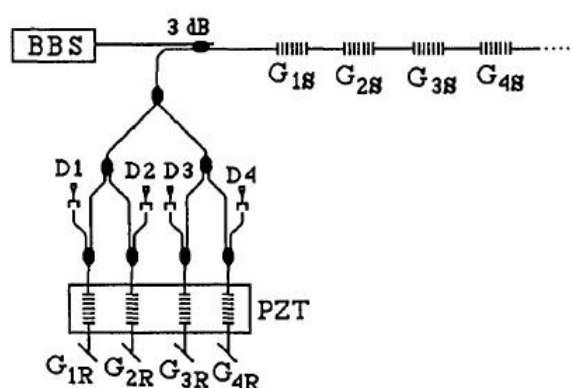


Figura 2.6: Schema di principio di un'interrogazione WDM tramite una pluralità di FBG accoppiati con i sensori su fibra. Fonte:[12]

propone comunque di carpire la maggior parte di informazioni dai *datasheet* presenti in rete. Nel campo dei filtri accordabili *Fabry Perot* possiamo riportare ad esempio il SE 600 della FOS&S, interessante anche per la sue dimensioni che lo rendono uno strumento portatile alimentato a batteria (Figura 2.7).



Figura 2.7: Il SE600 della FOS&S

Dalle specifiche (Figura 2.8) evinciamo che nella banda 1527-1567 nm⁸ potrebbe riuscire ad interrogare fino a 64 grating: ovviamente ciò significherebbe che i grating sarebbero spazati all'incirca 600 pm e avrebbero una dinamica assai limitata, anche se riuscissimo a garantire con precisione infinita la lor lunghezza d'onda di Bragg a riposo, cosa ovviamente impossibile.

L'accuratezza è di 10 pm mentre la frequenza di interrogazione è di 1 Hz: si presta quindi a misure di tipo statico - quasi statico.

⁸La banda della sorgente incorporata nello strumento

Parameter	Unit	Value
Wavelength range	nm	1527 - 1567
Wavelength accuracy ¹	pm	10
Wavelength repeatability ²	pm	< 1
Wavelength resolution	pm	1
Maximum number of FBGs	-	64
Scan rate	Hz	1
Source power	mW	> 2
Noise floor	dBm / 0.1 nm	< -60
Maximum peak intensity ³	dBm / 0.1 nm	> -30
Operating temperature	°C	0 to 40
Battery life	h	2
Optical interface	-	FC/APC

Figura 2.8: Le specifiche del SE600 della FOS&S

2.2.2 Sorgente accordabile

Su [14] viene riportata un'altra metodologia di interrogazione, che potremmo definire duale rispetto quella esposta precedentemente: l'uso di una sorgente accordabile a banda stretta e di un ricevitore a larga banda.

Ciò di solito permette di ottenere al ricevitore molto più potenza del caso precedente e quindi di aumentare considerevolmente la distanza di misura.

In più è possibile solitamente interrogare un numero di sensori maggiore, grazie alla vasta accordabilità di alcuni tipi di laser odierni.

Tale tecnologia è adottata dalla azienda leader mondiale nel settore degli *FBG sensors* e degli strumenti di interrogazione, la *Micron Optics*.

Il dispositivo che permette l'accordabilità del laser è un filtro di *Fabry Perot* su fibra, i cui 'specchi' riflettenti, in prima approssimazione, non son altro che le terminazioni di due fibre ottiche. Tale dispositivo, come mostrato dalla figura 2.9, costituisce la retroazione di un *Semiconductor Optical Amplifier*, in moda da formare un *ring laser* ad alta accordabilità⁹.

Tale sorgente fa ovviamente parte di un sistema con più canali, dove alloggianno i grating e di un sistema di ricezione a larga banda. (Figura 2.10)

Se consultiamo le caratteristiche (Figura 2.11) di un prodotto per misure dinamiche adoperante tale tecnologia, come l'SM130-500 (Figura 2.12), troviamo interessanti caratteristiche, come il numero assai elevato di sensori interrogabili per canale (fino a 80, con una dinamica ristretta però) ad una frequenza di 500 Hz (che diventano 1000 Hz in una versione superiore) e una stabilità nell'ordine dei 5 pm.

⁹ $FSR = 200 \text{ nm}$ stabilisce il range di accordabilità

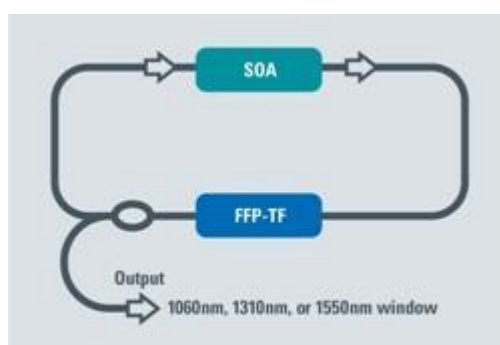


Figura 2.9: Il laser accordabile della MICRON OPTICS ottenuto retroazionando un *Semiconductor Optical Amplifier* tramite un *Fiber Fabry Perot Filter*

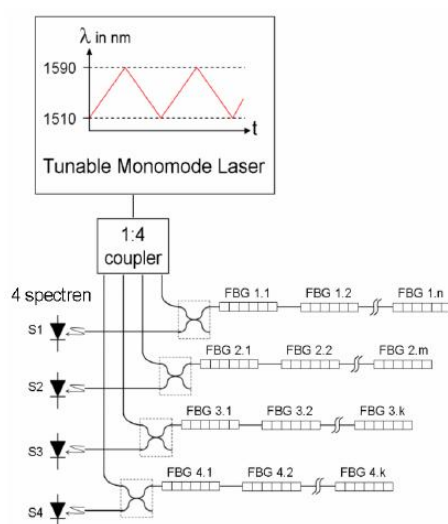


Figura 2.10: Il set up semplificato implementato da MICRONOPTICS. Fonte:[21]

2.2.3 Rilevazione parallela dell'intero spettro

Descriviamo ora un'altra tecnica di interrogazione assai adottata commercialmente.

Per evitare le perdite in potenza che possono derivare da un filtro accordabile in ricezione e gli alti costi di una sorgente accordabile, [7] suggerisce l'uso di una discriminazione spettrale della luce riflessa dall'*array* di grating tramite un opportuno elemento dispersivo (che può essere un reticolo di diffrazione come quello usato in molti analizzatori di spettro ottici, anche se di minor qualità) e di un array di fotodiodi o un di *charge coupled device* per analizzare il fascio di luce rifratta.(Figura 2.13)

Poiché tutta la potenza riflessa dai gratings finisce sul rivelatore, possono essere

Specifications	sm130-200	sm130-500	sm130-700
Optical Properties			
Number of Optical Channels ²	1 (up to 16)	4 (up to 16)	4 (up to 16)
Scan Frequency	100 Hz	500 Hz	1 KHz
Wavelength Range	1510-1590 nm		
Wavelength Stability ³	2 pm typ, 5 pm max		
Wavelength Repeatability ⁴	1 pm, 0.05 pm with 1,000 averages		
Dynamic Range ⁵	25 dB with user-selectable gain		
Max FBGs per Channel	80 (up to 160 with expanded λ range)		
Internal Peak Detection	Included	Included	Included
Spectral Diagnostic View	Optional	Included	Included
Optical Connectors	FC/APC		
FBG Requirements ⁶	0.25 +/- 0.05nm, FWHM (-3dB point); >15dB Isolation		

Figura 2.11: Le specifiche di alcuni strumenti della MICRONOPTICS



Figura 2.12: L'Sm130 della Micron Optics

usati una sorgente meno potente e dispositivi a minor riflettività.

La risposta in riflessione di ciascun grating sarà diffusa su più elementi recettivi¹⁰: immaginando che ciascuno di essi abbia una lunghezza d'onda centrale di ricezione λ_p e riveli una potenza S_p , la lunghezza d'onda di picco della riflettività sarà data da:

$$\lambda_{picco} = \frac{\sum(\lambda_p * S_p)}{\sum(S_p)}$$

Esempi commerciali

Un avanzato esempio di tale tecnologia è il *Wave Capture FBG Interrogation Analyzer* della BAYSPEC (Figura 2.14): esso utilizza come elemento di diffrazione un *Volume Phase Grating*, un accurato dispositivo dispersivo [15], e un array di 512 fotodiodi InGaAs.

¹⁰Teniamo presente che commercialmente, quando si usano fotodiodi, sono in numero di qualche centinaio su una banda di 20-30 nm

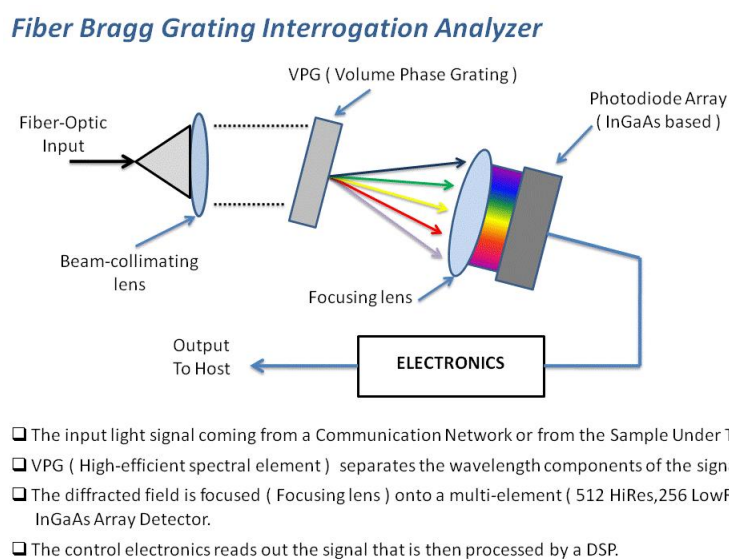


Figura 2.13: Schema di principio di un interrogazione di grating tramite un elemento diffrattivo e un array di rivelatori. (Per gentile concessione dell'Ing. Tiziano Nannipieri)



Figura 2.14: Il Wave Capture FBG Interrogation Analyzer della BAYSPEC

Teoricamente (Figura 2.15) riesce a raggiungere una velocità di campionamento di 5 kHz su una banda 1525-1562 nm con un'accuratezza di 30 pm. Bisogna poi considerare che la potenza della sorgente d'ingresso può essere molto bassa, da -60 a -20 dBm e che il dispositivo interrogatore è assai poco sensibile alle variazioni di temperatura.

Un altro esempio di tale tecnologia proviene da un'azienda assai nota propria nel campo dei reticoli di diffrazione per la spettrometria, la IBSEN PHOTONICS. Il suo prodotto di punta nel campo degli interrogatori, che ricalca in prima approssimazione lo schema presente in figura 2.13, è l' IMON INTERROGATION MONITOR (Figura 2.16)

Esso può interrogare sul range 1529-1561 nm fino a 26 gratings con una risoluzio-

Specifications	Data	Unit
Standard Wavelength Range*	Standard: 1280-1320 or 1525-1565 Extended: 1515-1590	nm
Absolute Wavelength Accuracy	± 30 pm for 1525-1565 ± 40 pm for 1515-1590	pm
Relative Wavelength Accuracy	± 20	pm
Display Spectral Resolution	± 1	pm
Frequency response time	Standard: ~ 5 Hz (RS232/USB1.1) Fast: ~ 5 kHz (USB2.0)	
Channel Input Power Range	-60 to -20 or specify	dBm
Power Resolution	0.1	dB
Size	96 x 68 x 15.8	mm ³
Interface	RS232 or USB	
Operating Temperature	0-70° C	
Software	GUI evaluation software included	

Figura 2.15: Le specifiche del *Wave Capture FBG Interrogation Analyzer* della BAYSPEC

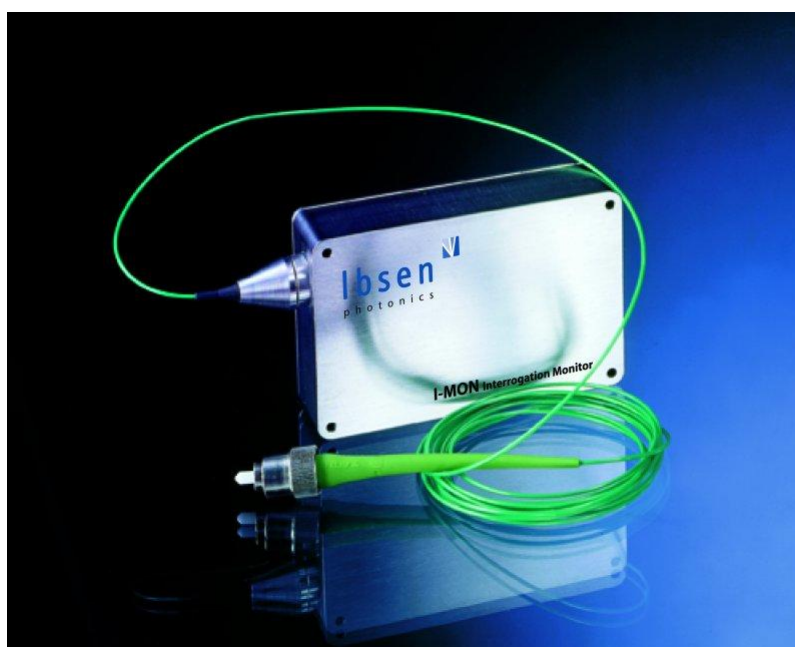


Figura 2.16: IMON INTERROGATION MONITOR della IBSEN PHOTONICS

ne e una ripetibilità fino a 5pm, se viene fornita abbastanza potenza in ingresso. La frequenza di interrogazione può arrivare a 2500 Hz.

2.2.4 Uso di interferometri

Per misure dinamiche, [7] suggerisce l'uso di interferometri sbilanciati¹¹ come utile sistema di interrogazione (Figura 2.17). Tali dispositivi sono filtri ottici con funzione di trasferimento della forma $1 + \cos(\theta)$ con $\theta = \theta(\lambda_{input})$. Si può quindi

¹¹Cioè un dispositivo avente due rami a diverso cammino ottico.

ben capire come variazioni delle lunghezza d'onda di ingresso si trasformino in variazione di fase secondo la formula:

$$\Delta\theta = \frac{2 * \pi * n * d * \Delta\lambda}{\lambda^2}$$

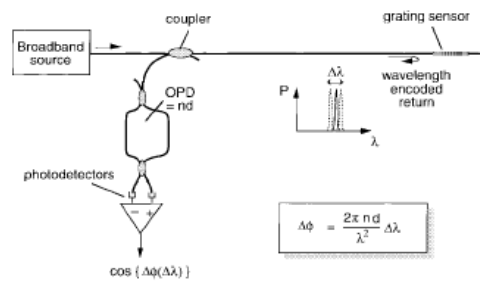


Figura 2.17: Schema di principio di un interrogatore basato su una tecnica interferometrica. Fonte:[7]

Esistono varie metodologie di demodulazione del segnale all'uscita dell'interferometro, tuttavia sono stati dimostrati [17] dei sistemi con una sensibilità di $\frac{nc}{Hz^{0.5}}$ per misure dinamiche e di $3.5 \mu\epsilon$ per misure quasi statiche; tale tecnica è quindi molto accurata.

Proprio le misure a bassissima frequenza costituiscono gravi problemi da affrontare per tale tipo di tecnologia, a causa delle variazioni confrontabili in banda nella fase di *bias* dell'interferometro stesso. Varie metodologie sono state attuate per risolvere tale tipo di problema come quella riportata da [17].

Difficile è anche ottenere un'interrogazione multipla di grating simili a quelle riportate nelle sezioni precedenti. In [7] viene descritto l'uso di *wavelength demultiplexing filters* dopo un singolo interferometro per interrogare 4 dispositivi, asserendo che è possibile portare tale numero fino a 16 elementi.

2.2.5 Altri metodi di interrogazione

Uso di *wavelength division coupler*

Una proposta assai citata in molti articoli e da segnalare per il suo basso costo è quella proposta da [18]. Esso usa un *wavelength division coupler* progettato per accoppiare su un canale una radiazione a 1510 nm, sull'altro una a 1575 nm. Ciò da luogo, considerando una singola uscita, a un coefficiente di accoppiamento

che varia in banda in maniera per lo più 'lineare' tra 1520 e 1560 nm, con un coefficiente angolare di $\pm 0.4 \frac{dB}{nm}$, con il segno dipendente dal canale scelto. Considerando lo schema presentato in figura 2.18 e la funzione di interrogazione ivi posta che permette di trascurare le variazioni 'spurie' di intensità che possono avvenire per svariati fenomeni nella fibra e nella sorgente, si può notare l'estrema semplicità del *set-up*. Tale schema permette di avere accuratizie nell'ordine dei

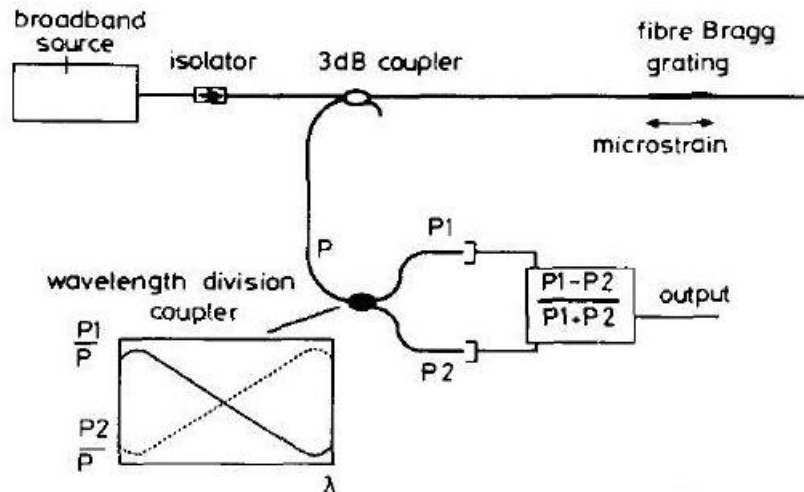


Figura 2.18: Schema di principio di un interrogatore basato su un *wavelength division coupler*. Fonte:[18]

$5\mu\text{strain}$ in regime statico e di $0.5\mu\text{strain}/\text{Hz}^{0.5}$ in regime dinamico. E' quindi meno accurato degli schemi precedenti e presenta scarse possibilità di *multiplexing*. Tuttavia è sicuramente il più economico e il meno complesso.

Un esempio commerciale di filtro lineare



Figura 2.19: L'interrogatore OS-SMBI-03-04-50 della OPTOSMART

Lo strumento usato per gli esperimenti di [11], il modello OS-SMBI-03-04-50 della OPTOSMART (Figura 2.19), pare utilizzare dei filtri lineari, almeno a quanto riportato nella figura 2.20 presa dallo stesso articolo.

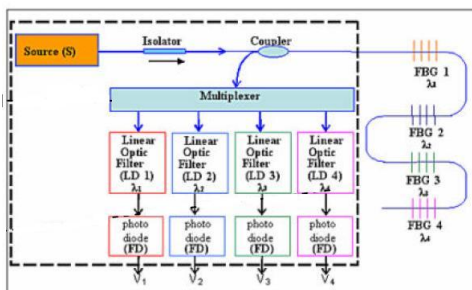


Figura 2.20: Schema di principio dell’interrogatore della OPTOSMART basato su un filtro lineare. Fonte:[11]

Se riportiamo le caratteristiche (Figura 2.21), ci accorgiamo che garantisce una dinamica assai vasta (fino a 3 nm), con un’accuratezza elevata (2 pm) e una frequenza di interrogazione altissima (50 kHz). Tuttavia obbliga ad usare grating a specifiche lunghezze d’onda ed è limitato a 4 FBG in capacità di *multiplexing*.

Technical Data	
	Power supply: 230 VAC 50-60 Hz, 60 W max.
	Bragg gratings wavelength: (1533, 1541, 1549, 1557) nm \pm 1 nm
	Sensor input: 4 ch on single fiber optic
	Input connector: FC/APC
	Fiber optic type: SMF-28 (125/9 μ m)
	Wavelength range: \pm 3 nm (CH 1,4); \pm 1,5 nm (CH 2,3)
	Wavelength resolution: 2 pm
	Dynamic strain bandwidth: 50 kHz @ 0.3 db
	Output range: -10 to +10 V
	A/D conversion: 16 bit
	Analog output connectors: BNC
	Dynamic strain channels gain: 1, 10, 100
	PC connection: USB

Figura 2.21: Le specifiche del modello OS-SMBI-03-04-50 della OPTOSMART

Uso di *Macrobend fiber filter*

Come ultimo esempio di questa breve ma esemplificativa *overview*, presentiamo un progetto pionieristico descritto da [20], che usa come elemento discriminante in lunghezza d’onda un *macrobend fiber filter*. In figura 2.22 troviamo l’*insertion loss* di tale tipo di filtro: con onestà in [20], si sottolinea come la risposta di tale filtro dipende molto dalla polarizzazione della luce incidente e dalle variazioni di

temperatura che possono portare in caso di 5 spire, senza porre alcuna condizione nella luce in ingresso e con variazioni di $\pm 1K$, a imprecisioni finali di decine di μ strain o di qualche grado centigrado.

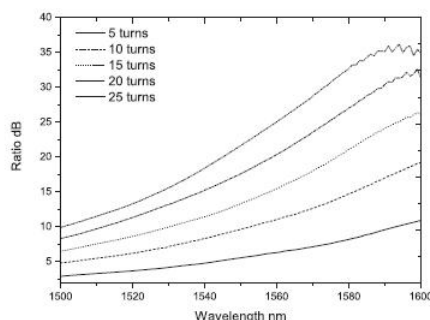


Figura 2.22: Insertion loss di un Macrobend fiber filter di raggio 10.5 mm a seconda del numero delle spire. Fonte: [20]

Presentiamo in figura 2.23 lo schema di principio di tale sistema di interrogazione: notiamo la necessità di un filtro accordabile in lunghezza d’onda prima dell’effettivo sistema di rilevazione per isolare le risposte dei singoli grating.

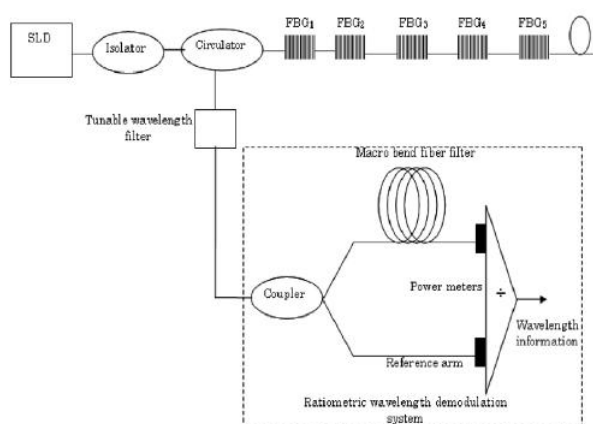


Figura 2.23: Schema di principio di un interrogatore basato su un *macrobend fiber filter*. Fonte: [20]

Data la scarsa capacità di *multiplexing*, tale sistema è considerabile solo per il costo molto basso.

2.3 Considerazioni generali

Dagli esempi proposti, appare come una miriade di sistemi di interrogazione sono stati progettati e sono presenti in letteratura; tuttavia solo due di essi so-

no adottati nella maggioranza dei prodotti presenti commercialmente: il sistema usante *sorgente accordabile* e la *rivelazione parallela* dell'intero spettro.

Dai dati presentati notiamo come garantiscano buona capacità di *multiplexing* e una discreta accuratezza; tali sistemi sono quelli adoperati in moltissimi articoli che descrivono applicazioni reali e non più solo in laboratorio dei *Fiber Bragg Grating Sensors*, come [8], [10], nonché sono le tecnologie adottate dalle aziende leader mondiali nel settore.

Tuttavia possiamo notare come in applicazioni che necessitano una frequenza di interrogazione di svariati kHz (come per esempio la rilevazione delle vibrazioni acustiche o delle armoniche superiori di risonanza) trovano entrambi delle grandi difficoltà di applicazione. In più è da sottolineare che in molti casi i prodotti adottanti le suddette tecnologie sono tutt'altro che a basso costo.

Nostro obiettivo è creare un sistema di interrogazione che pur mantenendo una discreta capacità di *multiplexing*, dell'ordine della decina di grating, possa interrogare i vari sensori ad una frequenza di alcuni kHz, mantenendo il costo del sistema ragionevole: svilupperemo le nostre idee nei capitoli successivi, prima delineando il set-up ottico, poi suggerendo un'implementazione del sistema di interrogazione elettronico.

Capitolo 3

INTERROGAZIONE DI UN ARRAY DI *Fiber Bragg Grating Sensors* USANDO *Array Waveguide Gratings*: IL SISTEMA OTTICO

3.1 Principi generali e studio della letteratura

Come nostro obiettivo abbiamo quello di sviluppare un sistema di interrogazione che permetta un campionamento ad ‘alta frequenza’ mantenendo una certa capacità di *WDM multiplexing*. Il primo prerequisito ci fa propendere verso soluzioni che non prevedano dispositivi ottici che si accordano in successione su molteplici frequenze di una determinata banda o considerevoli array di elementi elettrici da campionare ed interrogare in successione. Il secondo prerequisito ci esclude la possibilità di filtri lineari come quelli presentati da [18] o comunque l’uso di singoli elementi ad *insertion loss* variabile lungo un’ampia banda.

Un dispositivo che pare assai indicato per il nostro progetto è l’*array waveguide grating* (AWG).

3.1.1 L’*Array Waveguide Grating*

Come indicato in [23], l’uso di demultiplexer ottici integrati a bassa *insertion loss* si è affermato prepotentemente negli ultimi anni nel campo del *Dense Wavelength Division Multiplexing*. Tra di essi, il ruolo preponderante è svolto dagli *array waveguide grating*.

Tale dispositivo, consiste di due *star couplers*¹ connessi da un *array* di guide d'onda dispersive (Figura 3.1), progettate in modo tale che il cammino ottico tra due bracci adiacenti differisca un numero intero di lunghezze d'onda della λ_m centrale del demultiplexer.

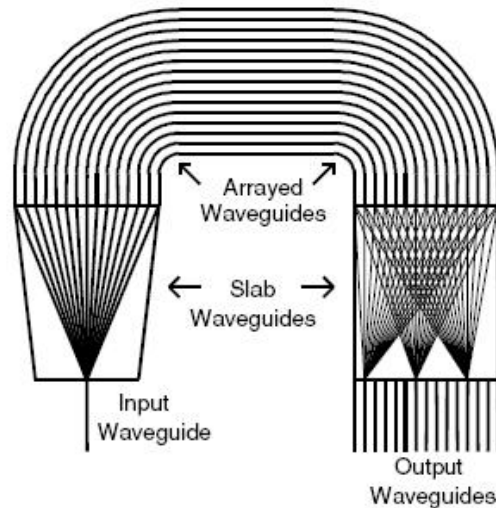


Figura 3.1: Schema di principio di un *array waveguide grating*. Fonte: [24]

In questo modo, a tale frequenza, la configurazione di campo presente in input viene riprodotta in output nella parte centrale dei canali di uscita, poiché i contributi provenienti dai diversi bracci dell'*array* di guide d'onda sono tutti in fase; una lunghezza d'onda diversa, attraversando l'*array* di guide d'onda subisce nei vari bracci uno sfasamento progressivo andando da quelli più corti a quelli più lunghi. Ciò causa una rotazione del fronte d'onda dipendente proprio dalla particolare λ_{input} , determinando quindi una focalizzazione del segnale spostata angularmente rispetto il caso precedente. Alla fine otteniamo una separazione spaziale delle varie lunghezze d'onda, che vengono poi raccolte da diversi canali singolo modo.

Graficando l'*insertion loss* di un comune AWG commerciale otteniamo la figura 3.2.

Le caratteristiche di un AWG che ci possono interessare per la nostra trattazione sono:

- *Lunghezze d'onda di picco e banda*: tali dispositivi sono usati come demul-

¹Gli *star couplers* sono dispositivi passivi fondamentali usati come nodi di 'smistamento' in molti set-up ottici. Essi permettono di dividere tra i canali di uscita, in maniera idealmente uguale, la potenza proveniente da ciascun input. Il primo di figura 3.1 ha un singolo ingresso centrale e molteplici uscite, il secondo ha tanti inputs e tanti outputs quanti sono i canali del dispositivo.

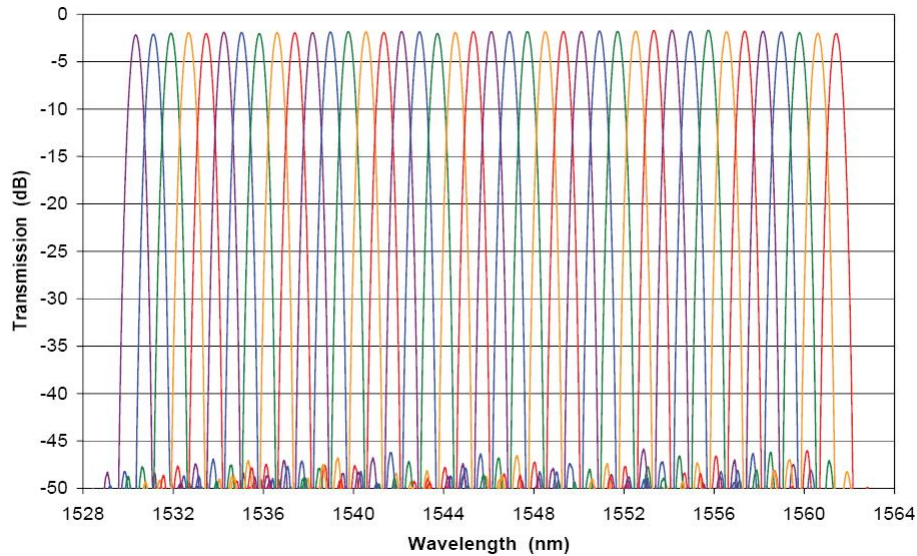


Figura 3.2: Grafico dell'*insertion loss* di un AWG costituito da 40 canali distanziati 100 GHz l'uno dall'altro, forma gaussiana dello spettro. Modello APDMK1100 ENABLENCE

tiplexer nel campo delle telecomunicazioni. I propri canali, quindi, sono solitamente centrati sulle lunghezze d'onda stabilite convenzionalmente dall'*International Telecommunication Union (ITU)*. La spaziatura può essere 25, 50, 100, 200 GHz secondo il sistema *WDM* che stiamo adottando. La banda a -3 dB varia ovviamente secondo tale parametro: solitamente è di 0.80 nm nell'ultimo caso, 0.40 nm nel penultimo.

- *Insertion loss di picco*: va da 2 a 4.5 dB.
- *Forma dello spettro*: in figura 3.2 è presentato uno spettro di forma gaussiana. Alcune aziende, per diminuire la distorsione del segnale centrato nel picco dell'*insertion loss* relativo al singolo canale, appiattiscono in maniera più o meno accentuata l'apice di tale spettro, ottenendo degli AWG definiti *flat band*.
- *Dipendenza dalla temperatura*: lo spettro in trasmissione di un comune AWG si sposta più o meno rigidamente con la temperatura, verso lunghezze d'onda superiori, di all'incirca $11 \frac{pm}{K}$. Ciò da origine alla necessità nel campo delle telecomunicazioni di utilizzare complessi meccanismi di termoregolazione o di riprogettare in toto l'intera struttura del dispositivo riducendo la sua dipendenza termica (*athermal AWG*).

- *Total cross talk*: quanto differisce al minimo l'*insertion loss* di picco in un canale e la somma di tutte le *insertion losses* delle altre uscite.

3.1.2 Esempi di applicazione

Nella sezione precedente avevamo analizzato alcune tipologie di interrogatore in cui il ruolo più importante è svolto da un dispositivo con *insertion loss* dipendente dalla lunghezza d'onda di ingresso. Viene naturale pensare che l'AWG abbia il merito, rispetto gli esempi precedenti, di presentare un numero molto superiore di canali e quindi una grande capacità di *multiplexing*.

La prima idea, la più semplice che viene in mente, è quella di predisporre tanti FBG quante sono le uscite dell'AWG, in modo tale che a riposo siano posizionati lungo una delle 'rampe' ascendenti o discendenti delle *insertion losses* dei canali dell'AWG[24].

Come è riportato in figura 3.3, spostamenti in banda del sensore comportano variazioni nella potenza di uscita. Il progetto presentato da [24] ha pesanti incon-

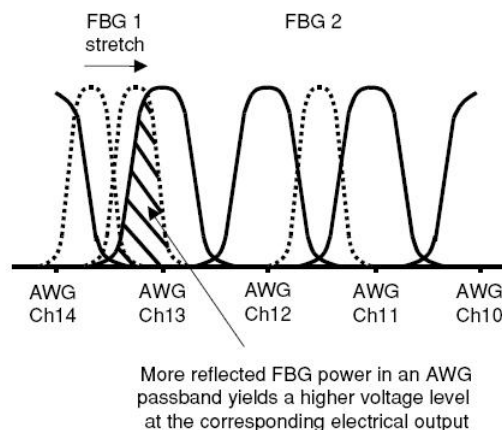


Figura 3.3: Schema di principio del primo approccio di un interrogatore di FBG usando AWG. Fonte:[24]

venienti:

- La relazione tra la potenza d'uscita e lo *shift* frequenziale non è lineare.
- Variazioni 'spurie' della potenza in ingresso all'AWG sono indistinguibili in molti casi da variazioni dovute allo spostamento in banda del sensore.
- Ci possono essere problemi di allineamento tra i dispositivi.
- La dinamica del segnale è limitata a 500 pm di *shift* usando un AWG con canali spaziati 100 GHz.

Il secondo approccio, riportato sia da [24], sia da [26], consiste nell'uso di FBG ad ampia banda (maggiore di 1 nm) e di AWG a spaziatura stretta (100GHz o 50 GHz). Come si può evincere dalla figura 3.4, la radiazione riflessa dal *Fiber Bragg Grating* viene filtrata da più canali dell'AWG, aventi come lunghezza d'onda centrale λ_i , dando origine per ogni uscita a una potenza P_i . Applicando la formula fornita da [24], si ottiene λ_{meas} :

$$\lambda_{meas} = \frac{\sum_i P_i * \lambda_i}{\sum_i P_i}$$

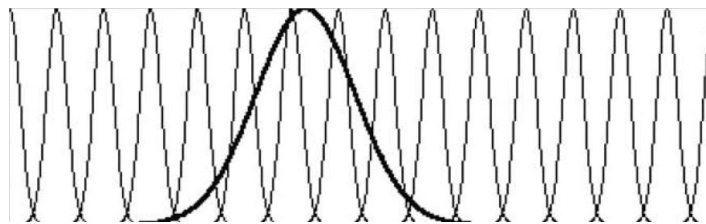


Figura 3.4: Rappresentazione schematica degli spettri in riflessione di un FBG larga banda sovrapposto a quello in trasmissione di un AWG a banda stretta. Fonte:[26]

Tale sistema permette di trascurare le variazioni di intensità 'spurie' nella sorgente o in fibra, oltre che di eliminare i problemi di allineamento.

Tuttavia, se la banda dei grating non è considerevolmente maggiore rispetto a quella usata normalmente in ambito telecomunicazionistico, l'errore che si rischia di compiere è elevato come mostrato da figura 3.5.

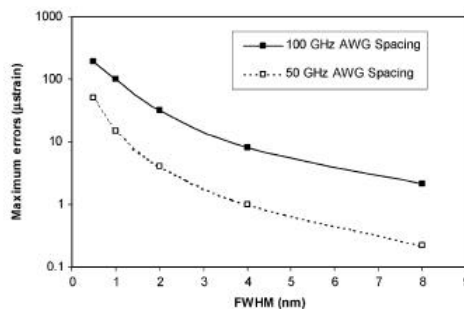


Figura 3.5: Grafico dell'errore di misura rispetto la banda dell'FBG parametrizzato a diverse spaziature di canale dell'AWG. Fonte:[26]

Sperimentalmente, in [24], si è riusciti a raggiungere una risoluzione di 16 pm con un grating di 4 nm di banda. Ovviamente, aumentando la *Full Width Half*

Maximum del grating diminuisce il numero di dispositivi interrogabili e la dinamica, che pur è considerevolmente più elevata del caso precedente. Bisogna poi precisare che *FBG* con tale banda sono assai difficilmente reperibili sul mercato e costano più di quelli presentati nelle prime sezioni della nostra trattazione. Tralasciamo ulteriori modalità di interrogazione più pionieristiche, come quella usante un interferometro di *Mach-Zender* presentata da [24], per concentrarsi su un'idea suggerita per la prima volta da [27] e sviluppata dagli stessi autori in [28]. Tale ultimo articolo sarà il nostro riferimento per la sezione successiva.

3.2 Interrogazione di un array di *FBG* usando due *AWG*: il modello

La prima metodologia di interrogazione presentata nella sezione precedente aveva due gravi problemi, cioè la non-linearità della potenza rilevata rispetto lo *shift* frequenziale dell'*FBG* e la dipendenza della risposta da fenomeni spuri (e spesso inevitabili) di variazione di potenza riguardanti la sorgente e la fibra di trasmissione. Tali problemi la rendono praticamente inutilizzabile in applicazioni reali.

A costo di raddoppiare il numero di canali necessari per l'interrogazione dei sensori è possibile eliminare entrambi i problemi, almeno in via teorica.

Procediamo ora a costruire il nostro modello, confrontando successivamente la sua attinenza con la realtà.

3.2.1 Modellizzazione dei componenti e del sistema

Modello di *Fiber Bragg Grating*

Nel nostro modello, assumiamo di usare *Fiber Bragg Grating Sensors* la cui riflettività ha forma gaussiana, con b_i indicante il valore massimo e $\Delta\lambda_{b_i}$ la *full width half maximum*. Includiamo però un *pedistallo di fondo*² b_{0_i} dipendente da imperfezioni della *phase mask*, da particelle estranee depositate durante la fase di fabbricazione e soprattutto dalla riflessione di *Fresnel* ai connettori del grating, quasi eliminabile se il collegamento verrà eseguito tramite *splices*.

²Spesso, per semplicità, chiameremo tale pedistallo 'rumore di fondo'. Ovviamente tale fenomeno non ha nulla di aleatorio e non può essere attenuato effettuando operazioni di media sui campioni.

La riflettività può essere espressa come:

$$B_i(\lambda) = b_i * \exp \left[-4 * (\ln 2) * \frac{(\lambda - \lambda_{bi})^2}{\Delta \lambda_{bi}^2} \right] + b_{0i}$$

Modello di Array Waveguide Grating

Anche in questo caso approssimiamo la trasmittività spettrale di un AWG con una gaussiana di picco a_m e FWHM $\Delta \lambda_{am}$ includendo un 'rumore di fondo' a_{0m} , dovuto a imperfezioni nella fabbricazione del dispositivo e ad altri fenomeni aleatori.

La trasmittività diventa quindi:

$$A_m(\lambda) = a_m * \exp \left[-4 * (\ln 2) * \frac{(\lambda - \lambda_{am})^2}{\Delta \lambda_{am}^2} \right] + a_{0m}$$

Il sistema

Dato un array di N FBGs, la corrente convertita da un opportuno fotorivelatore in uscita dal canale m-esimo si può scrivere come:

$$I_m(\vec{x}) = d_m \int_0^\infty S(\lambda) * \left[\left(\sum_{k=1}^N F_k^2 B_k(\lambda, x_k) \right) + R \right] * A_m(\lambda) d\lambda$$

indicando con:

- $S(\lambda)$ la densità spettrale della sorgente.
- F_k la trasmittività della fibra compresa tra l'output della sorgente e il k-esimo FBG, supponendo essa costante con la frequenza.
- R il coefficiente di *Rayleigh backscattering*, che equivale all'incirca $10^{-4} km^{-1}$ [23].
- d_m la responsività del fotorivelatore utilizzato.
- \vec{x} il vettore degli *shifts* in frequenza delle riflettività di picco degli FBGs dovuti a variazioni nei misurandi.

In completa idealità, eliminando i 'piedistalli' delle gaussiane e il *backscattering* di *Rayleigh*, supponendo la sorgente di densità spettrale costante nella banda dell'AWG ($S(\lambda) \equiv S(\lambda_{am})$) e che le variazioni nella lunghezza d'onda di Bragg di un solo FBG possono apportare cambiamenti in potenza si ha:

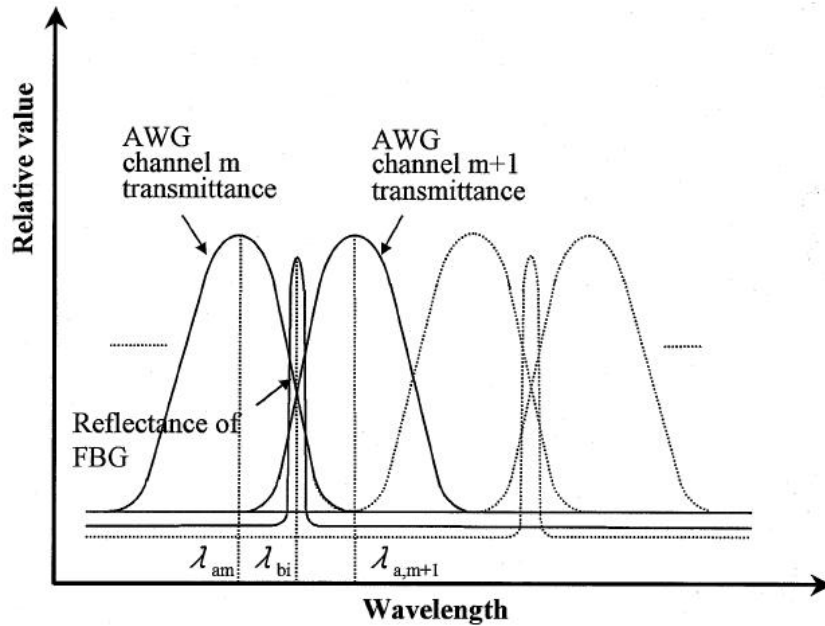


Figura 3.6: Rappresentazione schematica della trasmettività di canali ‘adiacenti’ di AWG e di FBGs posti a lunghezze d’onda intermedie . Fonte:[28]

$$I_m(x_i) \approx F_i^2 d_m S(\lambda_{am}) a_m b_i \Delta \lambda_{am} \Delta \lambda_{bi} \sqrt{\frac{\pi}{\Delta \lambda_{am}^2 + \Delta \lambda_{bi}^2 * 4 * \ln 2}} * \exp \left[-4 * \ln 2 * \frac{(\lambda_{am} - x_i)^2}{\Delta \lambda_{am}^2 + \Delta \lambda_{bi}^2} \right]$$

Nel nostro sistema immaginiamo di disporre di due canali ‘adiacenti’ di AWG di lunghezze d’onda centrali λ_m e λ_{m+1} e di poter usufruire di un grating la cui riflettività di picco, a riposo, sia posta nel punto medio tra quest’ultimi due valori, come rappresentato in figura 3.6.

3.2.2 Funzione di interrogazione

Consideriamo la *funzione di interrogazione*:

$$\rho(x_i) = \ln \frac{I_{m+1}(x_i)}{I_m(x_i)}$$

Caso ideale

Nelle condizioni di idealità sopra poste, abbiamo:

$$\rho(x_i) = \alpha(x_i + \omega) + \xi + \vartheta$$

con:

$$\alpha = \frac{8 * \ln 2 * (\lambda_{a,m+1} - \lambda_{a,m})}{\left[\frac{\Delta\lambda_{a,m} + \Delta\lambda_{a,m+1}}{2} \right]^2 + \Delta\lambda_{bi}^2}$$

$$\omega = \frac{\lambda_{a,m+1} + \lambda_{a,m}}{2}$$

$$\xi = \ln \frac{d_{m+1} * a_{m+1} * S(\lambda_{a,m+1}) * \Delta\lambda_{a,m+1}}{d_m * a_m * S(\lambda_{a,m}) * \Delta\lambda_{a,m}}$$

$$\ni = 0.5 * \ln \frac{\Delta\lambda_{a,m}^2 + \Delta\lambda_{bi}^2}{\Delta\lambda_{a,m+1}^2 + \Delta\lambda_{bi}^2}$$

da cui si possono fare le seguenti considerazioni:

- La funzione è *lineare*.
- Non dipende da eventuali fenomeni di assorbimento tra la sorgente e il grating.
- Il coefficiente angolare dipende da parametri che variano debolmente tra sensore e sensore una volta scelto il tipo di AWG e il tipo di FBG, come il *channel spacing* e l'ampiezza della banda dei canali del primo e la FWHM del secondo. Quest'ultimo è il parametro meno costante, tuttavia è molto piccolo rispetto l'altro addendo con il quale è sommato, quindi le sue variazioni sono pressoché ininfluenti. Ciò significa che α in genere non cambia per i vari sensori del nostro sistema; nel caso peggiore va stabilito una volta per tutte semplicemente misurando gli spettri dei dispositivi in gioco.
- Il coefficiente angolare è linearmente crescente aumentando il *channel spacing* e decrescente aumentando la banda dei canali dell'AWG e dell'FBG. Ovviamente, ci sono limiti fisici all'aumento della separazione dei canali, dato che ciò comporta una diminuzione repentina della potenza che arriva al fotorivelatore.
- Per le ragioni esposte precedentemente, \ni tende ad essere molto piccolo se non nullo. ξ dipende anche dal valore della sorgente che può differire tra i due canali: tale fenomeno può al più introdurre un'effetto, lieve, di offset a riposo.
- Ovviamente tale funzione di interrogazione è nulla con $x_i = \omega$. Se a riposo il grating non è perfettamente centrato, ciò introdurrà un offset facilmente eliminabile.

Caso reale

Immaginiamo di eliminare le assunzioni di idealità accettate nella sezione precedente, effettivamente troppo lontane dalla realtà dei componenti reperibili sul mercato. A ogni termine $I_m(x_i)$ bisogna aggiungere un elemento suppletivo J_m , definito da:

$$J_m = d_m S(\lambda_{am}) * \sqrt{\frac{\pi}{4 * \ln 2}} * [\zeta + \eta]$$

con

$$\zeta = B * (a_m * \Delta\lambda_{am} + a_{0m} \Delta\lambda_{source})$$

$$\eta = \sum_{i=1}^N a_{0m} * F_i^2 * b_i * \Delta\lambda_{bi}$$

$$B = R + \sum_{i=1}^N F_i^2 * b_{0i}$$

Solitamente $\zeta \gg \eta$ e a_{0m} è molto piccolo, quindi si può ridurre la precedente espressione a:

$$J_m = d_m S(\lambda_{am}) * \sqrt{\frac{\pi}{4 * \ln 2}} * a_m * \Delta\lambda_{am} * B$$

Tale termine introduce un forte fattore di distorsione nella funzione di interrogazione, soprattutto quando si vuole avere una grande dinamica. Meriterebbe quindi eliminarlo ottenendo la funzione:

$$\rho^*(x_i) = \log \frac{I_{m+1}(x_i) - J_{m+1}}{I_m(x_i) - J_m}$$

Il problema è conoscere le varie J_m , che possono variare cambiando il numero di grating, l'intensità della sorgente, la trasmittanza della fibra tra la sorgente e il singolo FBG.

Un'idea fornita da [28] è di utilizzare un *dummy channel* abbastanza lontano da ogni frequenza 'centrale' di FBG, risalire dall'intensità rilevata a B ($I_{dummy} = J_{dummy} = d_{dummy} S(\lambda_{dummy}) * \sqrt{\frac{\pi}{4 * \ln 2}} * a_{dummy} * \Delta\lambda_{dummy} * B$) e calcolare le restanti J_m .

Per far ciò, bisogna conoscere i valori di $S(\lambda_{am})$ per ogni canale e la sorgente deve avere una densità spettrale abbastanza costante da poter affermare che $S(\lambda) \equiv S(\lambda_{am})$.

Forniremo successivamente un altro simile espediente per linearizzare la funzione di interrogazione, operazione fondamentale, come vedremo dalle simulazioni, per aumentare la dinamica di misura e l'accuratezza del sistema

3.3 Interrogazione di un array di FBG usando due AWG: la realtà

Esposto il nostro modello, bisogna confrontarlo con i dispositivi reali che abbiamo a disposizione e risolvere gli inevitabili problemi che derivano dal rapporto conflittuale sempre presente tra la ‘teoria’ e la ‘pratica’. Basti solo confrontare la figura teorica 3.6 con quella misurata 3.7.

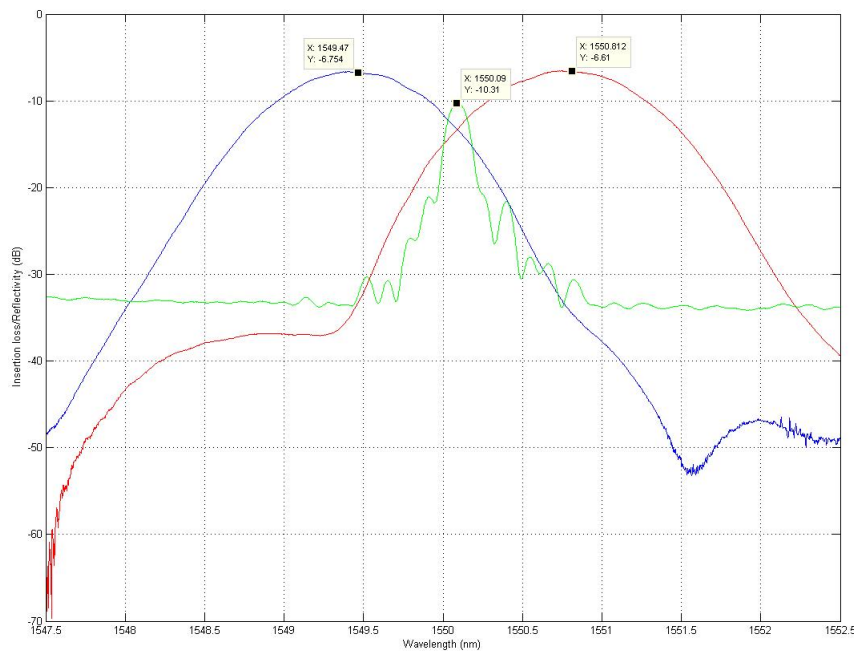


Figura 3.7: Misura della trasmittività di canali ‘adiacenti’ di AWG e di un FBG posto a lunghezza d’onda intermedia

Alla fine di questa sezione potremo così esporre completamente il set-up che ci accingiamo a costruire pezzo per pezzo.

3.3.1 Scelta degli AWGs

Gli *array waveguide gratings* costituiscono il cuore del nostro sistema, quindi la loro scelta è stata ardua. Infatti le loro caratteristiche, pur funzionali al nostro obiettivo, pongono complessi problemi pratici:

- *L’allineamento*: perché il nostro sistema abbia un minimo di applicabilità e speranze, anche in un futuro remoto, di commerciabilità, bisogna garanti-

re la possibilità di approvvigionarsi dei dispositivi necessari nel mercato. Abbiamo compreso come gli *FBG* devono avere con una certa precisione, particolari lunghezze d'onda di Bragg a riposo λ_{bi} , dipendenti da come sono posizionati i canali degli *AWGs*. Tali λ_{bi} devono corrispondere a quelle della maggior parte dei gratings presenti nel mercato, altrimenti per ogni *AWGs* saremmo costretti ad avere un laboratorio in grado di iscrivere *FBGs* diversi su fibra, relegando la nostra trattazione a un campo puramente accademico. E' relativamente facile trovare *FBGs* centrati in griglia *ITU*, e poiché anche gli *AWGs* sono relativi a tale convenzione, l'allineamento sembra scontato. Tuttavia, la precisione con cui viene fornito l'allineamento in griglia in molti casi è all'incirca di 200 o 300 pm; poiché la nostra dinamica è di 700, 800 pm, capiamo come nel caso non avessimo alcuna capacità di adattare i nostri *array waveguide gratings* ai sensori forniti, avremmo serie limitazioni alla nostra dinamica, oltre che pesanti offset iniziali.

- *L'insertion loss*: se consideriamo la figura 3.2, in cui è rappresentato il più comune tipo di tali dispositivi, con *channel spacing* di 100 GHz, notiamo che 'l'intersezione' a cui dovremmo porre le lunghezze d'onda di Bragg a riposo degli *FBGs* utilizzati ha già di per sé un *insertion loss* di 13 dB. Con spostamenti anche limitati a qualche centinaia di pm, tale valore può raggiungere valore assai elevati, fino a 30 dB. Ciò significa che la potenza riflessa dal grating, già di per sé una sottile banda di quella incidente, attenuata per di più dalla fibra di trasmissione e dagli altri dispositivi di connessione ottici, viene a sua volta divisa per 1000 prima di essere rilevata. A parte il fatto che diviene comparabile con alcuni fenomeni di disturbo e di rumore, anche se trovassimo il modo per eliminarli, avremmo bisogno di rilevatori optoelettronici non più 'semplici' ed economici come i PIN, ma dei ben più costosi e 'complessi' APD, uno per ogni canale. Per la descrizioni di entrambi tali tipi di fotorivelatori, si rimanda a [23]. Emerge chiaramente quanto sarebbe arduo percorrere tale strada. Sempre per le stesse ragioni meriterebbe optare per un *AWG* la cui *insertion loss* abbia una pendenza meno ripida di quella presente su figura 3.2; in più meriterebbe trovare il modo di 'avvicinare' i due canali dell'*AWG*, in maniera tale che già a riposo l'*insertion loss* divenga minore.

Tali ragionamenti ci hanno suggerito innanzitutto di dirigersi su *AWG* commerciali a 200 GHz di *channel spacing*, in maniera tale da disporre di una pendenza

meno ripida nella gaussiana dell'*insertion loss* (rispetto quelli più comuni a 100 GHz o 50 GHz) sul quale misurare lo *shift* dei grating.

Poi, per garantire un buon allineamento, abbiamo usufruito di una particolarità degli AWGs che viene considerata deleteria nel campo delle telecomunicazioni mentre nel nostro caso è provvidenziale: la dipendenza dello spettro con la temperatura, che corrisponde a uno spostamento rigido della trasmittività spettrale alle variazioni di quest'ultima; per avere una maggiore dinamicità di posizionamento e per ridurre il *channel spacing* abbiamo poi deciso di adoperare due AWGs, posti a temperature diverse.

La scelta alla fine è caduta su un prodotto dell'Enablence, il modello DWDM-G-200G-1-16-C-ITC-C001(Figura 3.8), che ha le caratteristiche rappresentate in figura 3.9, le cui più significative nel nostro caso sono:



Figura 3.8: L'AWG dell'ENABLENCE

1. Optical Specifications

Parameter	Symbol	Specification			Units	Comments
		MIN	TYP	MAX		
Number of Channels	-		16		-	
Channel Spacing	-		200		GHz	
Free Spectral Range	FSR		> 4800		GHz	
Channel Frequencies	Ch 1		195.3		THz	Corresponds to 1535.036nm
	Ch 16		192.3		THz	Corresponds to 1558.983nm
Wavelength Accuracy	$\Delta\lambda_c$	-0.06		+0.06	nm	Offset from ITU grid
Insertion Loss	IL			4.0	dB	Measured at each frequency in Table 2
Insertion Loss Uniformity	ΔIL			1.5	dB	Overall channels
1dB Passband	δ_{1dB}	0.4			nm	Measure 1dB down from min IL
3dB Passband	δ_{3dB}	0.8			nm	Measure 3dB down from min IL
Adjacent Channel Isolation	AX			-27	dB	Measured at each frequency in Table 2
Non-Adjacent Channel Isolation	NX			-30	dB	Measured at each frequency in Table 2
Total Isolation	TX			-22	dB	Cumulative sum of all AX and NX
Return Loss	RL	45			dB	
Directivity	D	50			dB	
Nominal AWG Temperature Set-Point	Tsp	67		80	C	AWG chip set-point range to align AWG frequencies to ITU channels in Table 2.
Wavelength coefficient	λ_{coef}		0.011		nm/C	Nominal wavelength coefficient for tuning

Figura 3.9: Specifiche dell'AWG DWDM-G-200G-1-16-C-ITC-C001 dell'ENABLENCE

- 16 canali spazati 200 Ghz centrati in griglia ITU. Ovviamente 'l'intersezione' delle loro *insertion loss* cade anche essa in griglia ITU, poiché è distante 100 Ghz da lunghezze d'onda presenti in tale tabella.
- Forma gaussiana dello spettro.
- *Insertion Loss* di picco che varia da 2.5 dB a 4 dB.
- Banda a -3dB di 0.87 nm.
- Possibilità di impostare, tramite connessione seriale, una temperatura che va da quella ambiente a 85 °C, garantendo uno *shift* nella trasmittività di $11 \frac{pm}{K}$.³
- Allineamento in griglia ITU garantito tra 67 e 80 °C.⁴

Idealità dello spettro

Rimane da verificare la corrispondenza con il modello.

Dobbiamo osservare che l'AWG è il dispositivo più 'ideale' che abbiamo a disposizione, come si può evincere da 3.10: nella banda dove si può trovare il picco dell'FBG la trasmittività tra il caso reale e la gaussiana di riferimento praticamente coincidono e il 'piedistallo' di rumore di fondo è inferiore a 50 dB rispetto al picco.

Per tali osservazioni, nelle simulazioni successive abbiamo utilizzato per semplicità una gaussiana al posto dello spettro effettivo.

3.3.2 La sorgente

Il fatto che utilizziamo in ultima analisi un filtro per le nostre rilevazioni, pone pesanti perdite nella potenza che alla fine possiamo rilevare. In più bisogna considerare che i nostri sensori possono trovarsi anche a qualche kilometro dalla sorgente (distanza che la radiazione percorre due volte), che i vari dispositivi ottici che utilizzeremo (circolatore, 3dB splitter...) introducono discrete perdite e che comunque sia il grating riflette solo una sottile porzione dello spettro

³Abbiamo misurato che uno spostamento di centinaia di pm può avvenire con una precisione di qualche pm.

⁴Ciò pone una forte dissimmetria tra le possibilità di spostamento frequenziale, perché mentre raffreddando fino alla temperatura ambiente, è possibile diminuire la lunghezza d'onda centrale di un canale anche di 500 pm rispetto quella di griglia, scaldando l'oggetto sono possibili spostamenti a lunghezze d'onda maggiori di all'incirca 170 pm. Quindi mantenendo la temperatura 'dell'intersezione' delle *insertion loss* in griglia ITU, possiamo diminuire il *channel spacing* di 330, 340 pm al massimo.

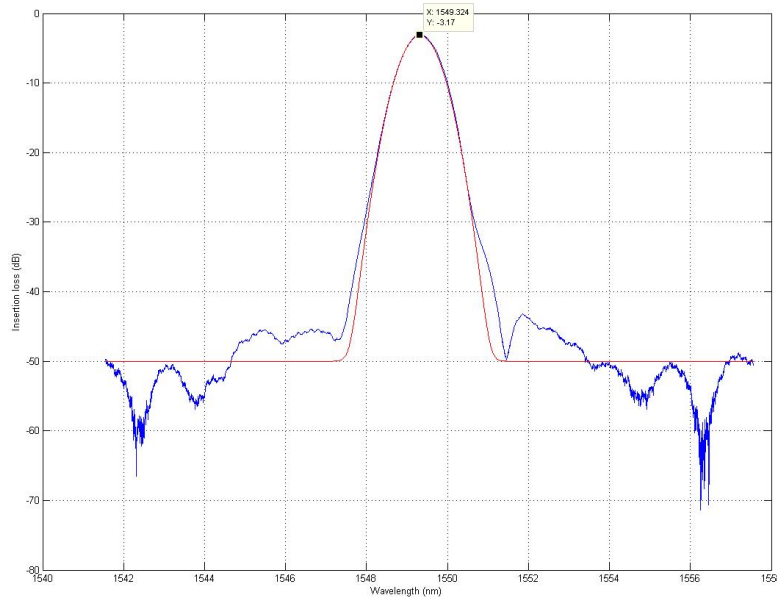


Figura 3.10: Rappresentazione dell'*insertion loss* di un canale reale dell'AWG utilizzato e di una gaussiana con uguale FWHM e valore di trasmittività di picco.

incidente. Ciò dà origine alla necessità di una potente sorgente a larga banda. All'inizio, per i primi esperimenti utilizzavamo l'emissione spontanea amplificata di un EDFA(Figura3.13) come è rappresentata in figura 3.11, che garantiva una discreta potenza in un vasto insieme di lunghezze d'onda (1535-1565 nm).

L'*Erbium doped fiber amplifier*, uno dei componenti cardine delle odierne comunicazioni ottiche, si basa sul fenomeno di *emissione stimolata* (Figura 3.12), ottenuta tramite pompaggio di una radiazione luminosa a frequenze opportune (980nm o 1480 nm) in una fibra drogata con ioni di erbio: tale potenza permette l'inversione di popolazione dei livelli elettronici necessaria per far prevalere il suddetto fenomeno sulle perdite dovute principalmente all'*assorbimento* del materiale stesso. In assenza di segnale in ingresso, tuttavia, ciò che viene amplificata è l'*emissione spontanea*, sempre presente nel materiale dove è eseguito pompaggio: i fotoni prodotti tramite tale fenomeno hanno polarizzazione, direzione, verso e fase casuali e solo pochi riescono ad avere le caratteristiche necessarie per far parte di un modo guidato all'interno della fibra. Tuttavia essi possono dar luogo all'emissione stimolata, originando l'*Amplified Spontaneous Emission*, il cui spettro è rappresentato in figura 3.11.

Tuttavia, proprio come è indicato in figura, tale densità spettrale non è affatto uniforme nella banda di interesse, con variazioni repentine anche di più di 10 dB. Ciò

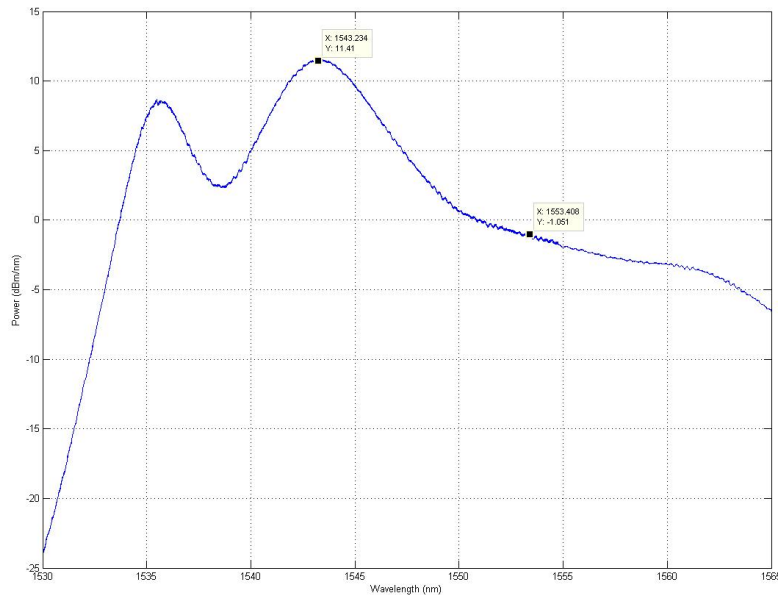


Figura 3.11: Rappresentazione della densità spettrale dell'emissione spontanea amplificata di un EDFA

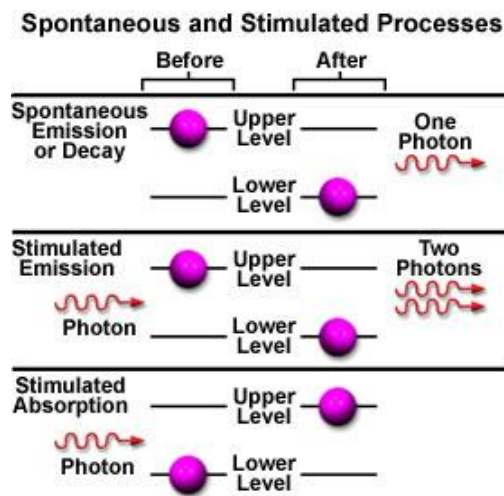


Figura 3.12: Diagramma esplicativo del fenomeno di emissione stimolata, di emissione spontanea e di assorbimento

arreca gravi problemi al condizionamento del segnale rilevato successivamente, oltre che alla linearità della funzione di interrogazione.

La soluzione è stata individuata nel porre in input all'EDFA l'emissione spontanea amplificata di un SOA rappresentata in figura 3.14.

Un *Semiconductor Optic Amplifier* è un amplificatore ottico meno potente e versa-



Figura 3.13: Un EDFA della IPG PHOTONICS assai simile a quello utilizzato nel progetto.

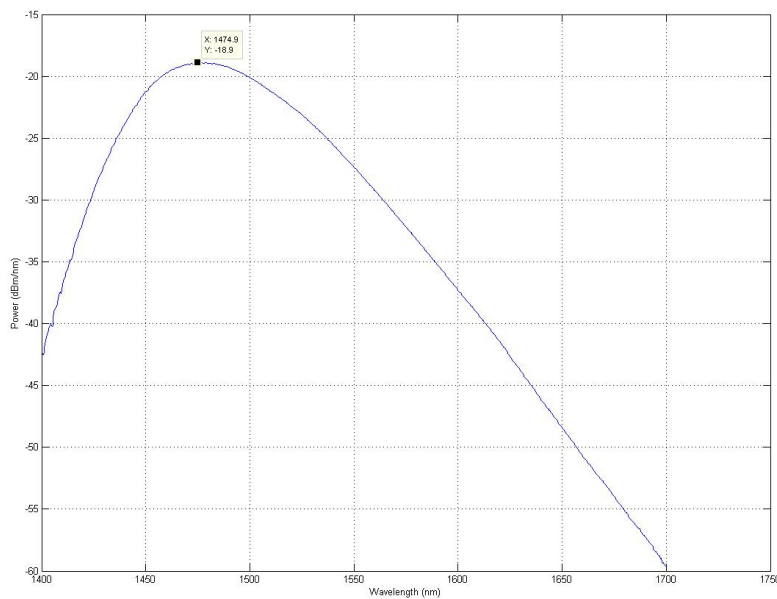


Figura 3.14: Rappresentazione della densità spettrale dell'emissione spontanea amplificata di un SOA

tile dell'EDFA, ma anche molto meno costoso. In esso, in primissima approssimazione, l'inversione di popolazione è garantita dal passaggio di corrente lungo una giunzione pn di semiconduttori del tipo $In_xGa_{(1-x)}As_yP_{(1-y)}$ (con x e y compresi tra 0 e 1), mentre l'emissione di fotoni avviene per ricombinazione di coppie elettrone-lacuna all'interno del materiale. Il fenomeno di *Amplified Spontaneous Emission* ha le stesse origini di quello dell'EDFA. Il modello utilizzato è

della COVEGA ed è schematizzato in figura 3.15.

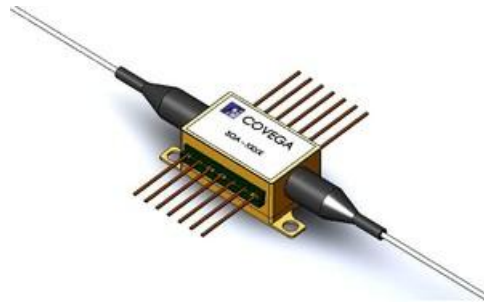


Figura 3.15: Il SOA della COVEGA con il caratteristico package a 14 pins

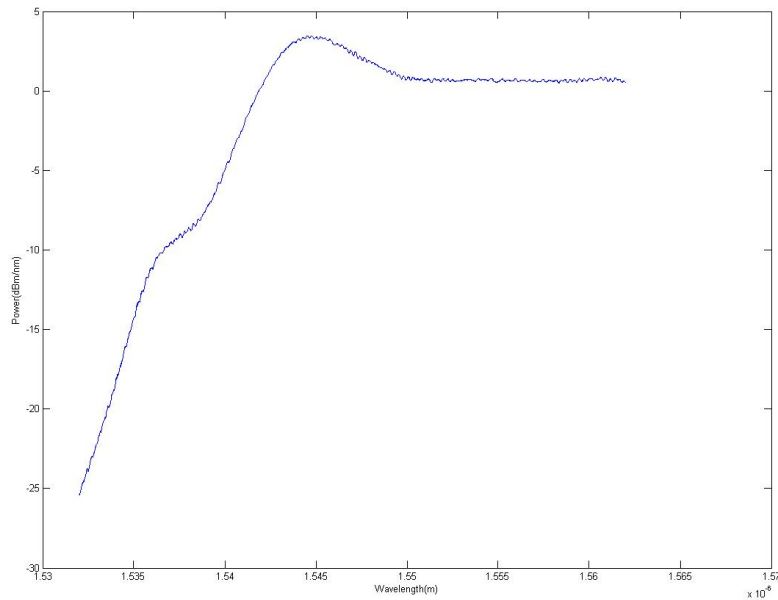


Figura 3.16: Rappresentazione della densità spettrale dell'emissione dell'EDFA avente in input l'emissione spontanea amplificata di un SOA

Facendo lavorare in saturazione l'EDFA e sfruttando la particolare forma della densità spettrale del SOA, maggiore proprio dove si trovano i picchi dell'emissione spontanea dell'amplificatore all'erbio, abbiamo 'livellato' la potenza in uscita, ottenendo una densità spettrale sufficientemente elevata (Figura 3.16) che nella banda di interessa varia al più di 3 dB.

Le simulazioni eseguite sembrano far supporre che il sistema non risenta di tali variazioni energetiche nello spettro, anche se sarà necessaria una futura verifica sperimentale.

3.3.3 I gratings

In [28], i gratings utilizzati sono *apodizzati*: ciò significa che durante il processo di scrittura sono state attuate operazioni tali da eliminare i lobi laterali nella riflettività dell'FBG. Tuttavia tali dispositivi non sono né comuni né economici. Noi abbiamo provato a fare a meno di tale caratteristica, scegliendo un comune grating usato nell'ambito delle telecomunicazioni della FIBERSENSING, la cui riflettività è rappresentata in figura 1.11 e le cui caratteristiche sono riportate in tabella 3.17

SPECIFICATIONS	
Sensor	
sensitivity	1.2 pm/ $\mu\epsilon$
measurement range ¹	4 000 $\mu\epsilon$
accuracy	$\pm 2 \mu\epsilon$
resolution ²	1 $\mu\epsilon$
Optical	
central wavelength	1510 to 1590 nm
spectral width (FWHM)	< 0.2 nm
reflectivity	> 75%
insertion loss	< 0.1 dB
side lobe suppression	> 10 dB
Inputs / Outputs	
cable type	\varnothing 0.9 mm \varnothing 3 mm Indoor \varnothing 3 mm Outdoor \varnothing 3 mm Embedded
cable length	1 m each side
connectors	FC/APC
¹ measurement range may be customized upon request	
² for 1 pm resolution in wavelength measurement	
Environmental	
operation temperature	-20 to 80° C
relative humidity	< 90% at 80° C
cross sensitivity	10 pm/°C
Mechanical	
packaging	polyimide film stainless steel composite material
effective elasticity modulus ³	embedded 30 GPa
dimensions ⁴	polyimide 40 x 12 x 0.2 (mm)
	weldable 45 x 15 x 0.3 (mm)
	composite 100 x 20 x 0.9 (mm)
weight	embedded 10.4 x 8 (mm) polyimide 5 g
	weldable 5 g
	composite 25 g embedded 150 g
³ effective elasticity modulus and dimensions may be customized upon request	
⁴ dimensions may be customized upon request	
Specifications may change without notice	

Figura 3.17: Caratteristiche del grating utilizzato della *Fiber Sensing*

Se osserviamo la figura 1.11, appare come la riflettività del grating che useremo nel nostro progetto sia ben lungi da coincidere con una gaussiana, sia per la presenza di forti lobi laterali, sia per una non trascurabile asimmetria, sia per la presenza di un 'rumore di fondo' non così uniforme.

Sovrapponendo una gaussiana con un 'pedistallo' uguale a quello della riflettività⁵ del grating, come fatto in figura 3.18, notiamo come non si possa proprio parlare di coincidenza tra gli spettri. Abbiamo adottato nella gaussiana una banda ben maggiore di quella effettiva del grating⁶, perché come risultati tale scelta è più attinente alla realtà.

Usando MATLAB, abbiamo modellizzato due canali di AWG con due gaussiane di pari banda, trasmittività di picco e 'rumore di fondo', posti uno a 1549.320 nm, l'altro a 1550.909 nm. Abbiamo poi immaginato di scaldare il primo di 16 °C, spostando la risposta di 176 pm verso lunghezze d'onda maggiori; il secondo,

⁵Nel grafico tale riflettività viene definita *normalizzata*, perché è moltiplicata alla trasmittività al quadrato della fibra di collegamento tra la sorgente e il dispositivo e alla trasmittività dei canali del circolatore utilizzato.

⁶400 pm contro i 150 pm del dispositivo

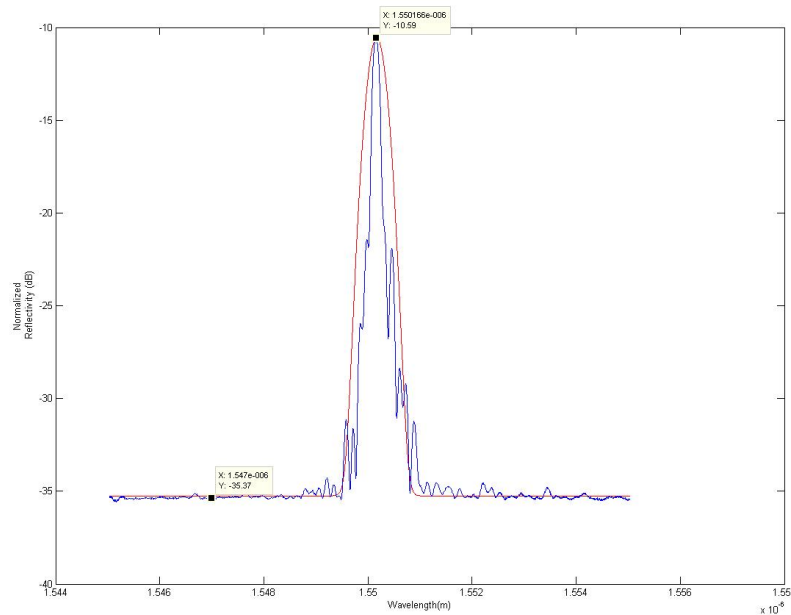


Figura 3.18: Rappresentazione della riflettività *normalizzata* effettiva di un grating e di una gaussiana avente banda di 0.4 nm, pari riflettività di picco e piedistallo dell' FBG rappresentato

raffreddandolo di $8\text{ }^{\circ}\text{C}$, l'abbiamo posizionato di 88 pm verso lunghezze d'onda minori. In tal modo abbiamo pressoché allineato l'intersezione delle *insertion losses* con il picco di riflettività a riposo del sensore, posto a 1550.166 nm.

Abbiamo scelto tale grating per metterci nelle condizioni peggiori per quanto riguarda la sorgente, proprio dove è massima la variazione di intensità nella banda interessata dai canali dell'AWG e dallo spostamento frequenziale dell'FBG, come si può evincere dalla figura 3.19.

Abbiamo poi graficato la funzione di interrogazione esposta in precedenza su un intervallo di *shift* $[-400, +400]$ pm, prima usando la gaussiana di figura 3.18 poi lo spettro effettivo del dispositivo, ottenendo le risposte disegnate in figura 3.20, da cui si può osservare una sorprendente somiglianza.

Ciò ci fa capire come, in prima analisi, l'impatto dei lobi laterali non sia così rilevante.

Tuttavia è facile notare come la risposta non sia lineare. Se calcoliamo come dovrebbe essere la retta di interrogazione con la FWHM della gaussiana utilizzata, otteniamo risultati sconcertanti.

Se osserviamo figura 3.21, notiamo come solo per un'esigua dinamica si può considerare lineare la reale funzione di interrogazione. Teniamo conto che possiamo

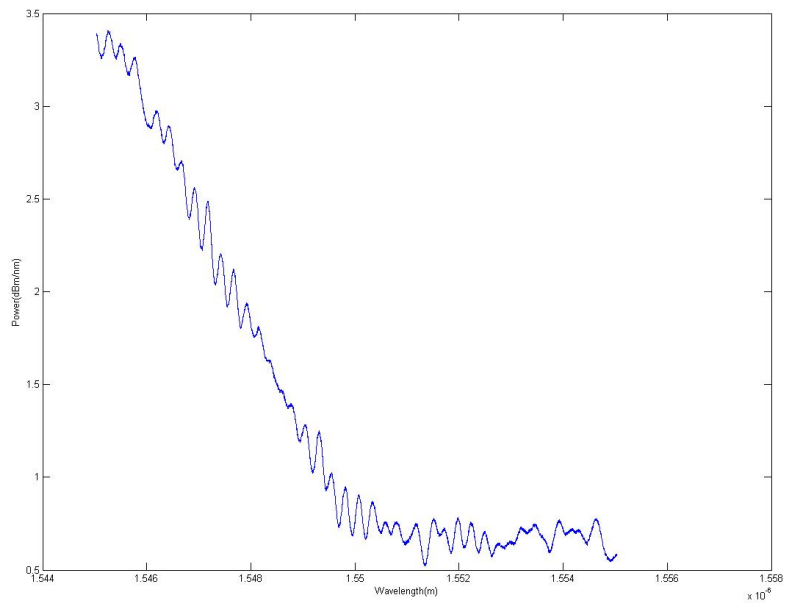


Figura 3.19: Densità spettrale della sorgente nella banda usata per la simulazione

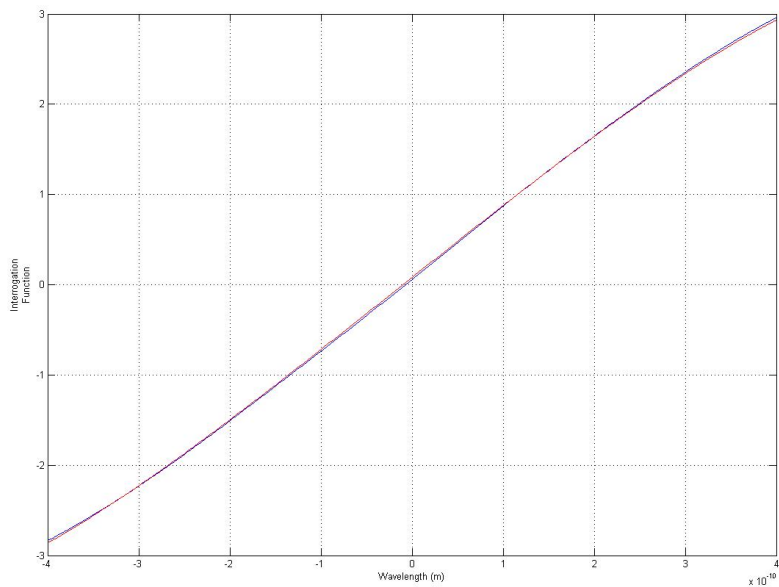


Figura 3.20: Diagramma della funzione di interrogazione ottenuta usando lo spettro effettivo (blu) del grating e una gaussiana di banda 0.4 nm, ma di pari riflettività di picco e rumore di fondo

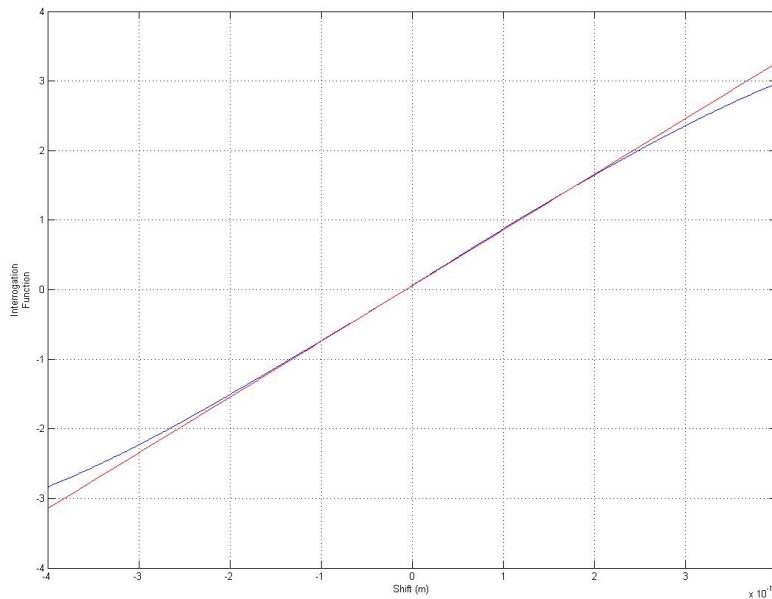


Figura 3.21: Diagramma della funzione di interrogazione ottenuta usando lo spettro effettivo (blu) del grating e della retta di interrogazione teorica (rosso)

verosimilmente risalire alla corrispondenza tra $\rho(x_i)$ e lo *shift* solo in caso di linearità tra le due grandezze: solo in tal caso potremmo eliminare l'offset che deriva da un non perfetto allineamento tra i dispositivi in gioco e dalla dissimmetria degli AWGs o di altri dispositivi e fare a meno di considerare fenomeni troppo aleatori come la riflettività fuori banda del grating. Grafichiamo l'errore-differenza tra la risposta reale e quella lineare. (Figura 3.22)

L'errore incrementa terribilmente aumentando la dinamica, arrivando a valori assoluti di 0.2, 0.3 su una funzione che arriva a valere 2, 2.5, quindi più del 10%. Tuttavia da tale grafico non è ancora chiaro l'impatto di tale fenomeno: considerando che noi abbiamo come unico riferimento la risposta lineare, definendo il suo coefficiente angolare γ , si ha ovviamente $\Delta y = \gamma \Delta x$. Quindi considerando che abbiamo graficato Δy e dato che conosciamo γ , possiamo graficare Δx . (Figura 3.23)

Notiamo che ai margini della dinamica abbiamo un errore che si avvicina ai 40 pm, che significa più di $30 \mu\epsilon$ o 4°C di accuratezza.

Tale effetto non dipende quindi dai lobi laterali o dalla forma 'irregolare' dello spettro del grating ma dalla forte riflettività fuori banda, che dipende da imprecisioni durante la scrittura, dallo scattering di *Rayleigh* della fibra, dalla riflessione di *Fresnel* ai connettori di collegamento, fenomeni non eliminabili.

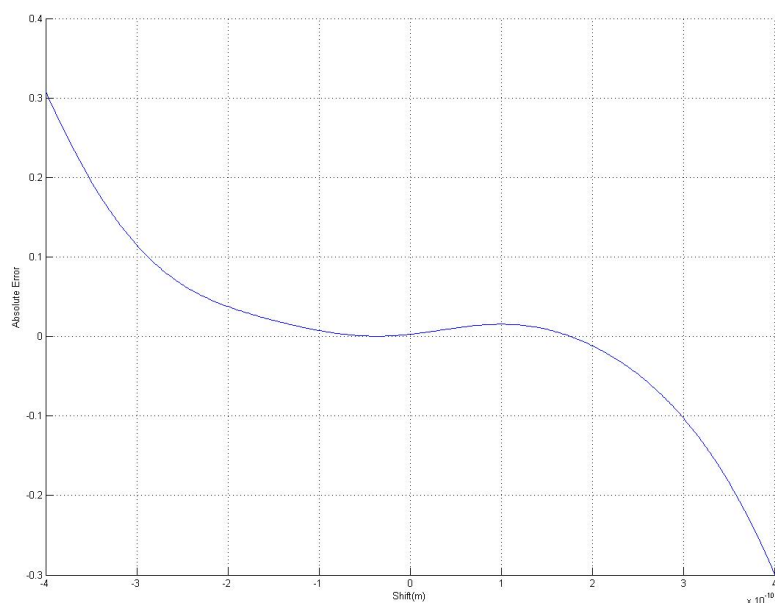


Figura 3.22: Diagramma della differenza tra la funzione di interrogazione ottenuta usando lo spettro effettivo del grating e della retta di interrogazione teorica

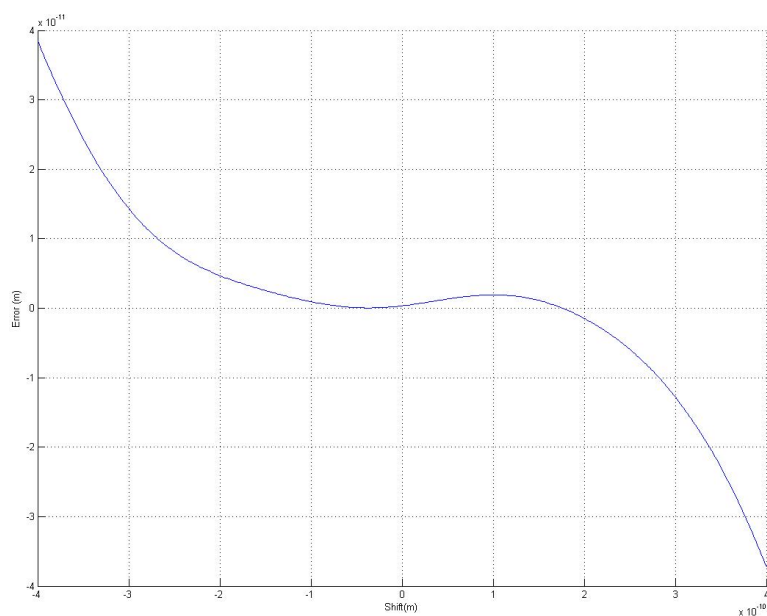


Figura 3.23: Diagramma dell'errore *relativo* rispetto lo *shift*

Per dare una visione diretta di tale fenomeno, merita anche osservare figura 3.24; le frecce indicano una zona spettrale che ricalca la trasmittività dell'AWG in tale banda. Ciò dà materialmente l'idea di una potenza all'incirca costante con la lunghezza d'onda, indipendente da dove si trova il picco di riflettività dell'FBG, che entra in ingresso all'Array Waveguide Grating: subito si evince come tale radiazione di disturbo sia tutt'altro che trascurabile come intensità.

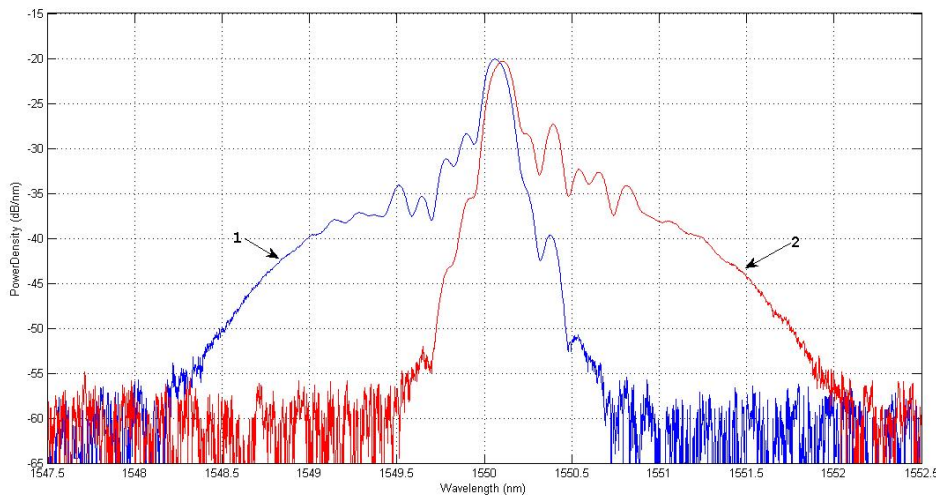


Figura 3.24: Densità spettrale di potenza in uscita dei canali dell'AWG oggetto della simulazione, nel caso in cui un grating sia posto all'incirca nel punto medio tra le loro lunghezze d'onda di picco. Le frecce indicano una forma spettrale che ricalca la trasmittività del canale stesso del AWG.

Una soluzione per tenere conto di tale fenomeno è già stata prospettata da [28]. Quella da noi adottata, almeno in fase di simulazione, parte dal presupposto che il valore del 'rumore di fondo' della riflettività dei grating sia più o meno uniforme nella banda della sorgente utilizzata e sia conoscibile una volta scelti i dispositivi in gioco⁷. Supponiamo inoltre che sia nota la densità spettrale di potenza della sorgente. Moltiplicando la densità spettrale della sorgente per il suddetto valore di riflettività 'fuori banda', si integra il risultato nella banda dei canali utilizzati dell'AWGs, ottenendo un vettore di potenze, o di correnti se si moltiplicano per la *responsivity* del fotodiode. Immaginiamo che per i due canali della

⁷Basterebbe, in fase di calibrazione, analizzare lo spettro in riflessione prima dell'ingresso negli AWGs, sottrarre ad esso la densità spettrale della sorgente e misurare il valore ottenuto negli spazi lasciati liberi dai picchi di riflettività. In definitiva, basta misurare la potenza in un intervallo di lunghezze d'onda dove si può considerare la sorgente 'costante' e dove non trovano posto i picchi degli spettri degli FBG

simulazione tali correnti siano I_α e I_β . La funzione di interrogazione diventerà:

$$\rho^*(x_i) = \log \frac{I_2(x_i) - I_\alpha}{I_1(x_i) - I_\beta}$$

Vediamo i risultati di tale operazione con un solo grating.

In figura 3.25 vediamo il confronto tra la nuova funzione di interrogazione e la retta di interrogazione corrispondente⁸. Notiamo una sostanziale coincidenza, confermata anche dalla figura 3.26, dove abbiamo graficato l'errore relativo tra le due curve.

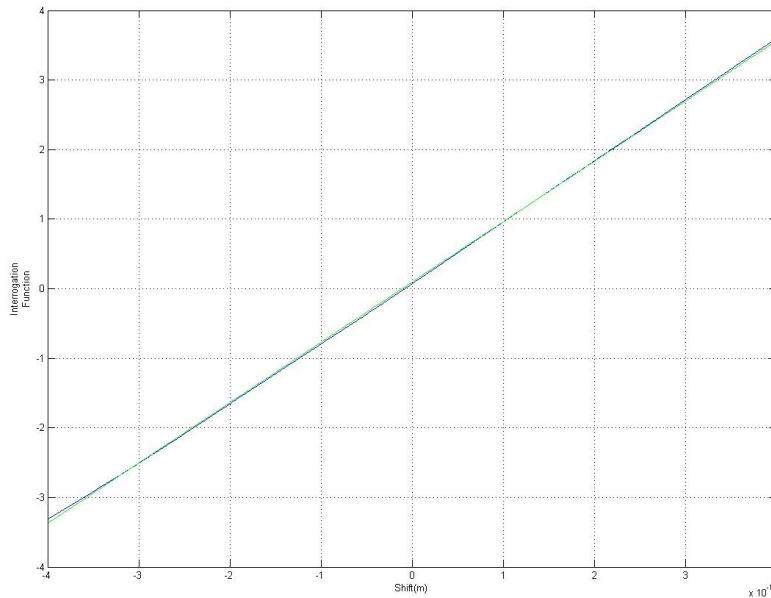


Figura 3.25: Diagramma della funzione di interrogazione ottenuta usando lo spettro effettivo (blu) del grating e della retta di interrogazione teorica (verde)

Abbiamo più che decimato l'errore relativo, ottenuto con le modalità indicate precedentemente, in quasi tutta la dinamica. Il picco negativo che possiamo notare in figura 3.26 vicino allo *shift* nullo sembra riferibile alla irregolarità della forma dello spettro, fenomeno invisibile precedentemente per la presenza di fenomeni che apportavano errori ben maggiori.

In definitiva, in tutta la dinamica, abbiamo un errore, adottando la funzione lineare, minore di $5 \mu\epsilon$ o di 0.5°C .

Nel caso in cui siano presenti più di un grating di uguale riflettività 'fuori banda':

⁸In tale situazione abbiamo calcolato tale retta, diminuendo la banda del grating di riferimento a 0.31 nm

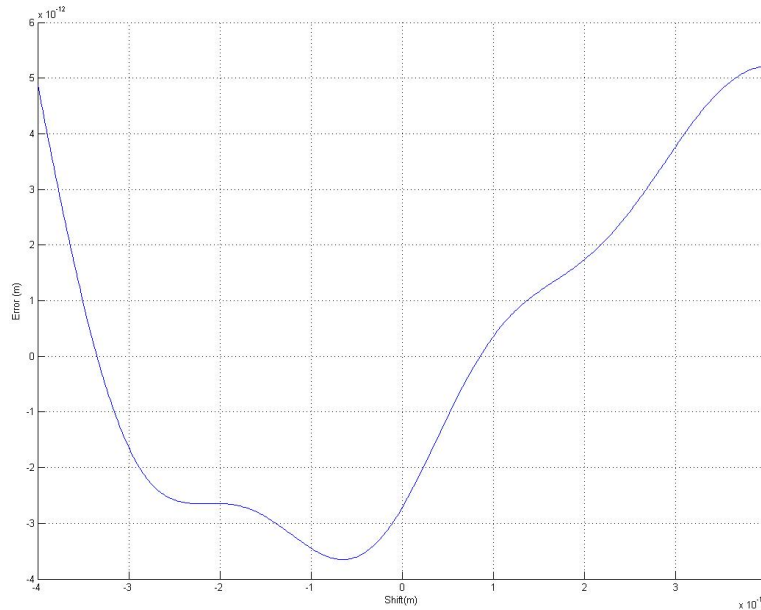


Figura 3.26: Diagramma dell'errore *relativo* tra la nuova funzione di interrogazione ottenuta usando lo spettro effettivo del grating e della retta di interrogazione teorica.

- Moltiplichiamo $I_{\alpha/\beta}$, (misurate o calcolate per un solo dispositivo) per il numero di grating: l'ipotesi più banale. Tuttavia nella misura iniziale entra anche il *Rayleigh Backscattering* che abbiamo per semplicità incluso nella riflettività fuori banda. Ponendo più FBG, tale radiazione non subisce una moltiplicazione di intensità come quelle dovute alle riflessioni di *Fresnel* ai connettori, per esempio. Quindi compiamo un errore, da valutare in base alla lunghezza della fibra⁹.
- Rimisuriamo il 'rumore' fuori banda: la soluzione più precisa ma più laboriosa.

Ci riserviamo all'atto pratico di confrontare tale metodologia con quella suggerita da [28] per la linearizzazione della curva.

Vorremmo di nuovo puntualizzare, per evitare fraintendimenti, che il termine 'rumore' è usato un po' impropriamente, infatti ci stiamo riferendo a un fenome-

⁹Considerando il coefficiente di *Rayleigh Backscattering* fornito da [23], corrispondente a 10^{-4} km^{-1} pare che con 5 km di fibra abbiamo un 'rumore di fondo' dovuto a tale fenomeno minore di 33 dB rispetto la potenza di sorgente. Gli altri fenomeni che danno origine alla riflettività fuori banda sono dieci volte più potenti. Tuttavia si evince come sia importante la lunghezza della fibra.

no deterministico, costante nel tempo. Ciò dà come conseguenza che per eliminarlo non servono a nulla gli espedienti¹⁰ utilizzati per eliminare l'impatto di veri rumori con una certa densità di probabilità e densità spettrale.

Effetto delle disuniformità nella sorgente

Abbiamo utilizzato nelle nostre simulazioni una zona della densità spettrale di sorgente fortemente disuniforme. Bisogna chiedersi se ciò possa arrecare qualche problema.

Per questo abbiamo confrontato la funzione di interrogazione caratteristica di due sensori: in aggiunta a quello usato per la simulazione precedente, usiamo un secondo dispositivo posto in piena zona piatta della densità spettrale della sorgente, centrato a riposo a 1556.6 nm. (Figura 3.27)

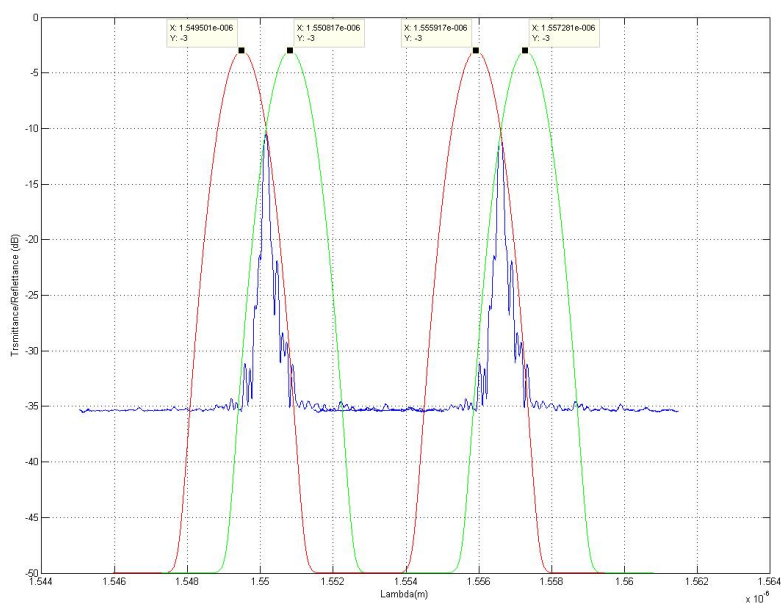


Figura 3.27: Simulazione compiuta su due grating posti a lunghezze d'onda di Bragg diverse

Se grafichiamo le funzioni di interrogazione, paiono differire considerevolmente (Figura 3.28)

Ciò non avviene però per la forma della densità spettrale della sorgente, ma per il diverso *channel spacing*: abbiamo infatti detto che gli AWGs sono allineabili in griglia ITU, che prevede dei valori equispaziati *frequenzialmente*, i quali solo in

¹⁰Per esempio il ricorso a medie più o meno complesse.

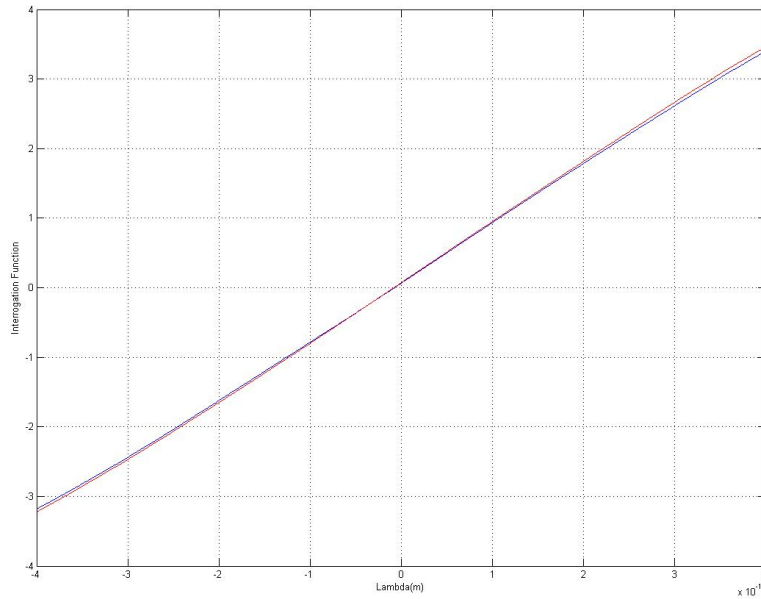


Figura 3.28: Funzione di interrogazione riferita al primo FBG (blu) e al secondo FBG (rosso)

prima approssimazione sono equispaziati in lunghezza d'onda:

$$\frac{c}{n_{eff} * \nu} = \lambda \Rightarrow \Delta\lambda = \frac{-c}{n_{eff} * \nu_0^2} \Delta\nu$$

Se la ν_0 di riferimento varia, varia anche il coefficiente di proporzionalità.

Poiché la funzione di interrogazione ha un coefficiente angolare proporzionale al *channel spacing*, ne deriva che essa varia da sensore a sensore: nel nostro caso, per esempio, riguardo il primo dispositivo, i due canali distano 1.316 nm, riguardo il secondo 1.364 nm. Poiché tale valore è noto con molta precisione, possiamo tenerne conto nella determinazione dell'esatta funzione di interrogazione ed eliminare tale effetto.

Se non ci fosse differenza nel *channel spacing*, avremmo un'errore assoluto tra le due funzioni, riportato in figure 3.29, di alcuni millesimi, molto inferiore a quello dovuto ai lobi laterali o alla non completa eliminazione dell'effetto del 'rumore di fondo'.

Aspetto fisico

Un vantaggio dei dispositivi acquistati è la presenza attorno al grating di una struttura che permette agilmente il fissaggio al dispositivo sotto test, essendo

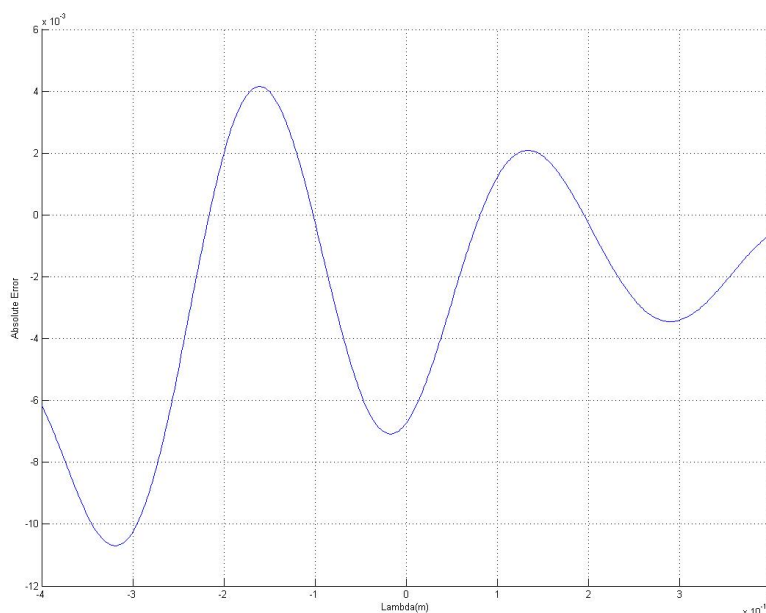


Figura 3.29: Errore tra la funzione di interrogazione riferita al primo FBG e al secondo FBG se il *channel spacing* fosse costante

diretti tali sensori alla misura dello strain. Ciò si può vedere da figura 3.30.

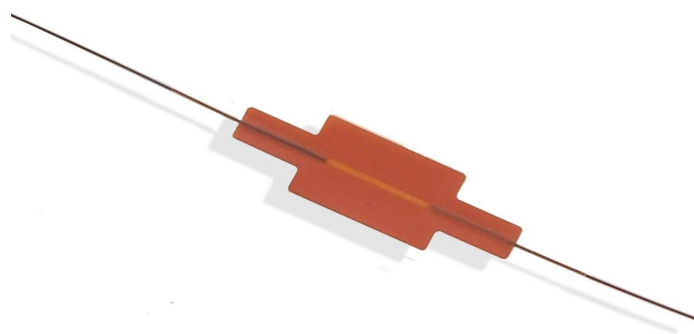


Figura 3.30: Uno dei grating della FIBER SENSING atto a misurare lo strain.

Le tecniche di fissaggio, assai complesse e mutevoli da applicazione ad applicazione, esulano da questa trattazione.

3.3.4 I fotorivelatori

Riguardo i fotorivelatori necessari, non ci sono caratteristiche stringenti: la banda del segnale convertito è massimo di qualche kHz, mentre la radiazione incidente va da 1535 a 1565 nm. Abbiamo già precisato che il sistema è progettato in ma-

niera tale da garantire in ogni condizione, nella dinamica di funzionamento dei sensori, una potenza ragionevole per l'utilizzo di un PIN come fotorivelatore: la minima radiazione incidente è comunque superiore a 110 nW.

Abbiamo quindi scelto dei PIN della PD-LD INC. 3.31, che offrono una *responsivity* nella nostra banda di 0.9, come riportato in figura 3.32.

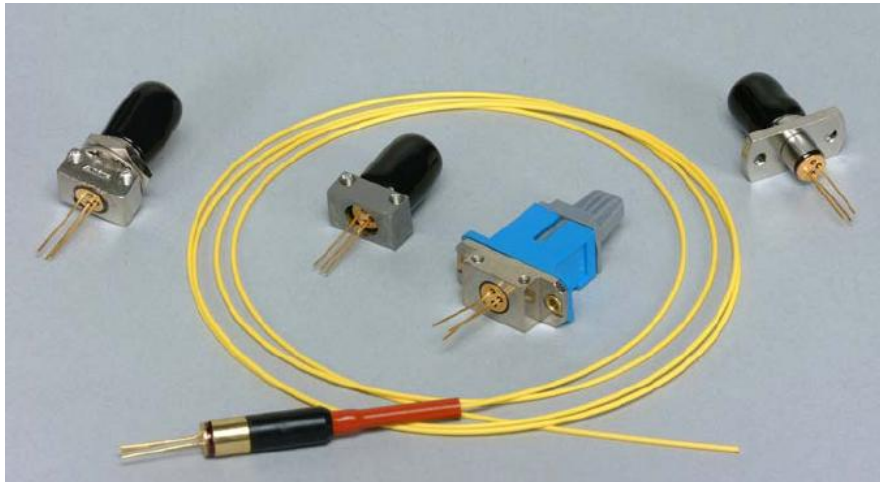


Figura 3.31: I *pins* della PD-LD INC.. Il modello utilizzato per la nostra applicazione è quello connettorizzato FC/APC con *pigtail*

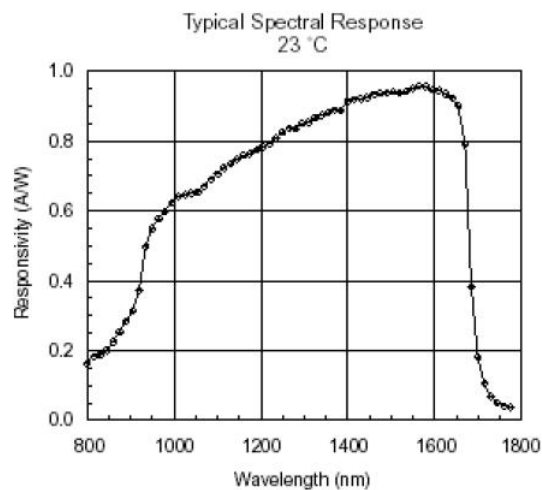


Figura 3.32: Diagramma della *responsivity* del PIN utilizzato nella nostra applicazione.

La corrente di buio è inferiore al *nanoampere* alla temperatura di utilizzo. Può sopportare fino a 2 mA e 20 V in inversa, valori ampiamente sovradimensionati per le nostre esigenze.

3.4 Il set-up e considerazioni generali.

Siamo ora pronti a delineare un set-up complessivo dell'intero sistema, effettivamente realizzato nei laboratori del CEIICP di Pisa.

3.4.1 Il set-up

Cerchiamo ora di mettere insieme tutti i dispositivi che abbiamo discusso separatamente per elaborare uno schema complessivo. In figura 3.33, vengono indicati i vari componenti con le *insertion losses*, le potenze, i picchi di riflettività e trasmettività caratteristici

Figurano, sempre in tale immagine, oltre i dispositivi trattati:

- *Circolatore (ovale, in verde)*: è il componente principale di indirizzamento della radiazione ottica. Permette di dirigere la potenza della sorgente verso l'*array* di grating e la luce di ritorno dagli *FBGs* verso gli *AWGs*, con piccole perdite e soprattutto evitando da una parte che componenti radiative vengano riflesse verso l'*EDFA*, causando instabilità nella sorgente, dall'altra che parte della potenza di input finisca direttamente ai filtri, vanificando ogni misura (Figura 3.34).
- *Isolatore*: posto alla fine dell'*array* di grating, impedisce alla riflessione di *Fresnel*, ad ampio spettro, originata dall'interfaccia di fine fibra, di giungere agli *AWGs*, innalzando ancor di più il 'rumore di fondo' di cui abbiamo discusso i rimedi precedentemente. E' un dispositivo unidirezionale che permette con basse perdite l'attraversamento in una direzione, ma impedisce praticamente il passaggio in quella opposta.(Figura 3.35)
- *3dB splitter (rettangolo, in verde)*: scinde la potenza incidente in parti uguali in due canali, aggiungendo una piccola perdita inevitabile. (Figura 3.36)

E' semplice seguire il percorso della radiazione luminosa nello schema di figura 3.33: dalla sorgente, attraverso il circolatore, dopo aver attraversato un tratto opportunamente lungo di fibra, giunge all'*array* di grating, dove vengono riflesse sottili bande spettrali di lunghezza d'onda centrale dipendente dai misurandi. Le potenze riflesse, dopo aver ripercorso lo stesso tratto di fibra, sempre tramite il circolatore, vengono scisse in due parti 'uguali' dal *3dB splitter* e finiscono agli input degli *AWGs*. La luce uscente dai canali di tali dispositivi viene convertita optoelettronicamente dai *pins*. Dalla corrente risultato della conversione al dato

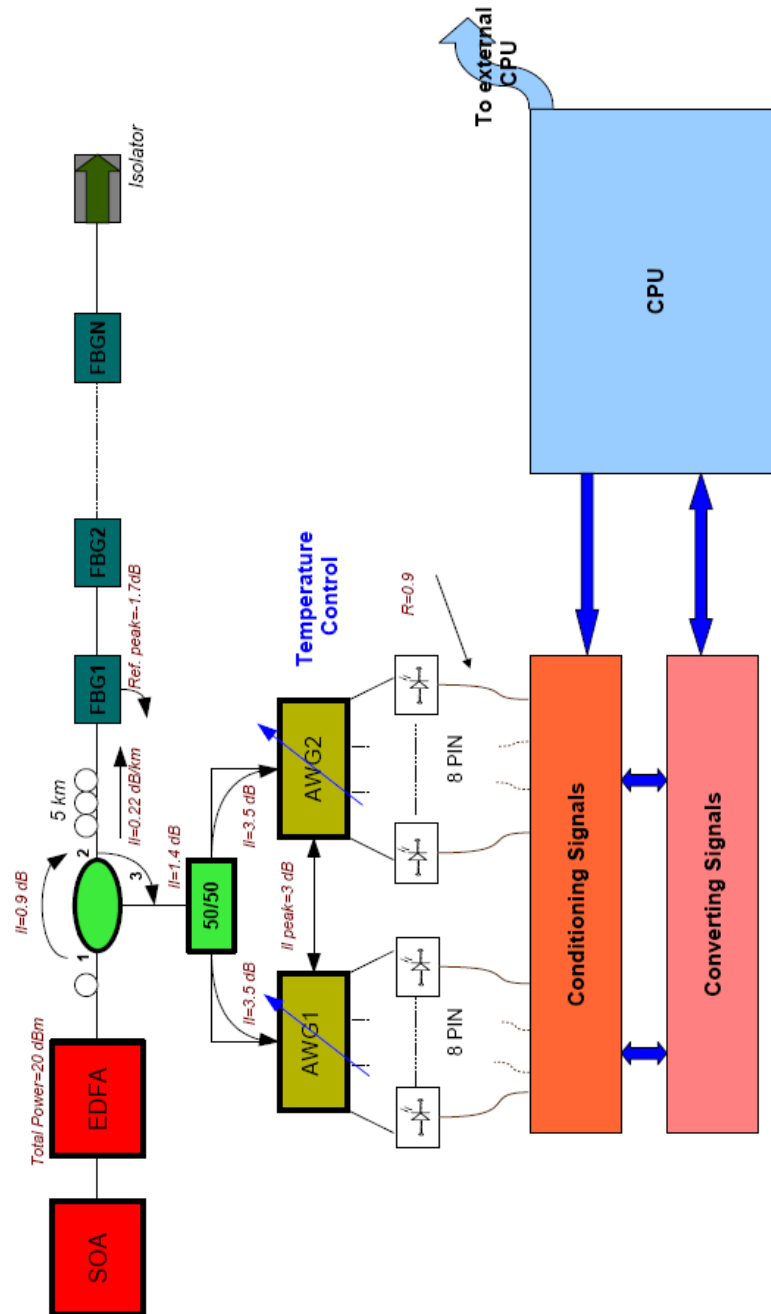


Figura 3.33: Set-up complessivo del sistema ottico.

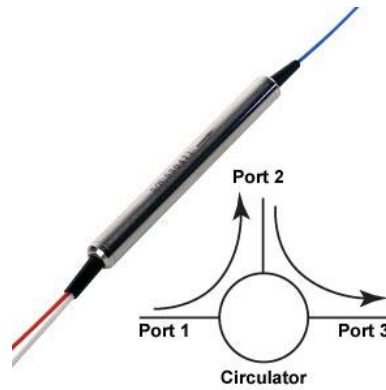


Figura 3.34: Un esempio di circolatore con schema di principio



Figura 3.35: Un esempio di isolatore. La freccia indica il verso in cui può passare la radiazione luminosa.



Figura 3.36: Un esempio di splitter 50/50

digitale rappresentante lo *shift* trova luogo un complesso sistema elettronico di cui discuteremo diffusamente nelle sezioni successive.

3.4.2 Considerazioni finali sul sistema ottico

Benché nostra primaria fonte di ispirazione è stata la trattazione svolta da [28], abbiamo generalizzato alcune conclusioni e implementato alcune migliorie:

- L'uso di due AWGs accordabili in temperatura permette un miglior allineamento con i *gratings* forniti, oltre un aumento di potenza in uscita dai canali degli AWGs, che apporta un incremento della dinamica della misura.
- Abbiamo dimostrato come realmente la trasmittività di un AWG possa essere schematizzata con una gaussiana.
- Abbiamo individuato una sorgente abbastanza potente a larga banda con densità spettrale relativamente costante. Abbiamo altresì dimostrato che le disuniformità presenti non apportano grossi problemi ai fini della precisione della misura.
- Abbiamo dimostrato come usando gratings non apodizzati sia comunque possibile implementare il sistema di misura.
- Abbiamo individuato una tecnica per linearizzare su un'ampia dinamica la funzione di interrogazione.

Nelle prossime sezione progetteremo un sistema elettronico in grado di condizionare e di campionare ad alta frequenza i segnali che la parte ottica ha raccolto.

Capitolo 4

IL PROGETTO ELETTRONICO: LA SCHEDE DI ACQUISIZIONE DATI

4.1 Peculiarità dei segnali da elaborare e obiettivi

Una volta scelti i componenti ottici, discusse le loro peculiarità e soprattutto le loro non idealità, affrontate esse e ottenuto un ragionevole set-up, ci accingiamo a delineare un sistema di acquisizione elettronico che ottemperi alle nostre esigenze.

Innanzitutto chiariamo i nostri obiettivi:

- Vogliamo interrogare fino a 8 sensori di strain o di temperatura.
- La frequenza di campionamento deve essere posta tra 15 e 20 kHz.
- L'accuratezza deve dipendere solamente dai limiti posti dal set-up ottico.
- Vogliamo essere in grado di trattare segnali anche molto deboli, fino a 100 nA. Ciò per aumentare la dinamica di utilizzo.
- Vogliamo poter trattare i dati campionati tramite un normale personal computer, *off-line* inizialmente, ma mirando al *real-time*.
- Tuttavia, vogliamo prevedere anche applicazioni *stand-alone*, dotando di discrete capacità di elaborazione la logica di controllo della scheda.

Anche se non riusciremo a raggiungere con le sperimentazioni tutti tali scopi, il nostro progetto deve poter rendere possibili tali obiettivi in esperimenti futuri.

Delineiamo alcuni particolari nevralgici dei segnali che dovremo elaborare:

- A causa della disuniformità della sorgente, della trasmittanza di picco dei canali degli AWGs e della riflettività degli FBGs, per la differente distanza

dei grating dal sistema di acquisizione e tenendo conto di fenomeni 'aleatori' che possono interferire nella potenza ricevuta e riflessa dai sensori, la dinamica delle correnti in uscita dal fotodiode può variare considerevolmente.

Se consideriamo ad esempio un grating posto sulla zona piatta della densità spettrale della sorgente, abbiamo una corrente che può spaziare nella dinamica $0.3 \rightarrow 5 \mu A$, che diventa $0.3 \rightarrow 6 \mu A$ se siamo nel tratto presentato in figura 3.19, che varia ancora, fino a 3dB nei valori limite se ci troviamo esattamente nel picco dello spettro di potenza. D'altronde possiamo mutare in un range di alcuni dB l'intensità della radiazione uscente dall'*Erbium Doped Fiber Amplifier*¹.

Dalle simulazioni effettuate cambiando canale, potenza in uscita dalla sorgente e tipo di sensore, ci siamo accorti che abbiamo a che fare con segnali la cui dinamica è un intervallo (la cui stessa ampiezza in dB può variare) compreso tra qualche centinaio di nA a $18 \mu A$. Ciò rende necessario un condizionamento del guadagno variabile e distinto per ciascuna coppia di canali² per sfruttare completamente la dinamica del convertitore analogico digitale a valle.

- L'offset caratteristico di alcuni componenti può essere ben maggiore dell'informazione utile nei primi stadi di amplificazione. Questo valore può variare da canale a canale. Dobbiamo quindi prevedere una compensazione separata e distinta per ogni canale di acquisizione.
- Chiariamo subito che la compensazione dell'offset e il condizionamento del guadagno devono essere 'quasi-dinamiche'. Ciò significa che deve essere possibile una procedura, magari prima di iniziare la misura ma ripetibile quando e se necessario, per eseguire tali operazioni. Ciò è dovuto al fatto che anche per il singolo canale le condizioni operative possono variare assai durante il normale tempo di utilizzo.
- I segnali possono arrivare fino a 100 nA. Ciò significa che i primi dispositivi a trattare il segnale devono essere a bassissimo rumore e che è impensabile un singolo stadio di amplificazione.

¹Abbiamo eseguito simulazioni con potenza d'uscita variante da 17 dBm a 23.5 dBm, senza che la funzionalità del sistema ne risentisse.

²Se fosse separato e diverso anche per i canali di una coppia interrogante un singolo dispositivo avremmo già a riposo un offset nella funzione di interrogazione dagli effetti imprevedibili sulla dinamica

- Se campioniamo 16 canali a 18 kHz con un *analog to digital converter* a 16 bit di risoluzione, abbiamo un flusso di dati da gestire maggiore di 4.6 Mbit/s. Bisogna adottare una logica di controllo e di comunicazione in grado di far fronte a tale *bit rate*: per esempio, possiamo subito scartare l'ipotesi di una comunicazione seriale RS232.

Abbiamo delineato gli obiettivi e le difficoltà maggiori a cui dovremo far fronte per raggiungerli. Procediamo ora a una schematizzazione a blocchi del nostro sistema di acquisizione, per poi passare a un'analisi dettagliata.

4.2 Schema a blocchi del sistema di acquisizione

4.2.1 Il modulo di acquisizione del singolo canale

Ci proponiamo di descrivere il nostro sistema in maniera *down-top*. Per questo mostriamo in figura 4.1 lo schema a blocchi di conversione e condizionamento del segnale ottico in uscita da un canale dell'AWG.

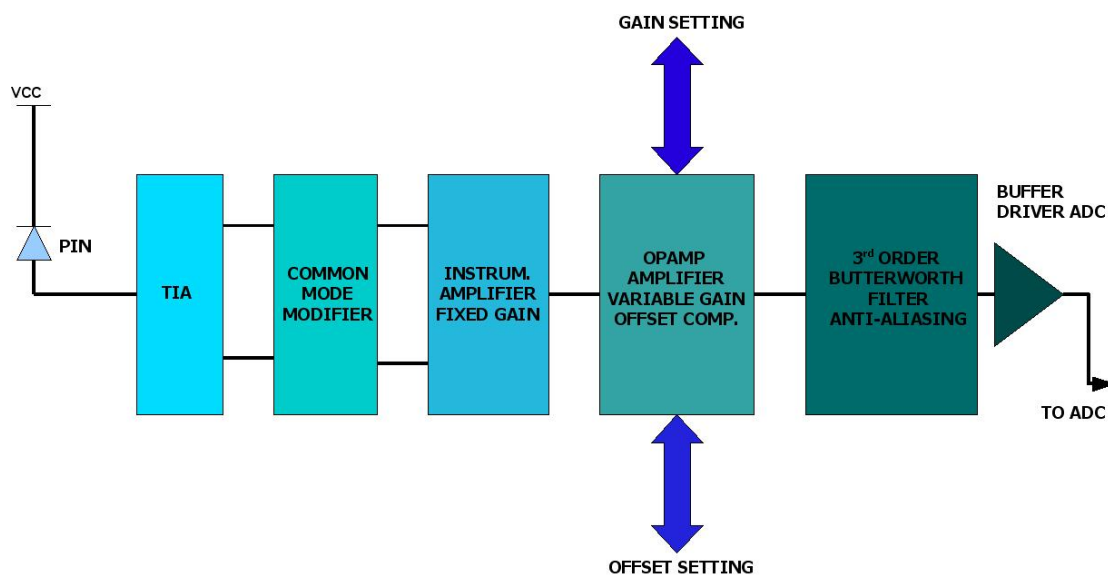


Figura 4.1: Schema a blocchi di acquisizione di un segnale ottico in uscita dal canale di un AWG.

In successione possiamo identificare:

1. Un *fotodiodo PIN* atto a convertire la potenza ottica in una grandezza elettrica, già trattato nella sezione precedente.

2. Un *trans-impedance amplifier* necessario per convertire la corrente in uscita dal PIN in tensione. Tale componente è il più delicato di tutto il sistema, poiché è il primo nella catena di amplificazione: i suoi parametri di guadagno, rumore, modo comune, distorsione determineranno la scelta di molti componenti successivi.
3. Un *fully-differential amplifier* atto a modificare il modo comune dei segnali in uscita dal TIA per adeguarlo agli stadi successivi.
4. Un *instrumentation amplifier* a guadagno fisso, determinato con precisione, a basso rumore.
5. Uno stadio a *guadagno variabile*, atto ad adeguare le peculiarità del singolo canale alla dinamica dell'ADC; inoltre in tale stadio viene eseguita la *compensazione dell'offset*, inevitabile in un sistema necessitante di un'elevata precisione anche per garantire il completo sfruttamento della suddetta dinamica.
6. Un *filtro di Butterworth*, molto selettivo (terzo ordine), con guadagno unitario, atto ad eliminare il rumore fuori banda e con funzione *anti-aliasing*.
7. Un *buffer* di pilotaggio dell'ingresso dell'ADC.

Osserviamo che tale struttura va ripetuta per ciascuna uscita degli AWGs, quindi per 16 volte se vogliamo interrogare 8 grating.

Se consideriamo le formule riguardanti la funzione di interrogazione, osserviamo che per garantire buona linearità e diminuire l'offset in condizione di riposo del grating, i guadagni e le operazioni in genere che subiscono i due canali che concorrono alla misura della lunghezza d'onda di Bragg di un sensore, devono essere il più possibile coincidenti.

Per questo merita adottare dispositivi formati da due sottoparti uguali, in maniera tale da garantire con più sicurezza ciò che è stato affermato nel paragrafo precedente.

4.2.2 La struttura complessiva

Possiamo ora apprezzare la scheda di acquisizione nel suo insieme, con sedici delle unità descritte precedentemente raggruppate in coppie funzionali ad interrogare un singolo sensore (figura 4.2)

Individuiamo innanzitutto:

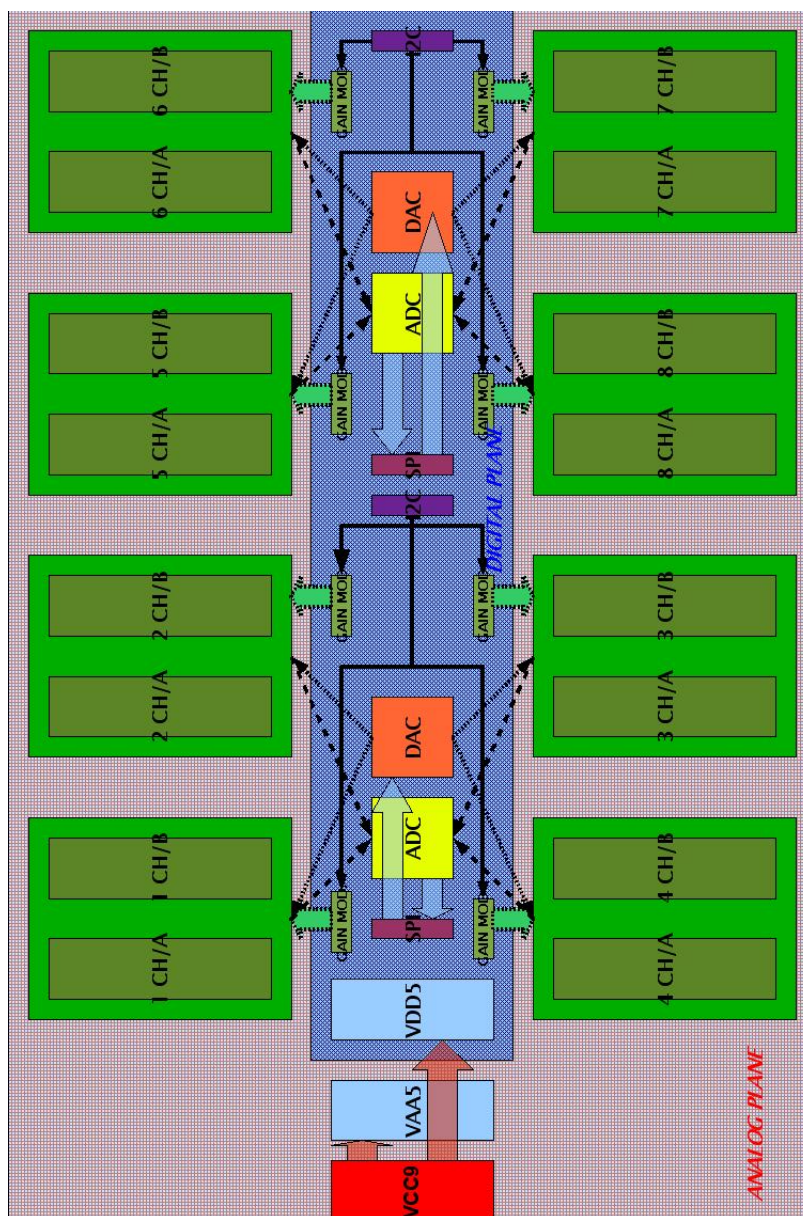


Figura 4.2: Schema a blocchi dell'intera scheda di acquisizione e dei collegamenti funzionali

- Una sezione analogica, dove trovano luogo i circuiti di trasformazione e condizionamento del segnale ottico (tratteggiata in rosso).
- Una sezione digitale, dove trovano luogo i convertitori ADC, DAC, i connettori di interfaccia, i dispositivi atti a modificare il guadagno della catena di amplificazione delle coppie funzionali nella sezione analogica (tratteggiata in blu).
- Un connettore d'alimentazione a 9 V da cui vengono regolate due tensioni a 5 V, una per la sezione analogica, una per quella digitale.

Notiamo inoltre che per comunicare con l'esterno, vengono adottati due protocolli:

- L'*I2C* per i dispositivi che modificano il guadagno dei blocchi della sezione analogica.
- L'*SPI* per i convertitori.

Procediamo ora all'analisi di ciascun blocco presente in figura 4.1.

4.3 Analisi dettagliata del sistema elettronico: l'amplificazione e il condizionamento del segnale.

4.3.1 Il *TranImpedanceAmplifier*

Abbiamo già indicato come tale dispositivo è il più importante forse dell'intera scheda.

Per la *legge di Friis*,³ indicando con il pedice lo stadio della catena,

$$NF_{tot} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 * G_2} \dots$$

si ha che:

- Il rumore del primo stadio è determinante sulla *noise figure* complessiva.
- Il guadagno del primo stadio deve essere elevato per diminuire i contributi di rumore degli stadi successivi.

³Per una dimostrazione e una più approfondita trattazione basta un comune manuale di elettronica, tipo [22]

Date le performance elevate che deve avere il componente, abbiamo deciso di adottare un *TransImpedance Amplifier* in chip, al posto di usare un comune amplificatore operazionale con resistenze in retroazione.

La scelta è caduta sul SA5211 della PHILIPS (in figura 4.3 c'è lo schema elettrico corrispondente), che offre le seguenti caratteristiche:

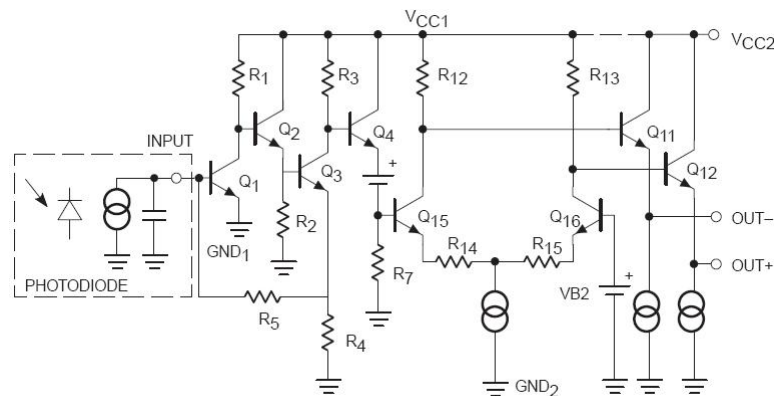


Figura 4.3: Schema elettrico interno del SA5211

- Corrente di rumore in input di $1.8 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}$, il minimo ottenibile commercialmente. Considerando che abbiamo posto il limite inferiore al segnale rilevabile a 100 nA, il minimo *signal to noise ratio* nella banda [0 – 5000] Hz è all'incirca 58 dB.
- Transresistenza che varia considerevolmente, nel range [21 – 36] kΩ.
- Banda di 180 MHz, ampiamente sovrabbondante per la nostra applicazione.
- Uscita differenziale.
- Alimentazione a 5 V.
- Caratteristica lineare con dinamica sovrabbondante rispetto i nostri bisogni (figura 4.4).

Sembra il componente perfetto, tuttavia ci sono due parametri che pesano su tutti gli stadi successivi:

- *L'offset*: come si vede da figura 4.5 varia considerevolmente con la temperatura e può essere ben maggiore di tutto il segnale utile. E' impensabile non ideare degli stratagemmi per eliminarlo.

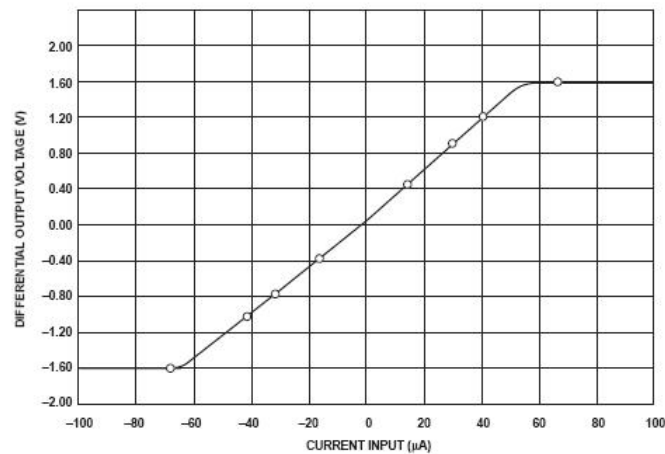


Figura 4.4: Transcaratteristica ingresso-uscita del SA5211

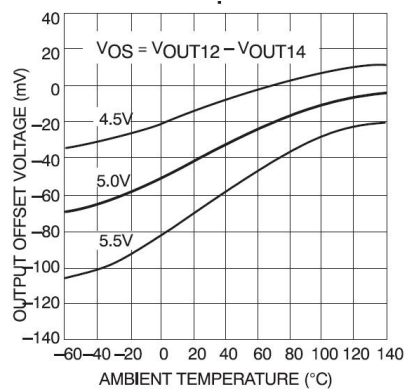


Figura 4.5: Tensione di offset in uscita in base alla temperatura ambiente del SA5211

- *Il modo comune di uscita:* è molto alto, fino a 3.7 V. Ciò rischia di mandare facilmente in saturazione lo stadio che segue, soprattutto se si vuole mantenere una singola alimentazione a 5 V, come è nei nostri progetti.

Vediamo negli stadi successivi come risolviamo tali problemi.

4.3.2 Modifica della tensione di modo comune

Abbiamo adottato per risolvere la difficoltà di avere un elevato modo comune in uscita dal primo stadio, un dispositivo dell'ANALOG DEVICES, l'ADA4950-2. Esso, rappresentato in figura 4.6, è costituito da due amplificatori operazionali *fully differential* e alcuni resistori integrati che permettono di modulare il guadagno (che nel nostro caso è unitario).

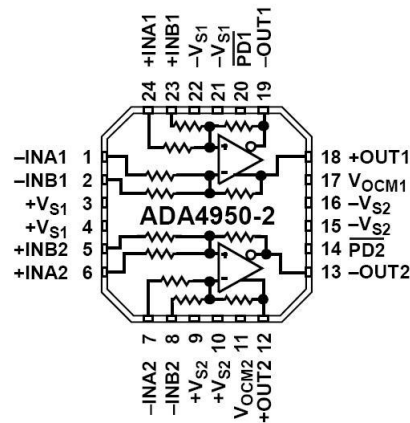


Figura 4.6: Schema a blocchi funzionali dell'ADA4950-2

Tale struttura rende possibile un basso rumore in ingresso ($9.2 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$), caratteristica importante poiché siamo quasi agli inizi della catena di amplificazione, oltre a bassa distorsione e alta banda (maggiore addirittura che nel primo stadio).

Importanti sono le dinamiche di ingresso e di uscita: nel primo caso, sebbene alcune parti del datasheet siano obiettivamente poco chiare, si prendono in considerazione i nodi a valle delle resistenze integrate, a cui possiamo presentare tensioni comprese nel *range* $[0.2, 3.2]$ V, nel caso di singola alimentazione a 5 V; nel secondo caso, le tensioni devono appartenere all'intervallo $[1.2, 3.8]$ V.

Dalle simulazioni effettuate, abbiamo osservato come la massima corrente in uscita dal fotodiodo sia di $12 \mu A$. Immaginiamo di usare un altro setting della sorgente, o minore lunghezza di fibra, o comunque una modifica del set-up che possa portare tale valore fino a $18 \mu A$. Nel caso in cui adoperiamo un SA5211 con la massima transresistenza ammessa ($36 k\Omega$), abbiamo un segnale differenziale in uscita di all'incirca $650 mV$, che maggioriamo a $700 mV$ per l'eventuale offset. Se poniamo un modo comune di 1.6 V ai terminali $VOCMx$, le uscite variano da 1.250 a 1.950 V, valori ammessi. Se consideriamo invece cosa abbiamo in ingresso agli 'amplificatori interni' del dispositivo, tenendo conto l'uscita massima che può avere l'ADA4950-2 e il modo comune massimo del SA5211 di 3.7 V, nel caso di massima corrente portata dal fotodiodo, possiamo calcolare un valore di 3 V, anche esso ammesso nella dinamica.

Per creare tale tensione di modo comune, introduciamo l'operazionale che useremo massicciamente nel nostro schema, l'AD8032 (Figura 4.7).

Tale dispositivo è un'operazionale molto versatile, con una banda di 80 MHz, praticamente *rail to rail* in uscita (basta distare al più un decimo di volt dalle alimentazioni), *rail to rail* in ingresso, basso rumore di tensione equivalente di

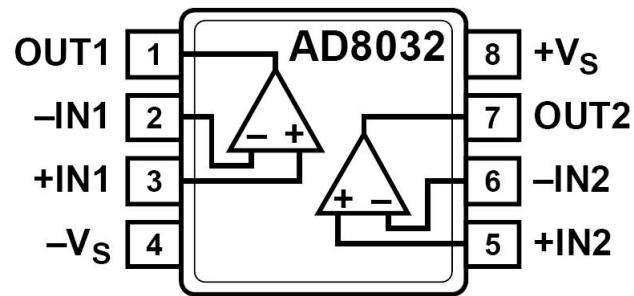


Figura 4.7: Rappresentazione schematica dell'AD8032

ingresso ($15 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$), una corrente di *source* di all'incirca 30 mA e di *sink* di all'incirca 45 mA; ottimo per gestire il segnale dopo le prime fasi di amplificazione. E' anche esso un dispositivo duale, proprio per limitare le differenze che ci possono essere tra i due canali che concorrono alla misura di un singolo sensore.

Usandolo come *buffer*, creando la tensione di 1.6 V partizionando i 5 V di alimentazione, otteniamo un circuito complessivo rappresentato in figura 4.8.

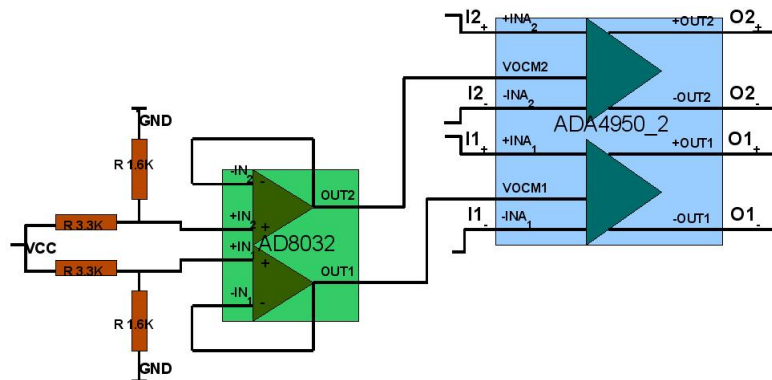


Figura 4.8: Rappresentazione schematica del blocco a modifica del modo comune

4.3.3 L'amplificatore da strumentazione a guadagno fisso

Arrivati a tale stadio della catena di amplificazione, dobbiamo considerare che nel caso in ingresso abbiamo un segnale debole (tipo 150 nA), prendendo un valore basso della transresistenza del SA5211 (21000 $k\Omega$, il minimo possibile), abbiamo una tensione utile differenziale di 3 mV. Abbiamo bisogno quindi di

un dispositivo di amplificazione a basso rumore, con un guadagno affidabile e accurato.

Viene spontaneo pensare in tale situazione ad un *instrumentation amplifier*. Nel nostro caso abbiamo adottato l'AD8224 (figura 4.9).

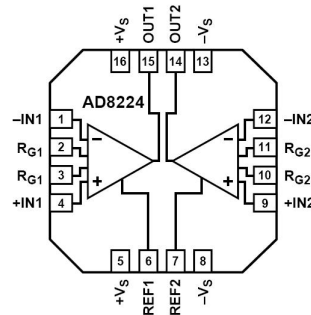


Figura 4.9: Rappresentazione schematica dell'AD8224

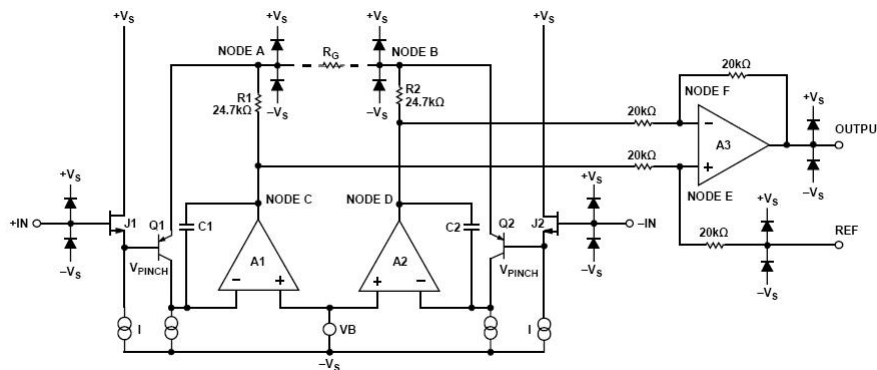


Figura 4.10: Rappresentazione di principio dello schema elettrico dell'AD8224

Tale dispositivo, a tecnologia JFET, il cui schema è riportato in figura 4.10, presenta tali caratteristiche per noi significative:

- E' duale.
- Ha un prodotto guadagno banda di 1.5 MHz, ampiamente soddisfacente per i nostri scopi
- Ha un rumore di tensione in ingresso massimo di $17 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$, originando un *signal to noise ratio*, nel caso del segnale prospettato all'inizio di tale sezione, di quasi 68 dB.
- Bassissimi rumore di corrente e corrente di bias.

- Output *rail to rail*, input limitato a 3 V, ampiamente soddisfacente.
- Ponendo un'opportuna resistenza RG_x ai capi di alcuni suoi terminali, evidenziati in figura 4.9, è possibile modulare il guadagno secondo la formula $1 + \frac{49400}{RG_x}$. Noi abbiamo adottato una resistenza da $24\text{ k}\Omega$, ottenendo quindi un guadagno di 3.06. Poiché, considerando il valore della resistenza infinitamente accurato, l'errore garantito nel guadagno, consultando il datasheet, è minore dello 0.2% per questioni manifatturali del chip, abbiamo adottato una resistenza con accuratezza dell'0.1% per ottenere un errore nella suddetta formula all'incirca corrispondente al precedente valore.
- Se consultiamo la figura 4.11, con un modo comune di 1.6 V in ingresso, da caratteristica evinciamo che possiamo ampiamente raggiungere più 2.9 V in uscita, prendendo la condizione più restrittiva imposta da tali grafici. Con guadagno di 3, scelto appositamente così basso, e massimo segnale in ingresso di 700mV, rimaniamo distanti dalla tensione suddetta di 0.8 V. Notiamo che senza lo stadio modificatore del modo comune discusso precedentemente, non potevamo utilizzare tale dispositivo con un'alimentazione a 5 V.

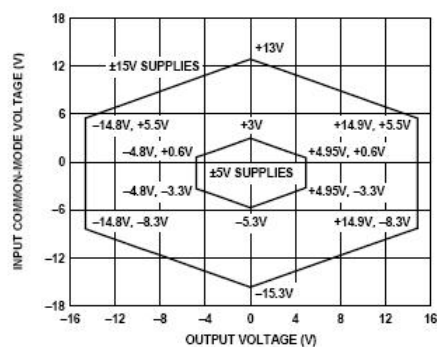


Figure 24. Input Common-Mode Voltage Range vs. Output Voltage, $G=1$, $V_{REF}=0\text{ V}$

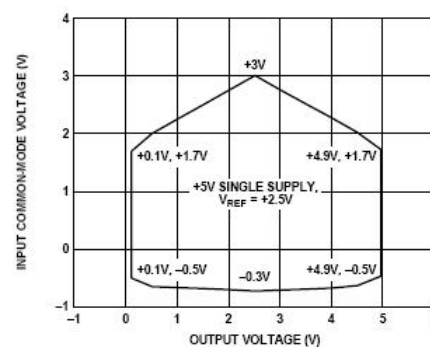


Figure 27. Input Common-Mode Voltage Range vs. Output Voltage, $G=100$, $V_s=5\text{ V}$, $V_{REF}=2.5\text{ V}$

Figura 4.11: Grafico dei valori possibili in uscita in base al modo comune in ingresso, rispetto varie condizioni di utilizzo, dell'AD8224

- Possibilità, per ciascun canale, di imporre una tensione di riferimento, la cui utilità sarà spiegata successivamente.
- Una capacità di erogare corrente rappresentata da figura 4.12.

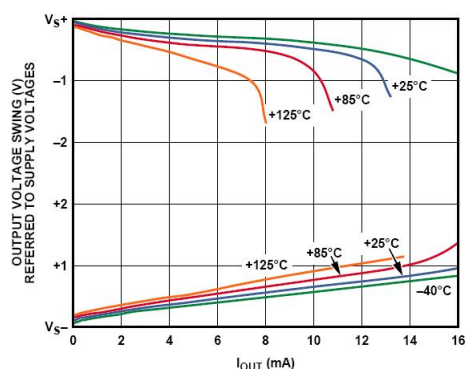


Figura 4.12: Grafico della massima tensione possibile in uscita in base alla corrente erogata

Polarizzazione dell'Offset

Abbiamo già notato, in figura 4.5, come l'offset del primo blocco può ben superare il segnale utile.

Per eliminarlo potremmo sottrarre ad esso un segnale creato *ad hoc*, variabile da canale a canale; tuttavia, comincia ad essere di complessa progettazione un sistema che possa produrre in uscita una tensione sia positiva che negativa, considerando che abbiamo un'alimentazione $[0 - 5]$ V. D'altronde non siamo sicuri della polarità dell'offset, non solo perché a crearlo con diverso impatto sono tutti i dispositivi fino ad ora esaminati, ma riguardo lo stesso SA5211 ci sono informazioni discordanti: se consideriamo figura 4.5, l'offset sembra negativo, se invece consultiamo la figura 4.4 sembra positivo.

Abbiamo quindi pensato di introdurre noi un offset abbastanza grande da essere determinante nella polarità finale; per far questo abbiamo creato, con un AD8032 usato come buffer e acconcie resistenze, una tensione di 0.5 V che abbiamo posto in ingresso al riferimento di tensione dell'AD8224 (Figura 4.13). In tal modo, per eliminare ogni tipo di offset possibile, dovremo sottrarre negli stadi successivi un segnale positivo.

4.3.4 Lo stadio a guadagno variabile e di compensazione dell'offset

Il potenziometro digitale

E' necessario adesso individuare un dispositivo che ci permetta di modulare il guadagno 'quasi dinamicamente' con una certa precisione e versatilità.

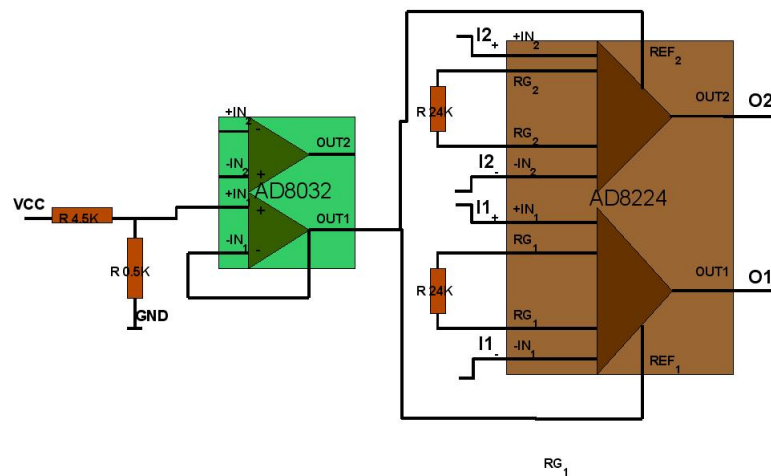


Figura 4.13: Rappresentazione schematica dell’amplificatore da strumentazione a guadagno fisso con offset imposto

La scelta cade su un *potenziometro digitale*, l’AD5252A100 (Figura 4.14)

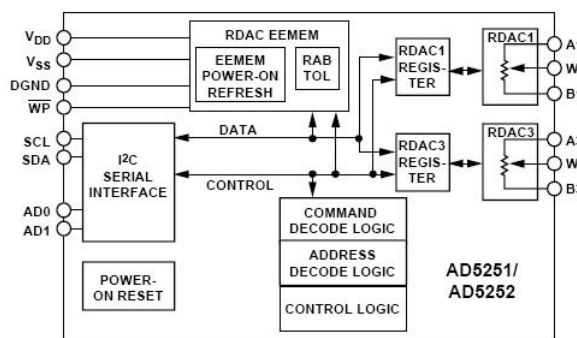


Figura 4.14: Rappresentazione funzionale del potenziometro digitale AD5252

Nel nostro caso, $R_{ABx} \approx 100k\Omega$, mentre i valori di R_{AWx} e di R_{BWx} sono impostabili elettronicamente scrivendo nei registri RDACx ⁴un valore α , compreso tra 0 e 256, tale che

$$R_{BWx} = \frac{\alpha}{256} * R_{ABx} + R_w$$

R_w è la resistenza offerta dalla circuiteria del dispositivo, ineliminabile e minore di 130 Ω . Osserviamo che abbiamo scelto un modello con $R_{ABx} \approx 100k\Omega$ proprio

⁴Tali registri sono memorizzabili nella memoria EEPROM incorporata nel dispositivo, in maniera tale da creare un impostazione non volatile del valore delle resistenze.

per ridurre l'impatto di tale valore; come svantaggio, abbiamo un rumore più elevato, di $29 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$, trascurabile a questo stadio della catena di amplificazione. Abbiamo usato il segno \approx al posto di $=$, perché la precisione sul valore è di circa il 20%: tale aspetto, poiché a noi interessa il rapporto $\frac{R_{AWx}}{R_{BWx}}$, non ci preoccupa.⁵ Tuttavia, le due resistenze che offre un singolo dispositivo sono accoppiate in maniera tale che il loro valore differisce al più dello 0.05% l'una rispetto l'altra.

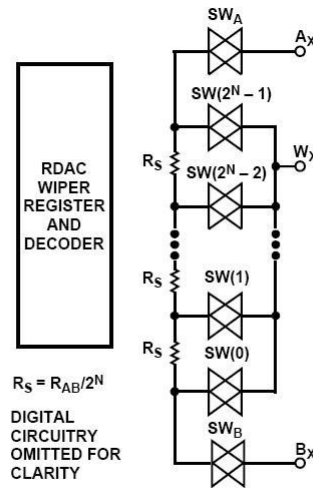


Figura 4.15: Rappresentazione della struttura equivalente interna del potenziometro digitale AD5252.

Se si considera lo schema interno (Figura 4.15), notiamo un vettore di resistenze connesse al terminale centrale tramite una serie di interruttori, azionati o meno dal particolare codice memorizzato: proprio dalle non idealità insite in tale struttura dipende R_w .

La comunicazione è garantita tramite una semplice interfaccia I^2C , ormai presente in moltissimi microcontrollori, spesso con diverso nome, poiché tale protocollo è proprietà della PHILIPS.

Senza entrare troppo nei dettagli, la comunicazione si basa su due conduttori, SDA e SCL, l'uno addetto al trasferimento dei dati, l'altro a portare il segnale di sincronia. Entrambi sono dotati di *pull-up*, in maniera tale che:

- Il bus viene considerato libero se SDA è a un livello logico alto.
- Nel nostro caso abbiamo un *master*, il microcontrollore, che segnala l'inizio della comunicazione abbassando SDA quando SCL è alto.

⁵Va detto che all'interno di uno dei registri della EEPROM l'ANALOG DEVICES memorizza il valore esatto della resistenza $R_{A/Bx}$

- In seguito, variando il valore di uscita quando SCL è basso, viene comunicato l'indirizzo del dispositivo desiderato su 7 bit. Nel normale protocollo è possibile porre fino a 127 dispositivi sullo stesso bus; nel nostro caso, sono previsti solo due bit di indirizzo, AD0 e AD1, permettendo solo 4 AD5252 sulla stessa coppia di conduttori (Figura 4.16).

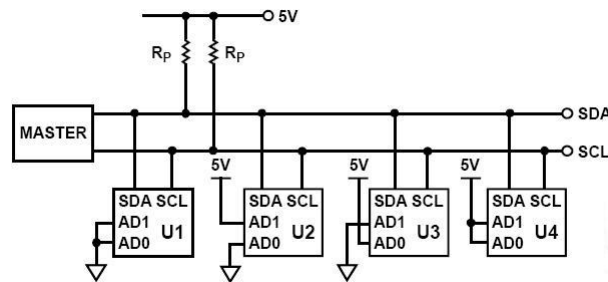


Figura 4.16: Schema del bus I^2C con 4 AD5252 collegati al bus.

- In caso di corretta ricezione, lo *slave* manda un segnale di *acknowledgment* abbassando il valore di SDA all'ottavo bit dopo quello di start.
- Nei byte successivi vengono inviati dati o comandi allo *slave*, oppure ricevute informazioni da esso. Si può scegliere, per esempio, se memorizzare in modo volatile o permanente il valore di setting dei due potenziometri. I dati sono trasmessi in pacchetti corrispondenti a 9 impulsi di clock (1 byte più un bit di *acknowledgment*).
- Il master segnala la fine della comunicazione innalzando SDA mentre il clock è alto.

Lo schema complessivo

Consideriamo lo schema complessivo rappresentato in figura 4.17.

Considerando che la resistenza di uscita del *Digital to Analog Converter* scelto è trascurabile (0.5Ω), risulta che:

$$O_x = I_x * \left(1 + \frac{R_{WB}}{R_{AW}}\right) - DAC_x * \frac{R_{WB}}{R_{AW}} = I_x * \left(1 + \frac{\alpha}{1 - \alpha}\right) - DAC_x * \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

In tale maniera ogni caso possibile di offset originato da componenti elettrici può essere eliminato; probabilmente, è possibile eseguire in tale maniera la correzio-

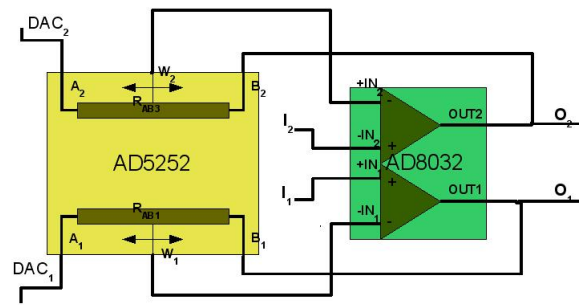


Figura 4.17: Schema complessivo dello stadio a guadagno variabile e di compensazione dell'offset

ne nella funzione di interrogazione dovuta all'alto livello di 'rumore di fondo' esaminata nel capitolo precedente.

4.3.5 Il filtro e il buffer di uscita

Prima di connettersi al canale dedicato dell'*Analog to Digital Converter*, è necessario filtrare *passa-basso* il segnale fin qui condizionato, per due motivi:

- Bisogna eliminare il pernicioso rumore fuori banda.
- Noi campioniamo ad una frequenza che insiste tra i 15 e i 20 kHz. Nonostante la condizione di *Nyquist* ci permetterebbe di ricostruire segnali con frequenza massima corrispondente alla metà di quella di campionamento, poiché né il filtro né l'eventuale interpolazione successiva sono ideali, merita che la banda del segnale utile sia limitata a 5000 Hz, per evitare comunque fenomeni di *aliasing*.

Come filtro utilizziamo un filtro di *Butterworth* del terzo ordine.⁶ Esso ha una risposta in ampiezza:

$$|G(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2*\pi*f}{2*\pi*f_o}\right)^6}}$$

indicando con f_o la frequenza di taglio, osservabile, insieme alla risposta in fase, in figura 4.18.

Si nota immediatamente, come alla pulsazione di taglio, $31400 \frac{rad}{s}$, equivalente a 5000 Hz, la risposta in ampiezza sia -3dB, mentre successivamente decresce all'incirca di $60 \frac{dB}{dec}$

⁶Per ulteriori dettagli su tale tipo di filtro, rimandiamo a un qualsiasi testo di elettronica analogica, come [22].

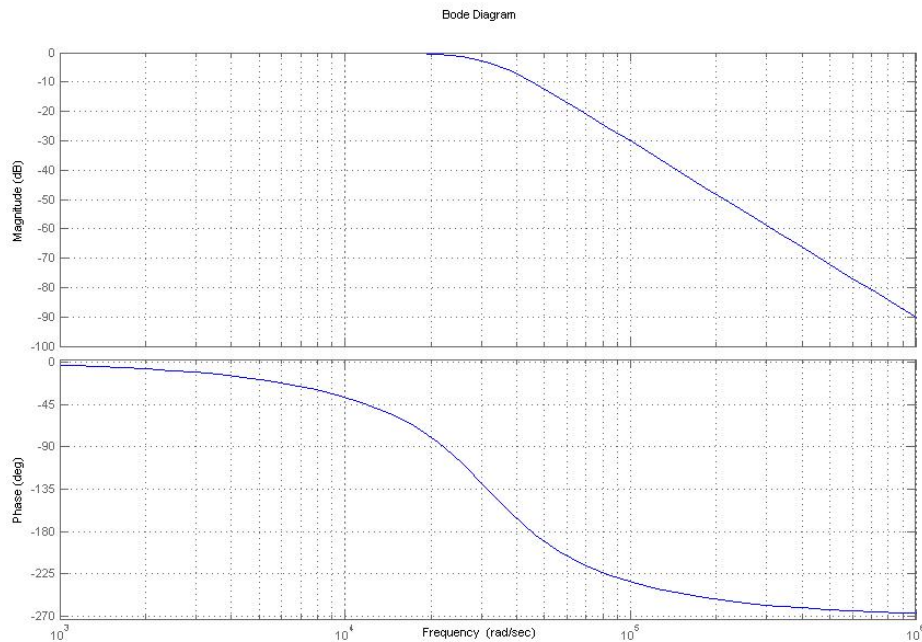


Figura 4.18: Risposta in ampiezza e in fase del filtro di *Butterworth* utilizzato nell'applicazione

Il filtro usato nel nostro circuito si basa su una comune cella *passa-basso* di *Sallen-Key* (Figura 4.19) seguita da una squadra RC.

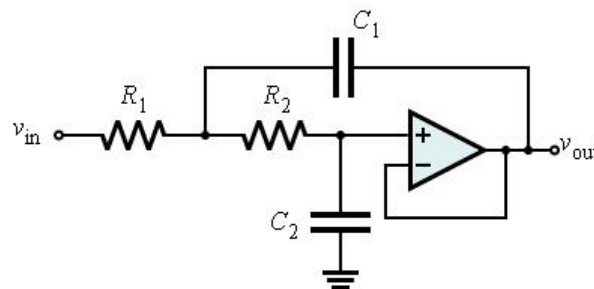


Figura 4.19: Schema circuitale di una cella di Sallen-Key passa basso

La funzione di trasferimento di tale circuito è:

$$H(w) = \frac{1}{1 + C_2 * (R_1 + R_2) * s + C_2 * C_1 * R_1 * R_2 * s^2}$$

Per dimensionare tali componenti, di solito si fa riferimento a opportune tabelle, come quelle presenti in figura 4.20, che stabiliscono come debba essere il denominatore della funzione di trasferimento in caso di $2 * \pi * f_o = 1$.

Nel nostro caso, dobbiamo ovviamente rimodulare tutto in base alle nostre esigenze di banda; otteniamo quindi tali equazioni:

$$C_2 * C_1 * R_1 * R_2 * (2 * \pi * f_o)^2 = 1$$

$$C_2 * (R_1 + R_2) * (2 * \pi * f_o) = 1$$

A cui aggiungiamo quella, ovvia, per la squadra RC successiva:

$$R_* * C_* * (2 * \pi * f_o) = 1$$

Una scelta basata su valori di capacità e di resistenze presenti in commercio

$$B_1(s) = s + 1$$

$$B_2(s) = s^2 + 1.414s + 1$$

$$B_3(s) = (s + 1)(s^2 + s + 1)$$

$$B_4(s) = (s^2 + 0.765s + 1)(s^2 + 1.848s + 1)$$

$$B_5(s) = (s + 1)(s^2 + 0.618s + 1)(s^2 + 1.618s + 1)$$

$$B_6(s) = (s^2 + 0.518s + 1)(s^2 + 1.414s + 1)(s^2 + 1.932s + 1)$$

$$B_7(s) = (s + 1)(s^2 + 0.445s + 1)(s^2 + 1.247s + 1)(s^2 + 1.802s + 1)$$

$$B_8(s) = (s^2 + 0.390s + 1)(s^2 + 1.111s + 1)(s^2 + 1.663s + 1)(s^2 + 1.962s + 1)$$

Figura 4.20: I primi otto polinomi di Butterworth

potrebbe essere:

$$R_1 = R_2 = 1.6k\Omega$$

$$C_2 = 10nF$$

$$C_1 = 39nF$$

$$R_* = 2.15k\Omega$$

$$C_* = 15nF$$

Naturalmente il nucleo attivo delle celle di Sallen-Key presenti nel nostro circuito è fornito dagli AD8032, come lo stadio di buffer successivo atto pilotare il canale dedicato dell'*Analog to Digital Converter*. Notiamo che avendo posto la compensazione dell'offset prima del filtro, eliminiamo anche il rumore fuori banda che

può essere nella tensione d'uscita del DAC atto a tale scopo e che illustreremo compiutamente nelle sezioni successive.

4.4 Analisi dettagliata del sistema elettronico: la conversione dei segnali e dei comandi.

Abbiamo, nella sezione precedente, trattato l'*area analogica* della nostra scheda; passiamo adesso alla conversione dei segnali.

Ovviamente, le tensioni prodotte alla fine della catena di condizionamento e di filtraggio vanno campionate e inviate a un'opportuna centrale di elaborazione; d'altronde, le tensioni che annullano l'offset devono essere regolate da quest'ultima, che invierà le informazioni in digitale. Dobbiamo quindi individuare dei dispositivi che possano offrire 16 canali di conversione *analogico - digitale* e 16 canali di conversione *digitale - analogico*.

4.4.1 Il convertitore analogico digitale

Per svolgere tale delicatissima funzione abbiamo bisogno di uno o più dispositivi con alcune caratteristiche:

- Devono presentare canali multipli, per diminuire il numero di dispositivi con cui effettuare l'interfacciamento con la centrale di elaborazione. Sarebbe anche utile offrirsene la possibilità di campionare in sequenza e ripetitivamente un segnale dopo l'altro tra quelli che afferiscono ai loro pin.
- Devono permettere una frequenza di campionamento, in ciascuno dei loro canali, di 20 kHz.
- Il rumore di quantizzazione deve essere minore di quello elettrico e di quello 'ottico'⁷. Se considerassimo l'errore presentato in figura 3.26, che è mediamente di 3, 4 pm su una dinamica di 800 pm, basterebbero 8-9 bit di risoluzione. Tuttavia, se adottiamo una dinamica ristretta, tale errore si abbassa ed è probabile individuare in futuro delle tecniche, fisiche o di analisi dei segnali, in grado di diminuire notevolmente tali imprecisioni.

Riguardo il rumore elettrico, imponendoci come limite inferiore di corrente 100 nA in ingresso al *transimpedance amplifier*, abbiamo un *Signal to Noise*

⁷Intendiamo con tale termine, l'impatto dei lobi laterali e del piedistallo indipendente dalla lunghezza d'onda nella riflettività degli FBG, oltre che alle disuniformità della sorgente.

Ratio all'incirca di 60 dB. Tuttavia, nella maggior parte dei casi, la dinamica del segnale in ingresso ha come valore minimo 300-400 nA, perciò l'SNR minimo può aumentare di 10 dB o più. Quindi 12 - 13 bit⁸ potrebbero essere sufficienti.

Tuttavia, pensando a future tecniche di analisi dei segnali o semplicemente operazioni sulle medie dei campioni, merita dotarsi di un ulteriore margine in risoluzione, ed adottare un convertitore a 14-16 bit.

- Devono presentare un'interfaccia adottata in molti microcontrollori.
- Devono poter essere alimentati a 5 V.

La scelta è caduta su un nuovo nato in casa ANALOG DEVICES, l'AD7689 (Figura 4.21), un convertitore SAR, 8 canali, 16 bit di risoluzione, 250 kSPS. Essendo stato proprio progettato per acquisizioni di dati su una molteplicità di canali, permette automaticamente, con la modalità *channel sequencer*, di campionare un canale dopo l'altro, in ripetizione. Tra le caratteristiche per noi significative

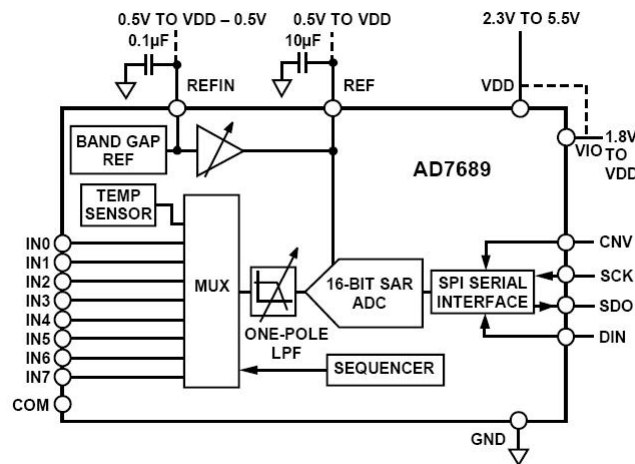


Figura 4.21: Schema funzionale del convertitore AD7689 dell'ANALOG DEVICES

possiamo elencare:

- Possibilità di usufruire di una *voltage reference* interna presentante una tensione di 2.5 ± 0.010 V, con una *temperature drift* di $\frac{15\text{pm}}{C}$ e una *line regulation* di $\frac{10\text{pm}}{V}$
- Non ci sono codici mancanti su 16 bit.

⁸Applicando la regola dei 6 dB [22], otterremmo un SNR tra 72 e 78 dB.

- Una *Differential Non Linearity* e una *Integral Non Linearity* mostrate in figura 4.22.

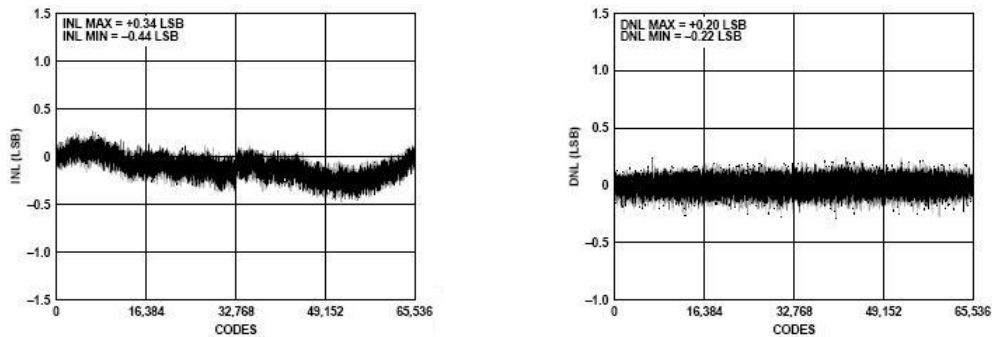


Figura 4.22: DNL e INL nell'AD7689

- Un errore di offset e di guadagno⁹ presentato in figura 4.23

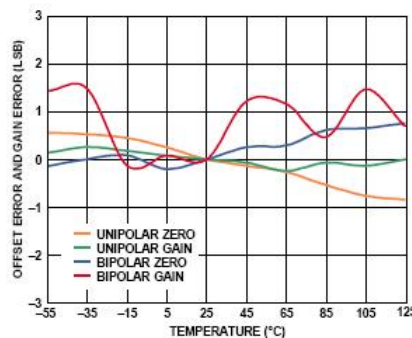


Figura 4.23: Errore di offset e di guadagno nell'AD7689. Il nostro è il caso unipolare.

- Interfaccia SPI compatibile.

Il funzionamento si può evincere da figura 4.24. La struttura si basa su un 'DAC capacitivo' formato da due *array* di 16 capacitori con differenti capacità, in progressione geometrica di ragione 2, connessi tramite interruttori ai segnali, a massa o alla tensione di riferimento.

1. All'atto dell'acquisizione, SW_- e SW_+ sono chiusi, mentre i capacitori sono collegati ai segnali: nel nostro caso, sedici sono a massa.

⁹Errore in LSB tra la tensione reale a cui avviene l'ultima transizione prima del valore di fondo scale e quella ideale.

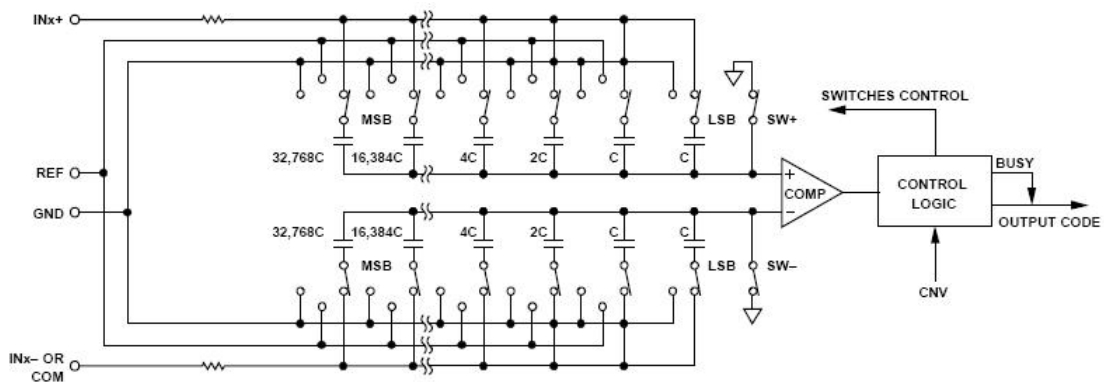


Figura 4.24: Il circuito equivalente funzionale interno del'AD7689

2. Finito il tempo di acquisizione, si aprono gli interruttori SW_- e SW_+ : il comparatore si sbilancia.
3. Gli interruttori dei capacitori prima collegati a massa vengono fatti variare in progressione, da GND a REF, fino a che non si bilancia il comparatore.
4. Alla fine di tale operazione, si passa ad acquisire il campione successivo.

L'interfaccia utilizzata per tale dispositivo è *SPI compatibile*.

La *Serial Peripheral Interface*, disponibile praticamente su quasi tutti i tipi di microcontrollori, prevede un *master*, che fornisce il segnale di clock e decide i limiti della comunicazione e uno o più *slaves*. La trasmissione dei dati, seriale, sincrona e *full-duplex*, avviene tramite 4 conduttori (Figura 4.25):

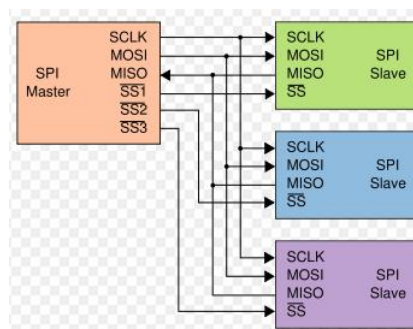


Figura 4.25: L'interfaccia SPI nel caso il master debba comunicare con più dispositivi indipendenti, come nel nostro caso.

- SCLK: il clock di sincronia fornito dal master.
- SDI: *Serial data input*, verso il master.

- SDO: *Serial data output*, verso lo slave.
- SS: *Slave Select*, tramite cui il master decide con chi interessere la comunicazione. Nel nostro caso, vedremo che anche il DAC risiede sullo stesso bus SPI, quindi dovremo usare tale modalità di selezione.

La comunicazione coinvolge due registri a scorrimento (Figura 4.26), collegati ad anello tramite SDI e SDO; una volta settata la stessa polarità di attività del clock e su quale transizione far variare i segnali in entrambi i dispositivi, il master sceglie lo slave, abilita il clock e invia il primo byte; alla fine di tale trasmissione, slave e master si sono scambiati il contenuto degli *shift registers*.

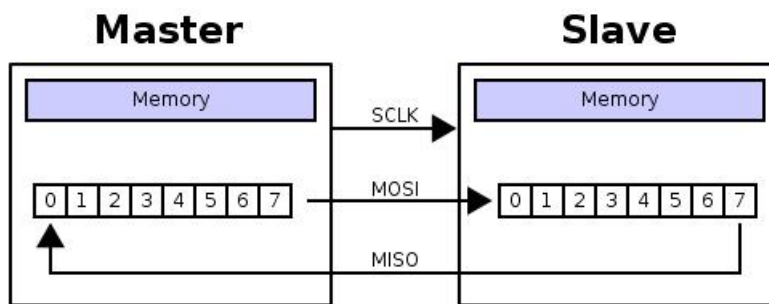


Figura 4.26: Schematizzazione degli *shift registers* collegati ad anello implicati in una comunicazione SPI. MOSI e MISO sono i corrispondenti di SDO e SDI.

4.4.2 Il convertitore digitale analogico

Nella scelta di tale dispositivo, abbiamo alcune analogie e differenze rispetto le caratteristiche che deve avere il suo duale analogico digitale:

- Deve comunque essere un dispositivo multicanale con un'interfaccia comune in molti microcontrollori.
- Non ha alcuna necessità particolare sulla banda dei segnali di uscita, poiché deve agire in fase di calibrazione.
- Essendo la risoluzione di conversione analogico digitale su 16 bit, pare sensato che tale risoluzione sia la stessa della conversione digitale analogica.
- Deve essere alimentabile a 5 V.

La scelta è caduta su un dispositivo dell'ANALOG DEVICES, l'AD5668 (Figura 4.27). Procedendo come nel precedente caso ad analizzare le specifiche significative, evidenziamo che:

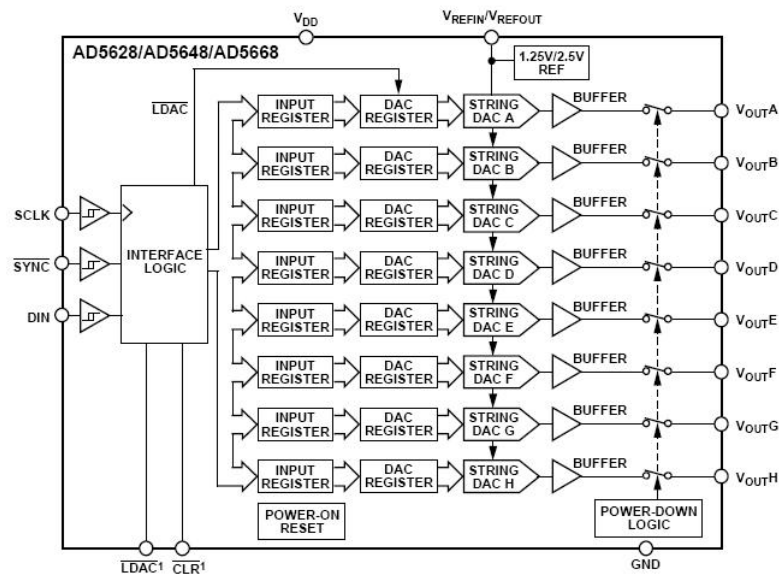


Figura 4.27: Schema funzionale dell'AD5668 dell'ANALOG DEVICES.

- Anche in questo caso è presente una *voltage reference* interna di 2.5 V, moltiplicata per 2 in uscita, con le stesse prestazioni riguardo il *drift* in temperatura
- All'accensione il modello scelto parte con un valore di tensione a metà scala.
- Ha un *Differential Non Linearity* e un *Integral Non Linearity* riportate in figura 4.28.

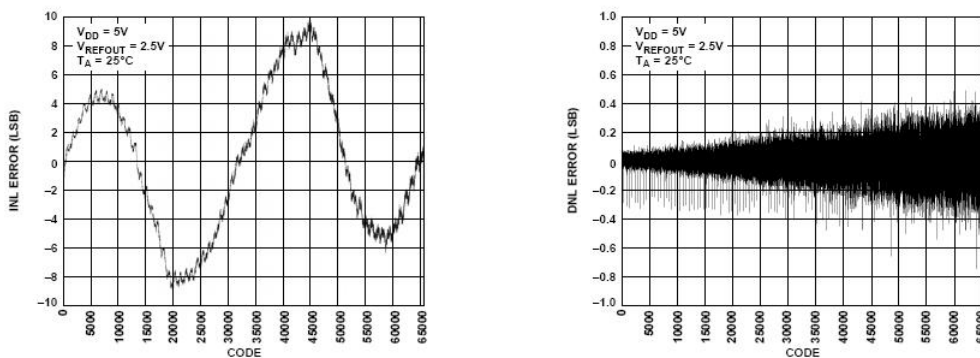


Figura 4.28: Diagramma, rispetto il codice trasmesso, della DNL e INL dell'AD5668, ANALOG DEVICES.

- Ha un *Zero Code Error* e un *Offset Error* di 9 mV massimo in valore assoluto. Ciò creerà la necessità, in fase di calibrazione, di misure ripetute per annullare anche tali errori.

Lo schema funzionale interno (Figura 4.29), mostra come il cuore di ogni singolo canale sia un array di resistori collegati tramite interruttori al terminale di uscita. Il codice memorizzato stabilisce quale di essi è chiuso; tale schema garantisce monotonicità.

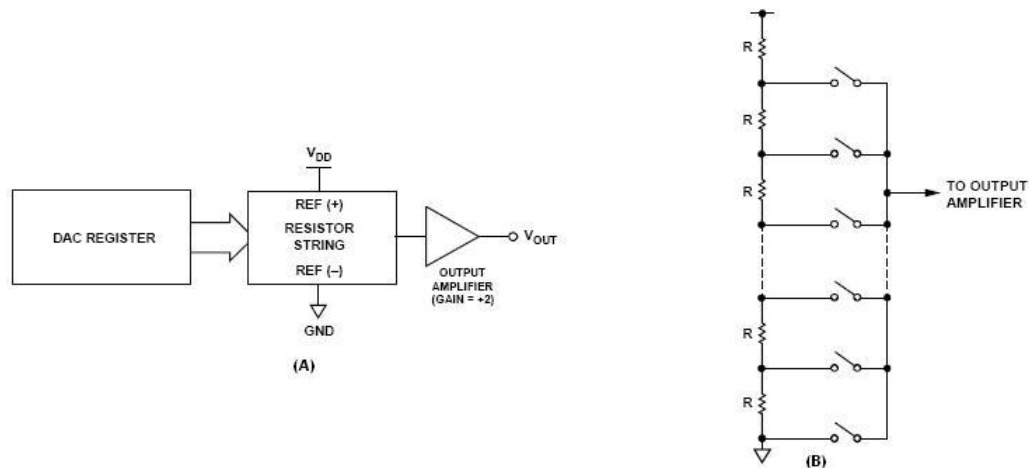


Figura 4.29: Schema funzionale interno dell'AD5668. (A) si riferisce al singolo canale. (B) è una rappresentazione dell'array di resistenze alla base del funzionamento complessivo.

L'interfaccia è SPI compatibile anche in questo caso.

4.5 Aspetti generali e tecnologia della *printed circuit board*

Da quanto abbiamo esposto nelle sezioni precedenti, appare come la nostra scheda sia divisibile in due parti, una analogica di amplificazione e condizionamento del segnale e una 'digitale' di conversione, dove trovano posto i due ADC, i due DAC, e dove vanno posizionati anche i potenziometri digitali, che funzionalmente dovrebbero posizionarsi nella prima parte.

Nei datasheet di quasi tutti i componenti analogici viene caldamente suggerito di creare un piano di massa il più possibile ininterrotto nelle zone dove sono posti i dispositivi; suggerimento obiettivamente fondamentale per evitare che disturbi di svariato genere o variazioni spurie nella tensione di alimentazione possano accoppiarsi con il segnale utile, che almeno nei primi stadi può essere assai piccolo. Per le stesse ragioni merita adottare anche un piano di alimentazione ininterrotto, in modo da aumentare la stabilità della tensione erogata e la schermatura.

Ovviamente, vanificherebbero buona parte dei nostri sforzi se usufruivamo degli stessi piani di *rail* della sezione analogica i componenti della sezione digitale, che producono buona parte dei disturbi¹⁰ da cui ci vogliamo difendere: creiamo quindi due piani di GND e due piani di alimentazione, separati opportunamente, come è evidente in figura 4.2.

La nostra scheda sarà quindi composta da 4 *layers*, i cui due più interni saranno destinati alla massa e a VCC, mentre i due più esterni sono destinati al posizionamento dei componenti¹¹, ai loro *footprints* e al routing delle piste.

4.5.1 L'alimentazione

Grandi sforzi sono stati compiuti per fare in modo che tutta la scheda abbia un'unica tensione di alimentazione, che ha reso possibile la creazione di piani ininterrotti di VCC e sicurezza nell'interfacciamento dei vari componenti.¹²

Per decidere quale tipo di regolatore e di alimentatore ci abbisogna, dobbiamo calcolare almeno rozzamente la corrente necessaria al circuito: andando a consultare i datasheet, possiamo stimare in 150 mA¹³ la corrente necessaria ad ognuno degli otto blocchi di amplificazione e condizionamento riferibili a un singolo sensore. La sezione analogica necessita quindi all'incirca di 1.2 A durante il funzionamento.

Riguardo la sezione digitale:

- Durante la memorizzazione in EEPROM, il potenziometro digitale può assorbire 35 mA.
- Durante la commutazione dei segnali in ingresso all'interfaccia SPI del DAC, il dispositivo può assorbire fino a 10 mA.
- Da figura 4.30, risulta che l'AD7689 assorbe al più 3 mA durante il normale funzionamento.

Da tutto ciò si evince come l'assorbimento della parte digitale sia all'incirca di 310 mA.

Scegliamo anzitutto i due regolatori per la parte digitale ed analogica: abbiamo adottato due LD1085V50 della ST MICROELECTRONICS, in package TO220.

¹⁰Spike di corrente durante i fronti di clock o comunque forti disparità temporali nell'assorbimento di corrente, emissioni radiate...

¹¹I componenti trovano luogo solo su un piano della scheda.

¹²Per esempio, non abbiamo dovuto porre diodi di protezione tra vari stadi alimentati con tensioni diverse.

¹³Stima per eccesso!

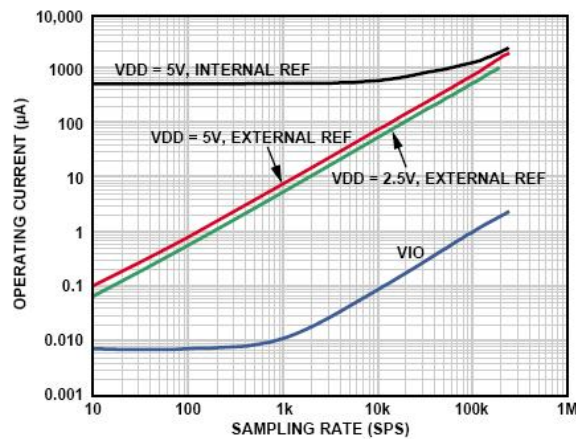


Figura 4.30: Corrente assorbita in funzione della frequenza di campionamento nell'AD7689

Come si evince anche da figura 4.31, che ne illustra lo schema interno, è dotato internamente di una circuiteria per implementare un meccanismo di *thermal shut down* e di un limitatore della corrente di uscita.

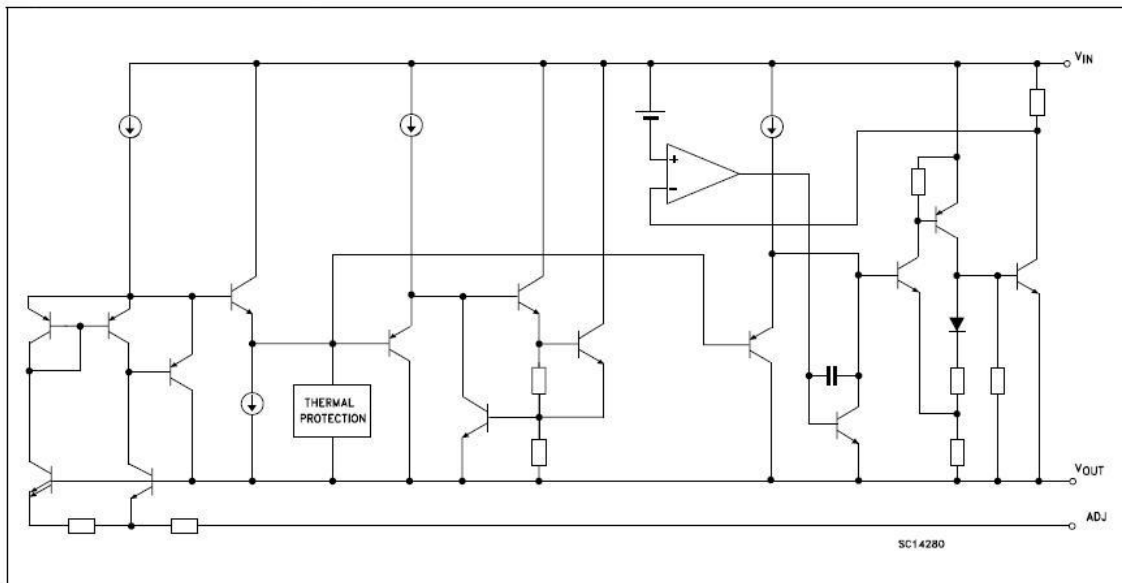


Figura 4.31: Schema funzionale interno dell'LD1085V50

E' in grado di erogare fino a 3 A con *drop* tra V_{IN} e V_O (Figura 4.32) di 1.5 V; accetta tensioni in ingresso fino a 30 V. Le altre caratteristiche sono presentate in figura 4.33. Come alimentatore, abbiamo scelto un modello della CUI.INC, il 3A-401DN09, collegabile alla comune rete elettrica, in grado di erogare fino a 4 A a 9 V.

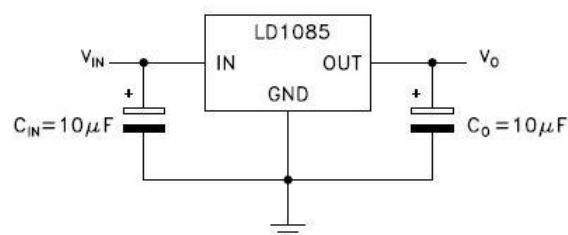


Figura 4.32: Schema applicativo dell'LD1085V50

Symbol	Parameter	Test condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_O	Output voltage ⁽¹⁾	$I_O = 0 \text{ mA}, T_J = 25^\circ\text{C}$	4.95	5	5.05	V
		$I_O = 0 \text{ to } 3 \text{ A}, V_I = 6.6 \text{ to } 30 \text{ V}$	4.9	5	5.1	V
ΔV_O	Line regulation	$I_O = 0 \text{ mA}, V_I = 6.6 \text{ to } 20 \text{ V}, T_J = 25^\circ\text{C}$		0.5	10	mV
		$I_O = 0 \text{ mA}, V_I = 6.6 \text{ to } 20 \text{ V}$		1	10	mV
ΔV_O	Load regulation	$I_O = 0 \text{ to } 3 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$		5	10	mV
		$I_O = 0 \text{ to } 3 \text{ A}$		10	35	mV
V_d	Dropout voltage	$I_O = 3 \text{ A}$		1.3	1.5	V
I_q	Quiescent current	$V_I \leq 30 \text{ V}$		5	10	mA
I_{sc}	Short circuit current	$V_I - V_O = 5 \text{ V}$	3.2	4.5		A
		$V_I - V_O = 25 \text{ V}$	0.2	0.5		A
	Thermal regulation	$T_A = 25^\circ\text{C}, 30 \text{ ms pulse}$		0.008	0.04	%/W
SVR	Supply voltage rejection	$f = 120 \text{ Hz}, C_O = 25 \mu\text{F}, I_O = 3 \text{ A}$ $V_I = 10 \pm 3 \text{ V}$	60	72		dB
eN	RMS output noise voltage (% of V_O)	$T_A = 25^\circ\text{C}, f = 10 \text{ Hz to } 10 \text{ kHz}$		0.003		%
S	Temperature stability			0.5		%
S	Long term stability	$T_A = 125^\circ\text{C}, 1000 \text{ Hrs}$		0.5		%

Figura 4.33: Caratteristiche funzionali dell'LD1085V50

4.5.2 Placement e Routing

Anche spazialmente, nella scheda reale, i componenti ricalcano la struttura modulare. Come si può vedere nella figura 4.35, ci sono 8 gruppi funzionali, uno per ogni sensore interrogato; tali 8 entità vengono divise in due parti, a ognuna delle quali si assegna un ADC e un DAC.

Osserviamo come i potenziometri sono posti vicini ai convertitori, dato che risiedono nella sezione digitale, mentre i fotodiodi sono rappresentati dai cerchi posti alle estremità della scheda. ¹⁴

Notiamo la presenza di vari connettori a due o tre terminali: due per i due bus I^2C , ognuno dei quali comanda 4 potenziometri, due per le due interfacce SPI, ognuna delle quali collega in parallelo un DAC e un ADC, e infine un ultimo connettore a 3 terminali per alcuni segnali di controllo e di alimentazione.

Per avere un immagine più approfondita e dettagliata della scheda, in cui sono

¹⁴Ci sono tre pin per ogni fotodiodo, perché è previsto un collegamento al *case* del componente.

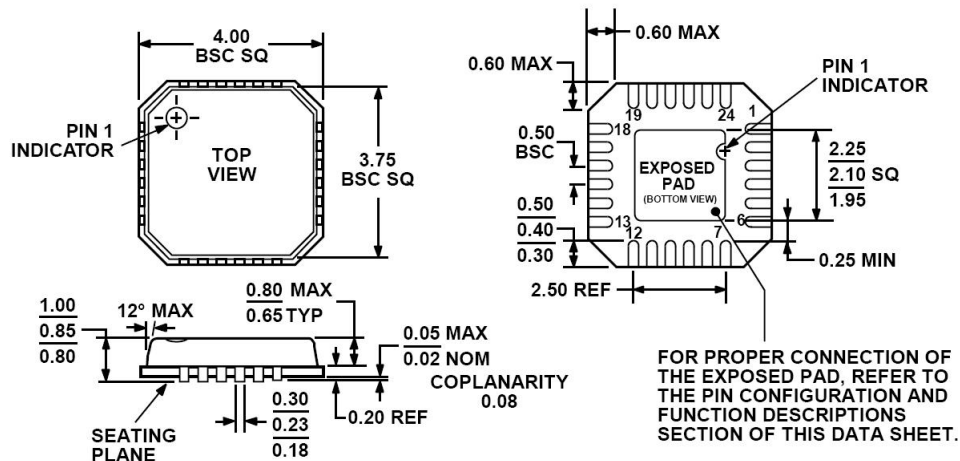


Figura 4.34: Esempio di package LFCSP: l'ADA4950-2

visibili i *footprints* e i collegamenti sul lato componenti, rimandiamo a figura 4.36. Osserviamo la presenza di diversi LFCSP¹⁵ (*Lead Frame Chip Scale Packaging*), il package degli ADA4950-2, AD8224, AD7689, rispettivamente a 24, 16 e 20 pin: benché offrano il vantaggio di uno scarsissimo ingombro in ogni direzione, hanno rappresentato una seria difficoltà per la saldatura manuale, soprattutto per il rischio di ottenere una bassa resa finale, come si può capire dalle misure presenti in figura 4.34.

Le dimensioni finali della scheda sono 240mm e 175 mm (Figura 4.37)

Riguardo le dimensioni di piste e *vias*, e alcuni particolari termici:

- La maggior parte delle piste sono ampie 12 mils e spesse $35 \mu\text{m}$: ciò permette di avere un innalzamento di temperatura di soli 10 K rispetto la temperatura ambiente nel caso passi su esse la corrente di 1 A, ampiamente maggiore di ciò che avviene concretamente nella nostra scheda.¹⁶
- La maggior parte delle vie ha un diametro di 24 mils e una corona di 40 mils.
- Nei pressi dei regolatori, nel collegamento di GND tra i due piani, le piste hanno dimensioni di 50 mils di larghezza per un maggior grado di tranquillità.
- Tutti i package LFCSP offrono *thermal pad*: abbiamo previsto il collegamento di esso a uno dei layer di alimentazione, tramite opportuna via posta sotto

¹⁵18 in totale

¹⁶Ovviamente le nostre piste sono solamente sui due layer esterni.

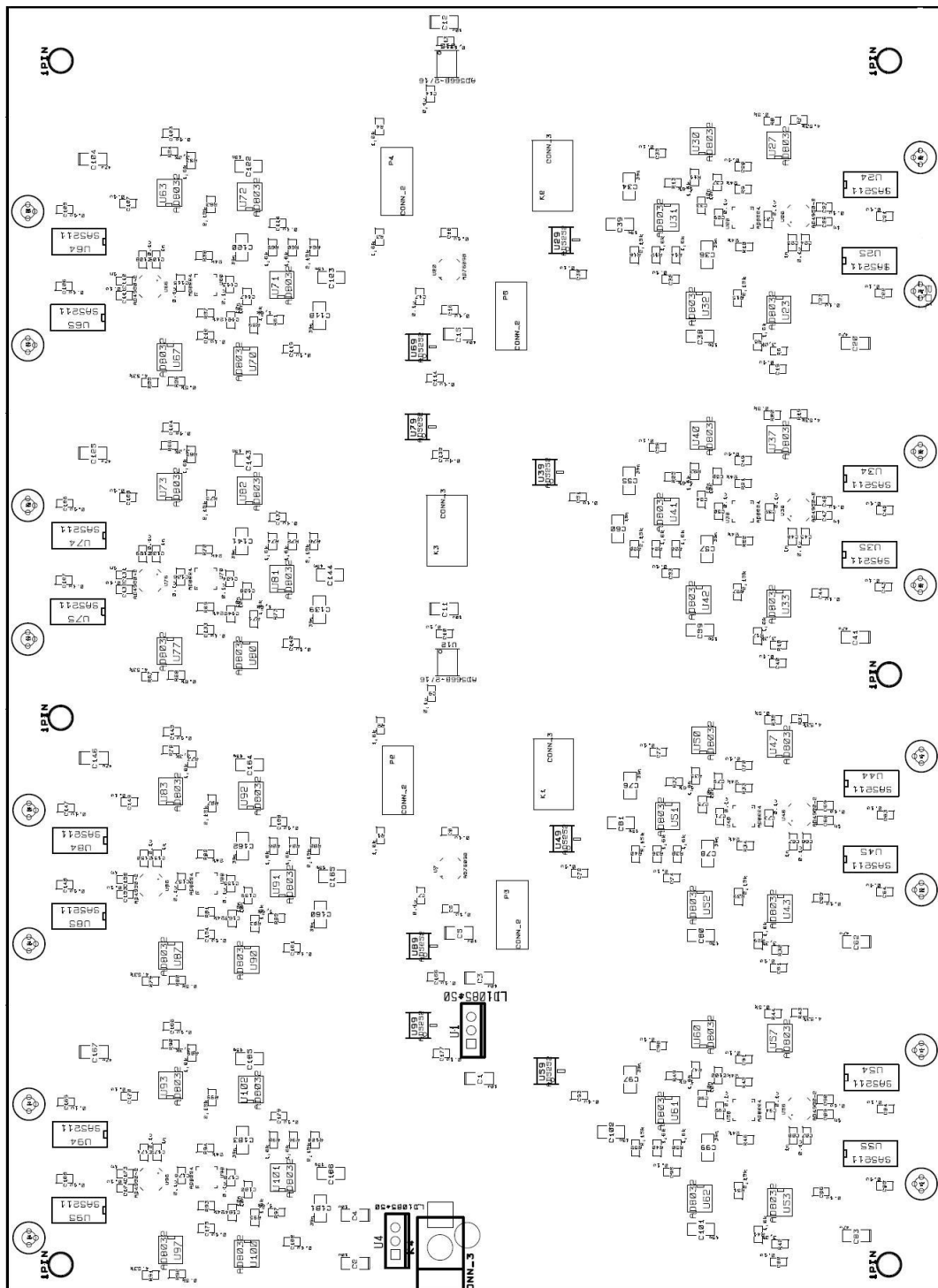


Figura 4.35: Disposizione dei componenti, rappresentati con il loro ingombro effettivo, sulla scheda

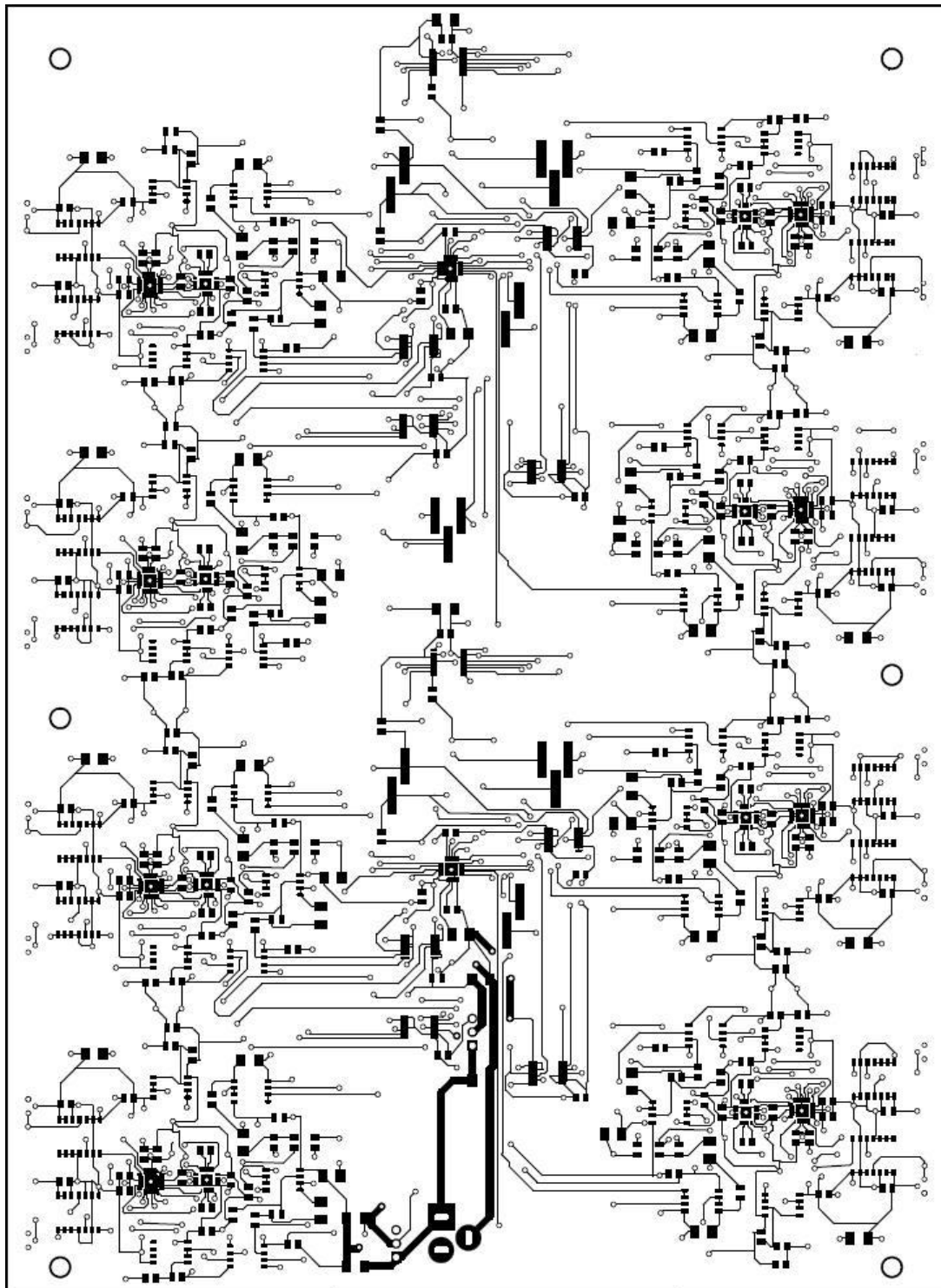


Figura 4.36: *Footprints* e piste del lato componenti

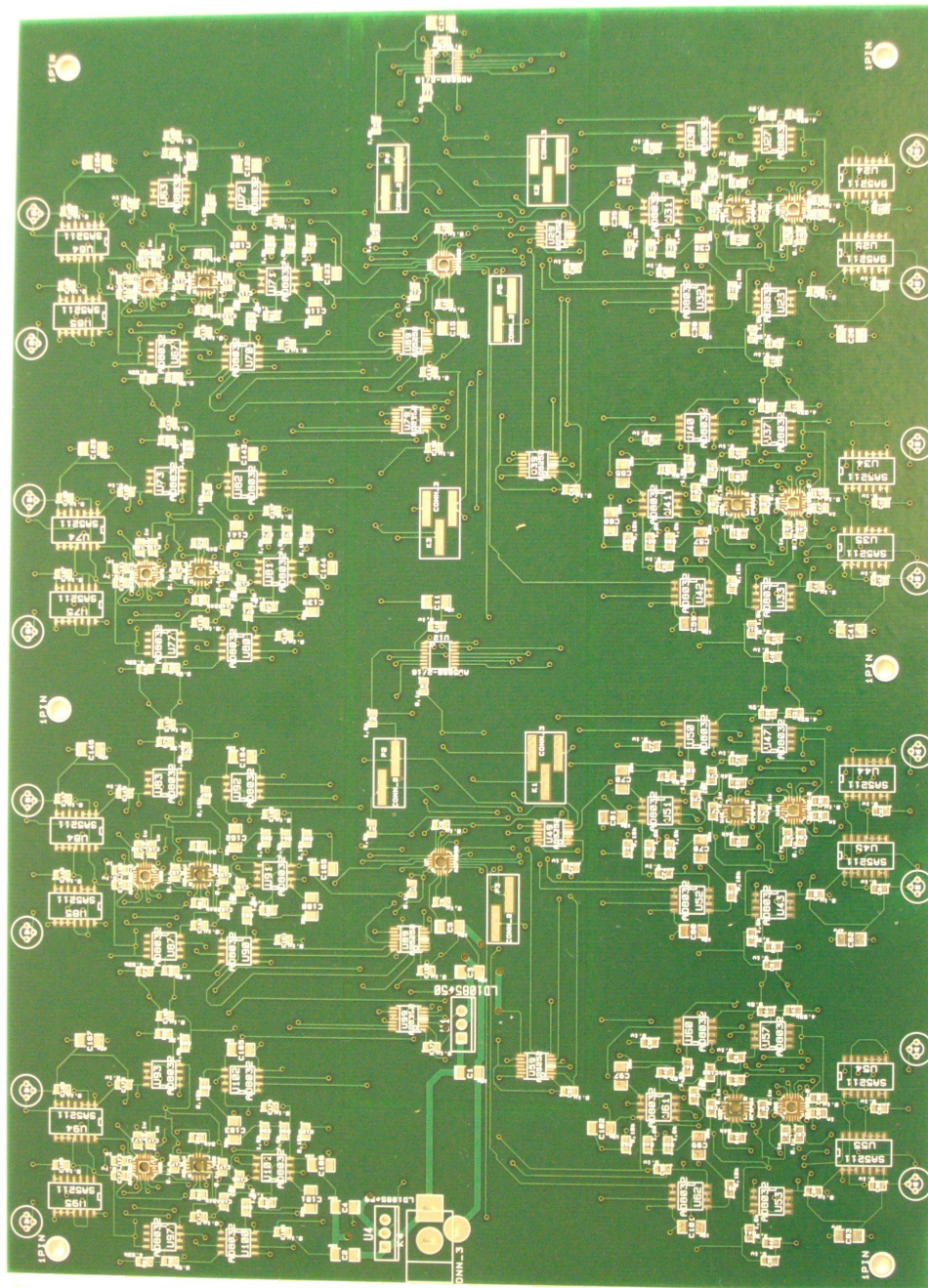


Figura 4.37: Fotografia del lato componenti della scheda reale

il pad, ma come è indicato anche nei datasheet, rischia di essere superfluo, oltre che risulta assai complessa e rischiosa la saldatura manuale di esso quando tutti gli altri pin sono stati già collegati.

Capitolo 5

IL PROGETTO ELETTRONICO: IL SISTEMA DIGITALE DI ELABORAZIONE DEI DATI

All'atto della selezione del sistema di elaborazione dei dati, si è aperto un ventaglio veramente vasto di alternative: FPGA, DSP, microcontrollori più o meno potenti e costosi.

La scelta è stata comunque dettata da alcune necessità:

- Il sistema di elaborazione deve essere in grado di ricevere, eventualmente elaborare e trasmettere fino a $5 \frac{Mbit}{s}$.
- Deve fornire la possibilità di implementare un'applicazione *real time*.
- Deve avere almeno due interfacce *I²C* e due interfacce *SPI*.
- Deve presentare la possibilità di comunicare velocemente i dati al calcolatore dove saranno processati compiutamente e memorizzati. Viene in mente ad esempio la possibilità di una comunicazione USB.
- Non bisogna negarci la possibilità di una elaborazione *stand alone*.
- Deve essere *user friendly* e semplice da riprogrammare, se vogliamo pensare ad una futura commercializzazione.
- Il costo, comunque sia, non è un parametro trascurabile.

Nella sezione successiva descriveremo quale dispositivo abbiamo scelto in ottemperanza a tali prerogative.

5.1 Il PIC 32

Ci siamo orientati verso una soluzione molto vicina a quella di un *Digital Signal Processing Unit*: il PIC 32, di cui possiamo vedere lo schema a blocchi in figura 5.1

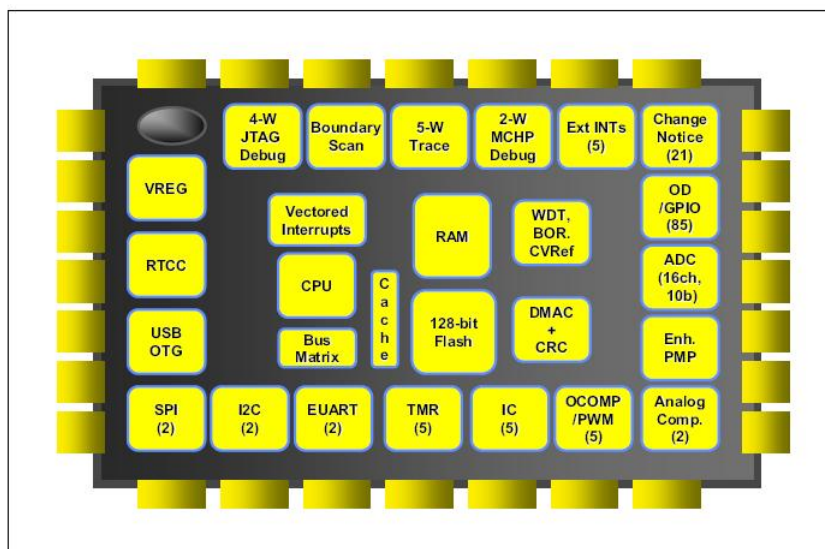


Figura 5.1: Schema a blocchi del PIC 32, MICROCHIP TECHNOLOGY.

Prodotto della MICROCHIP TECHNOLOGY, offre tale interessanti prestazioni:

- Prestazioni computazionali
 - Processore interno a 32 bit, con 5 stadi di parallelizzazione.
 - Frequenza massima di clock di 80 MHz.
 - *Multiply unit* in grado di eseguire in un ciclo una moltiplicazione e *utilities* hardware per la divisione.
 - Possibilità di eseguire svariate istruzioni di manipolazione dei byte in modo atomico.
- Prestazioni di sistema
 - Memoria *flash* a 512 kBytes.
 - Memoria *RAM* a 32 kBytes.
 - *Cache* interna a 256 Bytes.
 - 4 canali DMA più uno dedicato alla comunicazione USB.
 - Due oscillatori interni (8MHz e 31 KHz) con due PLL dedicati alla MCU e alla comunicazione USB.

- 95 richieste possibili di interrupt con svariati gradi di priorità.
- Periferiche per noi significative
 - Porta di comunicazione USB 2.0.
 - 2 I^2C .
 - 2 SPI.
 - 2 UART.
 - 5 timer a 16 bits.
 - *Real time clock and calendar* per creare internamente una memoria eventi.

E' evidente da quanto specificato sopra, che tale dispositivo offre tutte le periferiche e le risorse computazionali di cui abbiamo bisogno per acquisire i dati dai convertitori analogico-digitale e inviarli a un normale *personal computer* con la frequenza e la risoluzione che abbiamo specificato precedentemente. Forte fattore di merito, è la possibilità di intessere direttamente una comunicazione USB 2.0: in caso contrario, avremmo dovuto, per esempio, usare le UART e un dispositivo di interfaccia con la USB di un personal computer, tipo l'FTDI2232, con tutta la maggiore complessità e la diminuzione di *bit rate* che ciò comporta.

Da notare che la struttura interna permetterebbe computazionalmente di eseguire internamente la funzione di interrogazione alla base del nostro sistema e operazioni ben più complesse; la disponibilità inoltre di un *Real time clock and calendar* e, tramite la USB, la possibilità di interloquire con un dispositivo portatile di memoria fa capire come l'opzione di un prodotto *stand alone* non ci è assolutamente preclusa.

5.1.1 PIC32MX USB Starter Board

Scelto il componente principe del sistema di elaborazione, bisogna metterlo in condizioni di operare.

Abbiamo individuato una soluzione a basso costo, probabilmente minore che se l'avessimo fabbricata in proprio, che offre interessantissime funzionalità soprattutto per quanto riguarda la comunicazione USB: la *PIC32MX USB Starter Board* sempre della MICROCHIP TECHNOLOGY (Figura 5.2).

Aiutandoci anche con lo schema a blocchi in figura 5.3, descriviamo le potenzialità per noi significative che ci offre tale scheda:



Figura 5.2: La PIC32MX USB Starter Board, MICROCHIP TECHNOLOGY.

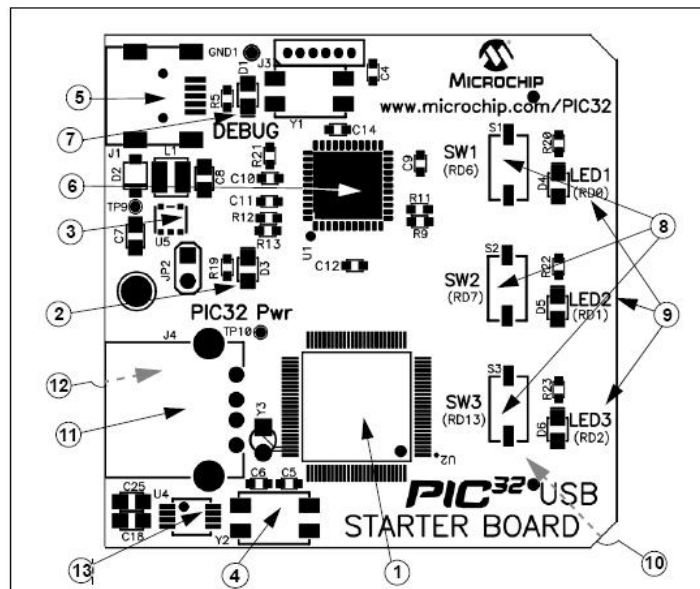


Figura 5.3: Lo schema a blocchi PIC32MX USB Starter Board, MICROCHIP TECHNOLOGY.

- Presenta un PIC32MX460F512L (1), uno dei modelli più prestanti.
- La programmazione e il debug sono effettuati grazie alla presenza di un PIC18LF4550 (6), eliminando la necessità di adottare ulteriori dispositivi per tali necessità, come MPLAB REAL ICE o MPLAB ICD 2, ben noti agli utenti di MICROCHIP TECHNOLOGY.
- Il dispositivo offre 3 porte USB:
 - USB Mini-B (5), serve a connettere il PIC18LF4550 con il personal computer dove è presente il software di programmazione (MPLAB IDE) e di debug.
 - USB Micro AB (12), usata, come nel nostro caso, quando la scheda funziona da *Device* rispetto un'altra MCU, tipo un personal computer.
 - USB A (11), usata quando la scheda funziona da *host*, tipo nel caso in cui vogliamo connettere una comune chiavetta USB.
- Regolatore di tensione a 3.3 V (3), che permette di avere in ingresso o la tensione proveniente dal bus USB o un'opportuna tensione esterna.
- Oscillatore esterno a 8 MHz (4), necessario per garantire la precisione necessaria di sincronismo nella comunicazione USB.
- Pulsanti e led per le più semplici applicazioni (8), (9).
- Connettore per schede applicative esterne (10).

L'ultimo elemento ci fa capire che abbiamo bisogno di una scheda di espansione per accedere a tutti i segnali della MCU. Abbiamo quindi adottato la PIC 32 I/O EXPANSION BOARD (Figura 5.4); essa viene da noi utilizzata solo per portare all'esterno i pin del microcontrollore, tuttavia offre altre *utilities* di alimentazione e programmazione nei riguardi della scheda precedente.

5.2 Collaudo scheda

5.2.1 Cenni ai software usati per il collaudo

Per collaudare la scheda, abbiamo fatto largo uso delle librerie e degli esempi forniti dalla stessa MICROCHIP.

I dati del microcontrollore sono acquisiti e processati da un opportuno software LABVIEW.

5.2.2 Collaudo dei singoli componenti e del sistema complessivo

- *Digital to Analog Converter*

- La comunicazione avviene, come per una normale periferica SPI, tramite un segnale di clock, un segnale DIN che invia la tensione codificata in digitale da trasformare in tensione analogica al DAC e un segnale di sincronismo /SYNC, per iniziare una comunicazione significativa tramite il suo *trailing edge*. Esistono altri segnali per settare in tutti i canali del dispositivo dei valori di *default*, in maniera sincrona o asincrona (/LDAC, /CLR); non vengono tuttavia utilizzati in questa prima implementazione, ma è previsto per essi un connettore nella scheda di acquisizione. (Figura 5.5)

Parameter	Limit at T _{MIN} , T _{MAX} V _{DD} = 2.7 V to 5.5 V	Unit	Conditions/Comments
t ₁ ¹	20	ns min	SCLK cycle time
t ₂	8	ns min	SCLK high time
t ₃	8	ns min	SCLK low time
t ₄	13	ns min	SYNC to SCLK falling edge set-up time
t ₅	4	ns min	Data set-up time
t ₆	4	ns min	Data hold time
t ₇	0	ns min	SCLK falling edge to SYNC rising edge
t ₈	15	ns min	Minimum SYNC high time
t ₉	13	ns min	SYNC rising edge to SCLK fall ignore
t ₁₀	0	ns min	SCLK falling edge to SYNC fall ignore
t ₁₁	10	ns min	LDAC pulse width low
t ₁₂	15	ns min	SCLK falling edge to LDAC rising edge
t ₁₃	5	ns min	CLR pulse width low
t ₁₄	0	ns min	SCLK falling edge to LDAC falling edge
t ₁₅	300	ns typ	CLR pulse activation time

¹ Maximum SCLK frequency is 50 MHz at V_{DD} = 2.7 V to 5.5 V. Guaranteed by design and characterization; not production tested.

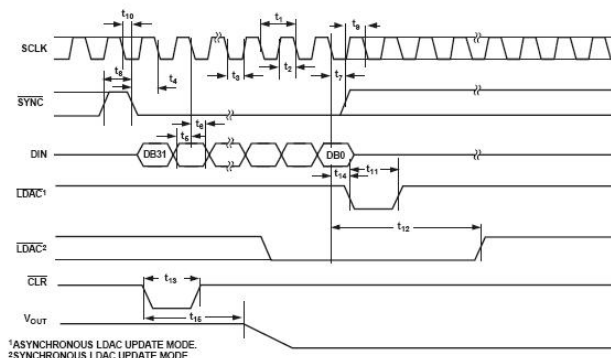


Figura 5.5: Schema temporale dei segnali del DAC utilizzato e relativi valori delle temporizzazioni.

- Abbiamo acceso il riferimento interno a 2.5 V, verificando la sua precisione.
- Abbiamo impostato una tensione di $\frac{1}{2}$, $\frac{3}{8}$, $\frac{3}{64}$ e $\frac{3}{128}$ del fondo scala in vari canali, ottenendo in uscita un valore compreso nei limiti dettati dall'accuratezza dello strumento di misura adoperato²
- *Potenzimetro digitale*
 - In questo caso, abbiamo dovuto implementare una comunicazione I^2C , già abbondantemente descritta nel capitolo precedente, nella sezione riguardante tale dispositivo.
 - Abbiamo scritto nei due registri RDAC1 e RDAC3 diverse impostazioni dei valori delle resistenze ($\frac{1}{2}$, $\frac{1}{16}$, $\frac{3}{4}$, $\frac{10}{16}$ del fondoscala), osservando valori compresi nei limiti dettati dall'accuratezza dello strumento di misura adoperato a meno di un *offset* di 3 LSB, che rientra comunque nelle caratteristiche del componente.
 - Abbiamo dimostrato di poter memorizzare tali valori nei registri non volatili della memoria EEPROM
- *Misura offset iniziale e annullamento*
 - Abbiamo misurato l'offset di un SA5211, corrispondente all'incirca a -29.4 mV. Il *common mode* di uscita è all'incirca 3.38 V.
 - Dopo lo stadio di modifica del modo comune, il *common mode* è diventato 1.64 V, mentre l'offset è cresciuto a -31 mV. Tutto ciò ottempera alla nostra volontà, tenendo conto dei datasheet dei componenti.
 - La tensione di riferimento all'AD8224 è 0.497 V, mentre il segnale di uscita è 0.402 V. Il guadagno sul segnale di ingresso risulta quindi $\frac{0.497-0.402}{31} = \frac{95}{31} = 3.06$, proprio come quanto avevamo teorizzato.
 - Abbiamo impostato le resistenze del potenziometro R_{AW} e R_{BW} a un ugual valore, in modo da avere un guadagno variabile di 2. Osserviamo in ingresso al convertitore A/D un segnale di 0.797 V.³
 - Il guadagno sul segnale proveniente dal DAC è quindi -1. Impostiamo la tensione prima ricavata di 0.797 V sul DAC e dimostriamo che il segnale di uscita sull'A/D *converter* corrisponde al minimo valore in uscita dell'AD8032 alimentato 0-5 V, cioè 15 mV.

²Un comune multimetro a 3 cifre e mezzo.

³Il guadagno effettivo è quindi 1.98.

- *Misura transresistenza e amplificazione in continua*
 - Abbiamo posto una resistenza di $2.51\text{ M}\Omega$ tra l'ingresso del SA5211 e una tensione a 5 V. Tenendo conto che la tensione di offset di ingresso del *trans impedance amplifier* è 0.773 V , abbiamo ottenuto una corrente di $1.684\ \mu\text{A}$, che rientra nel campo dei possibili valori che si possono presentare durante la vita operativa.
 - Abbiamo osservato un'uscita di all'incirca 15 mV , che sommati all'offset negativo dà un segnale di all'incirca 44 mV . Da ciò si ricava una transresistenza di $26430\ \Omega$, nel campo delle resistenze ammesse da datasheet.
 - Alla fine della catena di amplificazione, abbiamo osservato una tensione di 267 mV , dopo aver compensato l'offset e con il guadagno impostato precedentemente, che risulta complessivamente di 6.07 .
- *Misure di diversi segnali sinusoidali*
 - Inizialmente, abbiamo collegato un terminale della resistenza da $2.51\text{ M}\Omega$ all'ingresso del SA5211, mentre abbiamo connesso l'altro a un generatore di segnale impostato con una sinusoide a 4000 Hz , valore picco-picco 2 V , valore medio 4 V . (In figura 5.6, viene rappresentato tale segnale in blu, non in scala).

Abbiamo impostato il guadagno variabile del canale a 4 e abbiamo compensato l'offset.

Abbiamo misurato l'uscita con un oscilloscopio digitale⁴, senza l'ausilio di medie, ricavando il segnale rappresentato in figura 5.6. Si può notare, compatibilmente con il forte rumore presente, dovuto all'uso di sonde non schermate e alla vicinanza di una comunicazione digitale, come i valori di uscita siano compatibili con il guadagno impostato e il segnale di ingresso.
 - Nel altro canale sottoposto a test, abbiamo usato al posto della resistenza da $2.51\text{ M}\Omega$, una da $3.49\text{ M}\Omega$. Per quanto riguarda la tensione del segnale di ingresso, siamo nelle stesse condizioni del caso precedente, tranne che la frequenza di utilizzo è 3000 Hz .

In questo caso abbiamo compiuto 100 medie.

Riportiamo la figura 5.7 e la figura 5.8, dove il guadagno è rispettivamente 2 e $\frac{4}{3}$ e l'offset è stato compensato.

⁴Il TDS7104 della TEKTRONIX

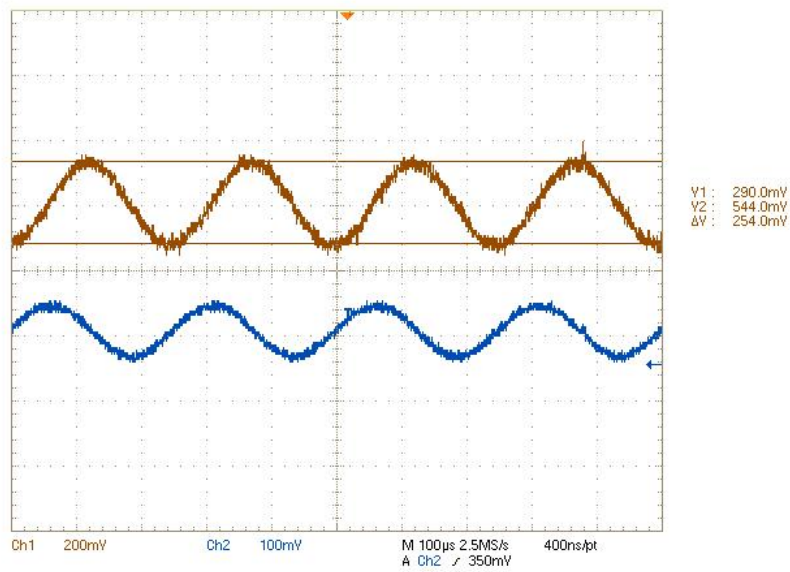


Figura 5.6: Uscita alla fine della catena di amplificazione (in ambra), con un segnale a 4000 Hz, valor medio 4 V, tensione picco-picco 2V (in blu, non in scala), posto a un capo di una resistenza da 2.51 MΩ. Il guadagno variabile è impostato a 4 e non sono compiute medie.

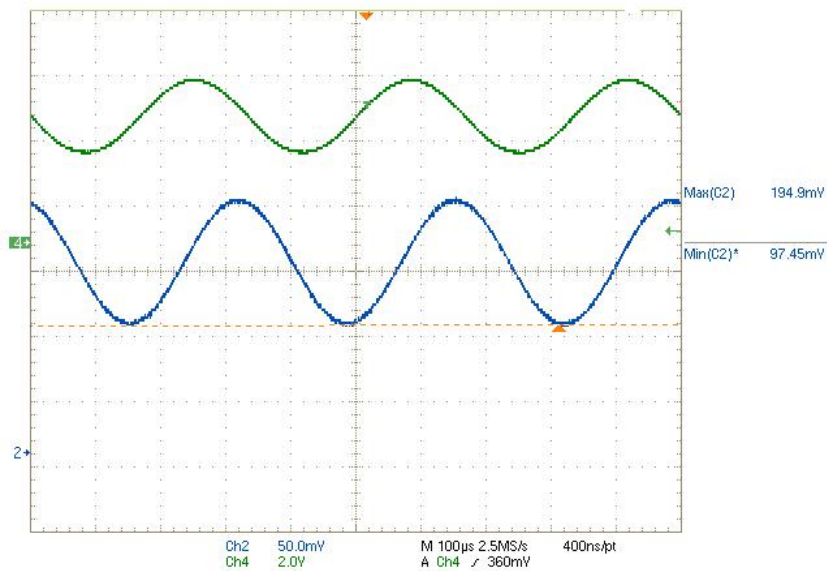


Figura 5.7: Uscita alla fine della catena di amplificazione (in blu), con un segnale a 3000 Hz, valor medio 4 V, tensione picco-picco 2V (in verde, non in scala), posto a un capo di una resistenza da 3.49 MΩ. Il guadagno variabile è impostato a 2 e sono state compiute 100 medie.

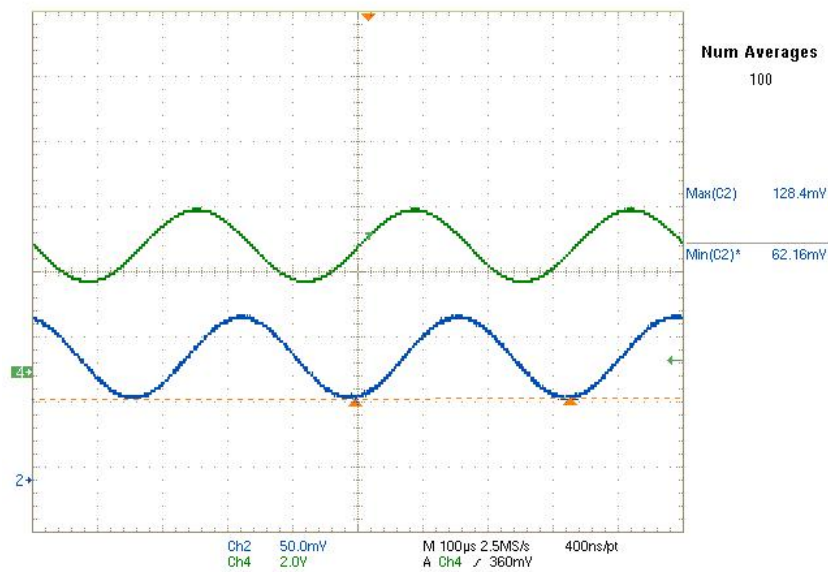


Figura 5.8: Uscita alla fine della catena di amplificazione (in blu), con un segnale a 3000 Hz, valor medio 4 V, tensione picco-picco 2V (in verde, non in scala), posto a un capo di una resistenza da 3.49 MΩ. Il guadagno variabile è impostato a 1.33 e sono state compiute 100 medie.

Anche in questo caso i dati sperimentali hanno una buona coincidenza con quelli calcolabili analiticamente.

- Per verificare il funzionamento del filtro di *Butterworth*, con le stesse condizioni precedenti e la stessa resistenza, impostando il guadagno a 2 e compensando l'offset, abbiamo posto la frequenza della sinusoide in ingresso a 5000 Hz (Figura 5.9).

Confrontando l'ampiezza dell'oscillazione riportata in figura 5.7, con quella in figura 5.9, notiamo che quest'ultima corrisponde alla prima moltiplicata per un fattore $\frac{1}{\sqrt{2}}$, a meno di 4.5 mV, che possono derivare dalla tolleranza delle resistenze e dei condensatori utilizzati, che ha spostato, seppur di poco, la reale frequenza di taglio del filtro.

- Da tali considerazioni e misure emerge come la parte analogica della scheda sia completamente funzionante.

- *Conversione analogico digitale*

- L'AD7689 si presenta nel package LFCSP20, che ha determinato pesanti difficoltà nella saldatura, tanto da mettere a rischio alcune sue *performance*; abbiamo evitato di fissare l'exposed pad, per evitare di

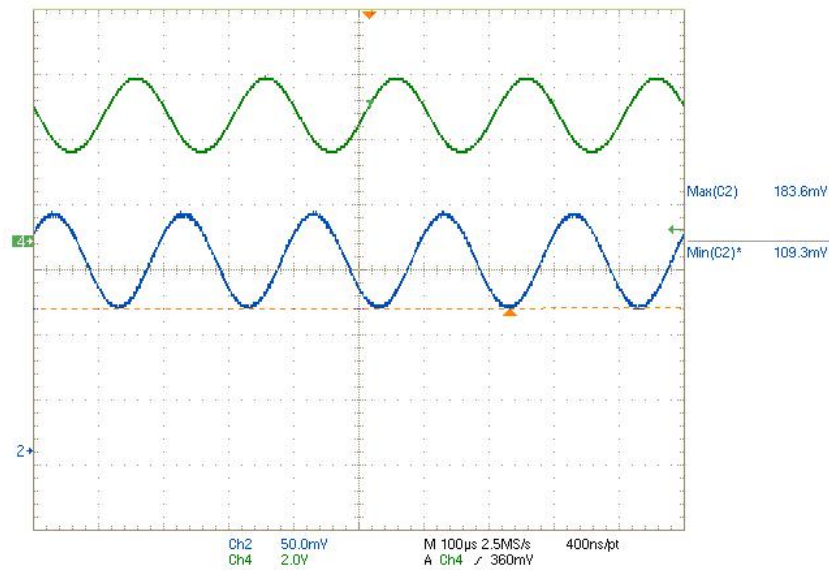


Figura 5.9: Uscita alla fine della catena di amplificazione (in blu), con un segnale a 5000 Hz, valor medio 4 V, tensione picco-picco 2V (in verde, non in scala), posto a un capo di una resistenza da 3.49 M Ω . Il guadagno variabile è impostato a 2 e sono state compiute 100 medie.

stacchi di pins o cortocircuiti: d'altronde, anche il datasheet sottolinea che non è necessario.

- Le peculiarità dell'interfaccia utilizzata si possono desumere da figura 5.10. Consideriamo che un fronte in salita ultima la fase di acquisizione del dato e inizia la fase di conversione, al cui termine comincia immediatamente l'acquisizione del campione successivo. Abbiamo scelto la seconda modalità presentata in figura 5.10, che seppur più lenta, permette una maggiore libertà nella tempistica dei segnali: nel primo caso, infatti, la comunicazione deve ultimarsi prima della fine della conversione, che dura al più 2.2 μ s.
- Abbiamo utilizzato un segnale di CNV a 155 kHz per campionare il nostro segnale: poiché ad ogni ADC afferiscono 8 canali, significa che quando giungeranno i segnali da tutti quest'ultimi, possiamo campionare ognuno a quasi 20 kHz. Il clock usato, discontinuo come suggerito da datasheet per non inquinare il segnale acquisito, è a 2.5 MHz.
- Abbiamo campionato il nostro canale rispetto COM (Figura 4.24): tale scelta, sebbene possa presentare degli offset rispetto GND, come in-

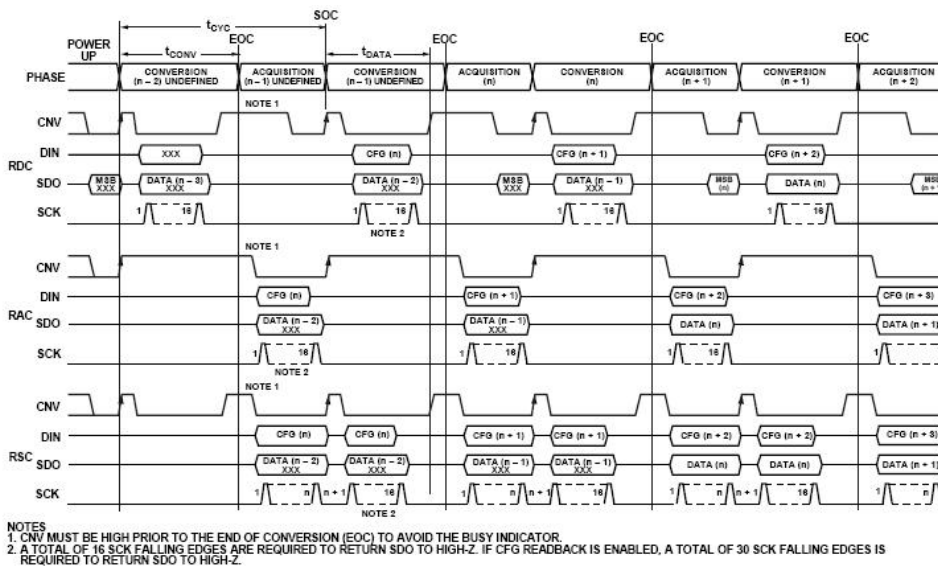


Figura 5.10: Modalità di interfacciamento SPI con l'AD7689. Nel primo caso la comunicazione avviene durante la conversione del dato, nel secondo caso durante l'acquisizione, nel terzo spazia tra le due.

dicata da datasheet, si è rilevata la più stabile e la meno rumorosa rispetto le altre opzioni.

- Abbiamo applicato due segnali, uno a 3.5 kHz, uno a 4 kHz, le cui ampiezze sono evidenti da figura 5.11.

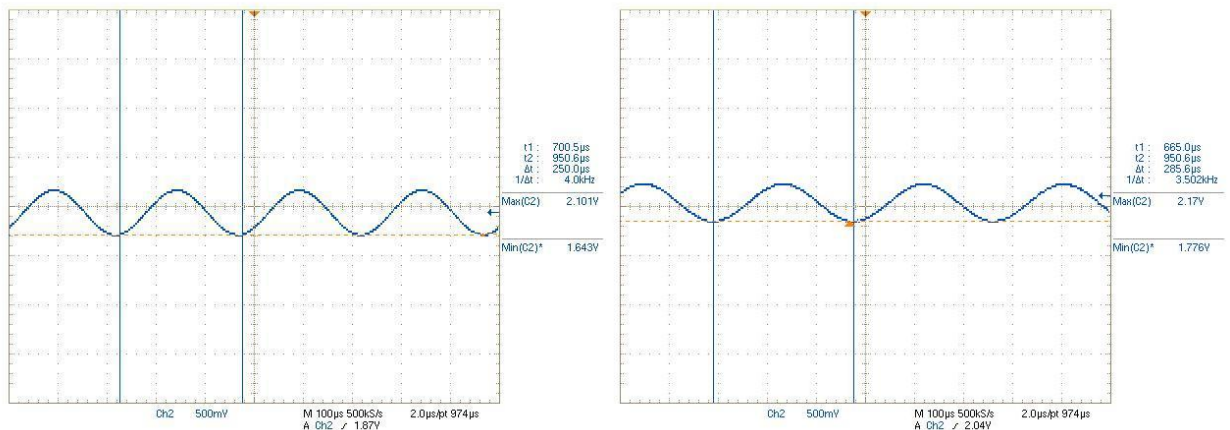


Figura 5.11: I due segnali di prova per l'AD 7689: il primo a destra a 4 kHz, il secondo a sinistra a 3.5 kHz

Abbiamo preso 64 campioni per entrambi i segnali e ricavato figura 5.13 e figura 5.12.

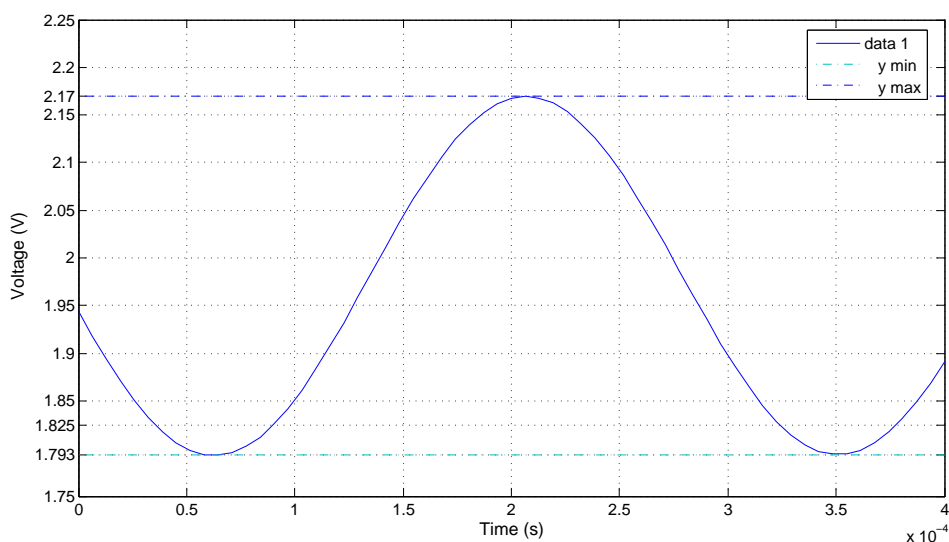


Figura 5.12: Il segnale campionato e ricostruito a 3500 Hz.

Gli errori, seppur limitati a una decina di mV, che troviamo tra le due rappresentazioni possono risalire ad alcuni fattori, molti dei quali eliminabili:

- * La misura sul segnale analogico, seppur mediata 100 volte, è stata compiuta con sonde assolutamente non schermate.
- * Noi abbiamo assunto la *reference* dell'ADC esattamente a 2.5 V, ma da datasheet può oscillare da 2.49 a 2.51 V. Con una misura più accurata compiuta da un multimetro di precisione, possiamo eliminare buona parte degli errori di guadagno presenti.
- * Può influire l'offset dell'ADC, eliminabile.
- * Può influire l'offset dovuto alla scelta di prendere come riferimento COM.

Successivamente abbiamo misurato la somma di tali offset, stimabile in 7 - 8 mV, e la tensione di *voltage reference*.

Abbiamo acquisito successivamente 500 campioni di una sinusoide e

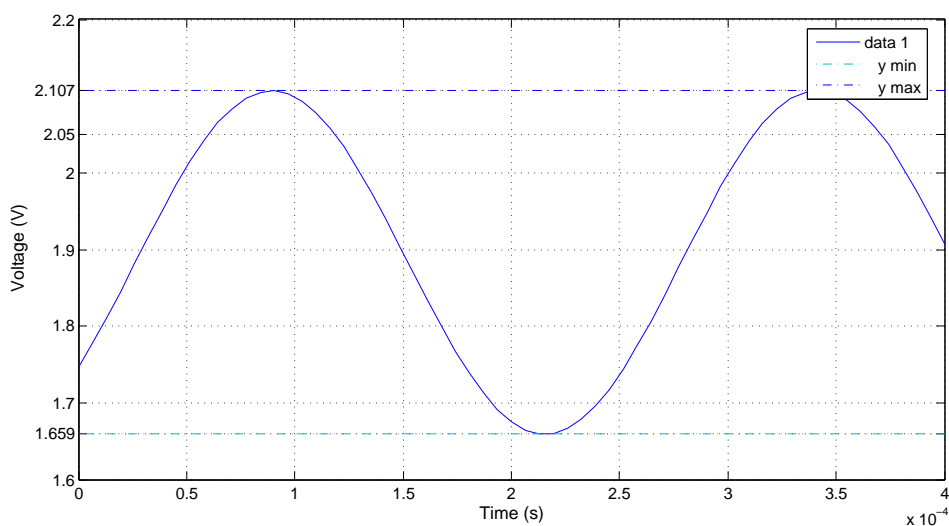


Figura 5.13: Il segnale campionato e ricostruito a 4000 Hz.

di un'onda quadra, la prima a 1000 Hz (Figura 5.15), la seconda a 500 Hz (Figura 5.16), sempre con una frequenza di campionamento di 155 kHz.

Confrontandoli con le tensioni analogiche reali (figura 5.14), misurate sempre con sonde non schermate, dopo 50 medie, osserviamo che:

- * L'errore sulla sinusoide è ridotto a 1 mV. Poiché la stessa misura dell'oscilloscopio è affetta da rumore, è possibile che tale errore sia addirittura minore.
- * Nel caso dell'onda quadra, vengono rilevati egregiamente anche fenomeni particolari come quello di Gibbs, con un'elevata precisione (5 mV). Poiché la misura dell'oscilloscopio era affetta da oscillazioni comparabili in ampiezza, nei valori di massimo e minimo riportati su figura 5.14, è probabile che la precisione sia ancora maggiore.

Possiamo affermare, dopo tali considerazioni, che la scheda elettronica

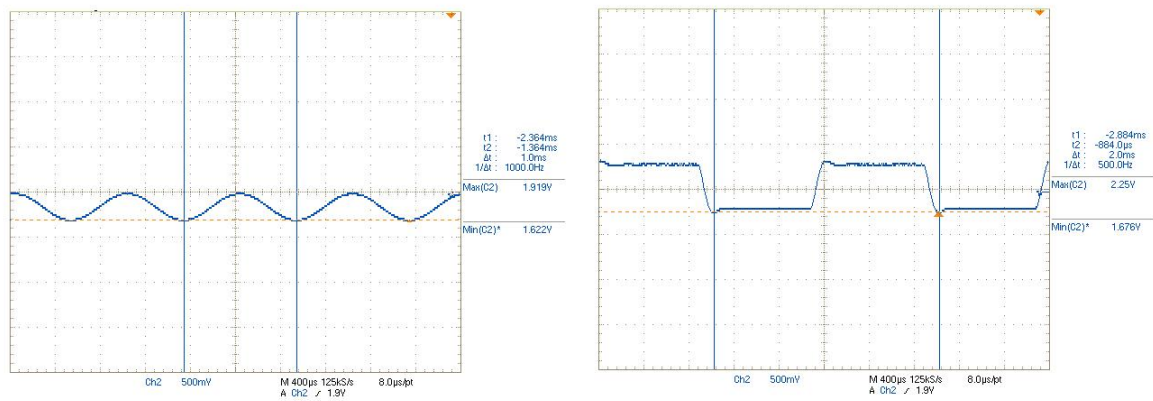


Figura 5.14: Un segnale sinusoidale a 1000 Hz e un'onda quadra a 500 Hz in uscita dalla sezione analogica della scheda.

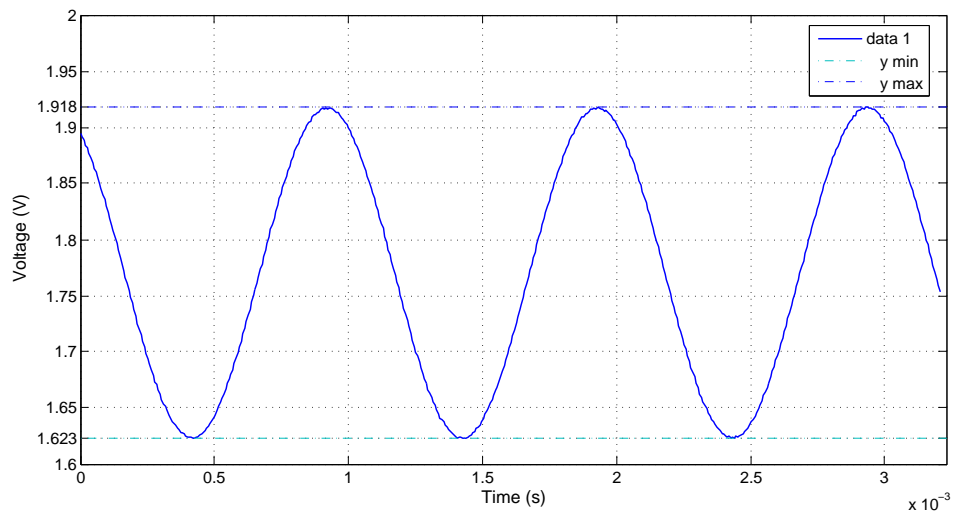


Figura 5.15: Il segnale sinusoidale campionato e ricostruito a 1000 Hz.

ha superato con successo il collaudo nelle sue diverse funzionalità.

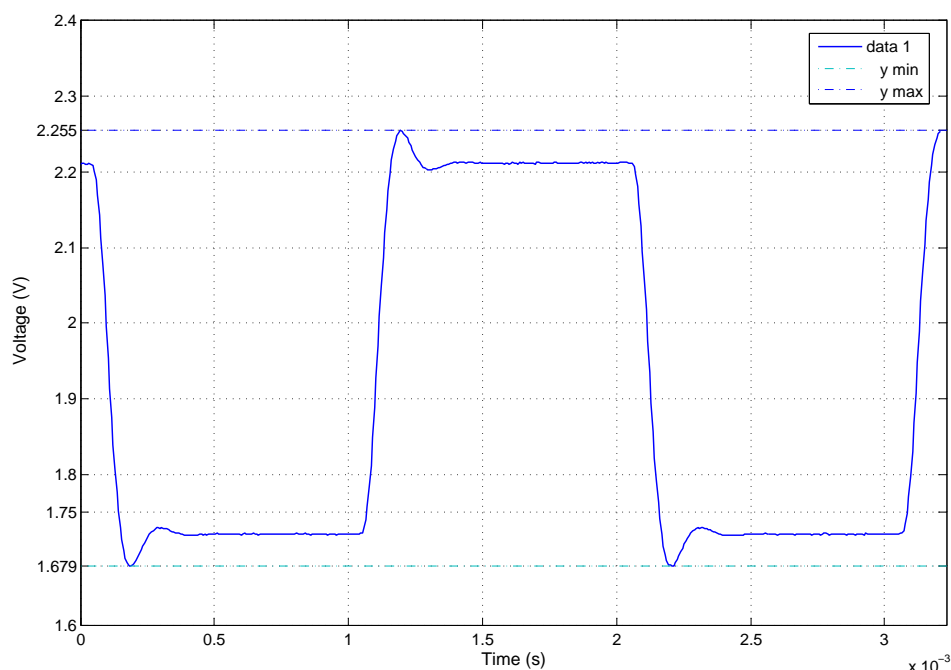


Figura 5.16: Il segnale onda quadra campionato e ricostruito a 500 Hz.

5.3 Prova di misura in temperatura

Per fornire una prova del funzionamento complessivo del sistema, abbiamo deciso di procedere a una misura in temperatura. Abbiamo compiuto tale scelta, a scapito di una prova di deformazione dinamica, perché gli strumenti presenti in laboratorio ci permettono di misurare in maniera molto più accurata una variazione di temperatura che di *strain*.

Vediamo i passi che ci hanno condotto a tale misurazione:

- Abbiamo raffreddato entrambi gli AWGs rispetto la temperatura di allineamento in griglia ITU: i due canali utilizzati hanno trasmittività di picco a 1549.02 nm e di 1550.46 nm. Le due trasmittività a tali valori differiscono di qualche decimo di dB: ciò semplicemente comporterà un offset da compensare successivamente.

- Abbiamo utilizzato un grating della FIBER SENSING con riflettività di picco alle temperatura di 20 °C posta a 1549.83 nm. Volutamente abbiamo posto il punto di intersezione delle trasmettività degli AWGs a una lunghezza d'onda inferiore di 100 pm rispetto tale valore per poter eseguire misure abbastanza lontane dalla condizione teorica di equilibrio.⁵
- Abbiamo usato come camera climatica la CHALLENGE 60 dell'ACS ANGE-LANTONI S.R.L, che ha un'accuratezza di $\pm 0.3^{\circ}C$. Ciò è stato ben notato durante l'esperimento, osservando che posizionamenti diversi del sensore all'interno della camera e misure in istanti diversi, dopo aver raggiunto il regime, comportano risposte considerevolmente differenti del sistema. Ciò, oltre ad aver reso difficoltoso l'esperimento, ci ha confermato la grande risoluzione del sistema.
- Riguardo i parametri della funzione di interrogazione esposta nei capitoli precedenti dobbiamo precisare che:
 - Abbiamo usato come spaziatura di canale e banda dei canali degli AWGs i dati misurati con oscilloscopio ottico.
 - Riguardo la banda dell'FBG , abbiamo osservato un fenomeno che riveste un certo interesse: mentre in simulazione dovevamo calcolare con difficoltà una banda 'efficace' per l'FBG atta ad approssimare nella maniera migliore possibile il modello con la reale riflettività e quello con riflettività gaussiana, in questo caso siamo riusciti ad ottenere i risultati migliori utilizzando la banda misurata dell'FBG, corrispondente a 150 pm.
 - L'FBG utilizzato è prodotto per misure di *strain*; è quindi probabile che il dato fornito per misure di temperatura di $10 \frac{pm}{K}$ non sia così accurato. Abbiamo trovato perfetta coincidenza con la misurazione supponendo una variazione di $12 \frac{pm}{K}$.
- Abbiamo ricavato due rette di interrogazione teoriche per indicare i limiti di accuratezza della camera climatica.
- Abbiamo ricavato 6 misure, da 20 ° C a 30 ° C, con passo di 2 ° C.
- Abbiamo compensato l'offset derivante dal posizionamento del grating discretamente distante dal punto di intersezione delle trasmettività degli AWGs, e dalle inevitabili dissimmetrie di quest'ultimi e dello *splitter* 50/50.

⁵FBG centrato esattamente nel punto di intersezione delle trasmettività

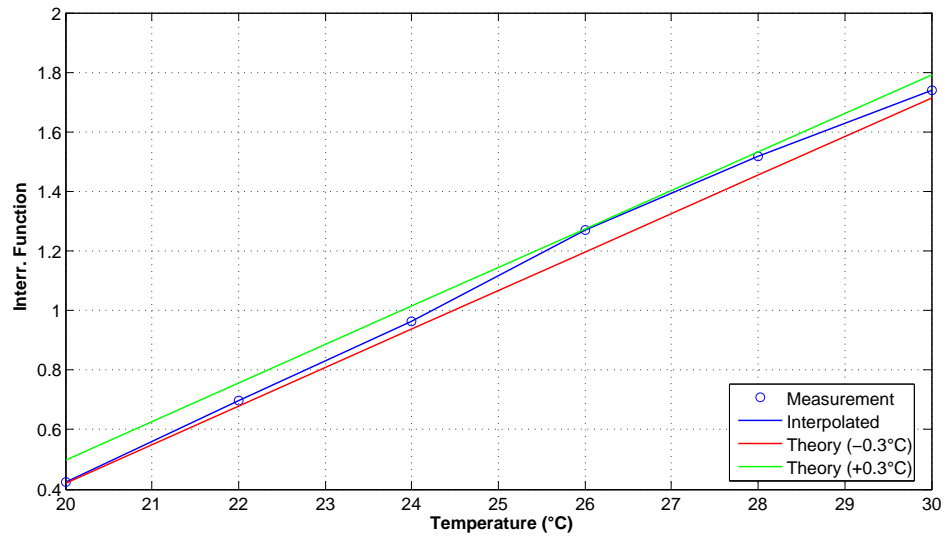


Figura 5.17: Misura in temperatura: raffronto tra retta di interrogazione teorica e campionatura reale.

I risultati sono riportati in figura 5.17: le misure del sistema rientrano nei limiti di accuratezza della camera climatica stessa.

Capitolo 6

CONCLUSIONI E SVILUPPI FUTURI

6.1 Il sistema ottico

Dopo aver introdotto i *Fiber Bragg Gratings*, accennando alle metodologie di produzione industriale e al fenomeno fisico della *fotosensibilità* tramite cui sono creati, abbiamo mostrato e discusso lo spettro di riflettività di alcuni esempi commerciali; in seguito abbiamo illustrato il loro uso come *sensori di temperatura e di deformazione*, riportando la sensibilità alle due precedenti grandezze fisiche e confrontandoli con i sensori di tipo tradizionale.

Successivamente, abbiamo individuato le metodologie di interrogazione note commercialmente; in particolar modo, abbiamo sottolineato la preminenza di due di esse: l'uso di *laser accordabili* in frequenza e la *rilevazione parallela* dell'intero spettro di riflessione di un *array di gratings* colpito dalla radiazione di una sorgente a *larga banda*.

Dopo un confronto dei vari sistemi di interrogazione, possiamo concludere che è *l'applicazione* a cui sarà diretto il sensore a determinare la *preminenza* di una metodologia rispetto all'altra: misure statiche e quasi statiche accurate o misure puramente dinamiche dove l'accuratezza può essere un problema secondario, necessità di un alto numero di sensori o di pochi punti di misura, vincoli di costo più o meno stringenti spingono verso una soluzione rispetto ad un'altra.

Successivamente abbiamo sviluppato una metodologia di interrogazione atta a misure ad alta frequenza e considerevolmente accurate: essa utilizza per ogni *FBG sensor* due canali di due diversi *Array Waveguide Gratings* opportunamente posizionati in lunghezza d'onda grazie ad un controllo in temperatura. È stata riportata una *funzione di interrogazione* che permette in teoria di ottenere una risposta lineare rispetto le variazioni spettrali dell'FBG; svariate simulazioni sono state compiute, variando i contenuti frequenziali della potenza incidente, la spaziatura tra i canali di misura e la dinamica di misura, discutendo sulle *non*

linearità che compaiono passando da un modello puramente teorico a uno più reale. Abbiamo proposto una metodologia di correzione di tali non linearità, che porta ad un'accuratezza su una dinamica di 700 pm inferiore a $\pm 3\mu\epsilon$ o a $\pm 0.3^\circ C$. Per finire abbiamo proposto e realizzato un *set-up* funzionale per tale tecnica di misura.

6.2 Il sistema elettronico

6.2.1 Il condizionamento e la conversione del segnale

Per cominciare ci siamo posti gli *obiettivi* del nostro sistema, cioè interrogare *real time* fino a 8 *sensori*, con una frequenza di campionamento maggiore di 15 kHz ciascuno e con una *accuratezza* limitata solo dalle prestazioni ottiche.

Successivamente abbiamo individuato le maggiori problematiche, come la *debolezza* dei segnali di ingresso, la necessità di compensare separatamente *l'offset* per ogni canale dell'AWGs e di settare per ogni sensore *un diverso guadagno*, oltre l'adozione obbligata di periferiche di comunicazione *veloci* come l'USB.

Innanzitutto abbiamo proposto una *catena di condizionamento e amplificazione* per il singolo canale dell'AWG che comprende in successione un fotodiodo a bassa corrente di buio e sensibile alla lunghezze d'onda caratteristiche del sistema, un *trans-impedance amplifier* a bassissimo rumore e alto guadagno, un *fully differential amplifier* per modificare il modo comune in uscita dal primo stadio, un *amplificatore da strumentazione* a guadagno fisso atto anche alla conversione differenziale-unipolare, un *amplificatore a guadagno variabile* grazie all'ausilio di un potenziometro digitale, un filtro di *Butterworth* del terzo ordine con funzione *anti-aliasing*, un *buffer* di pilotaggio del successivo canale dell'ADC: abbiamo discusso problematiche e vantaggi che offre tale soluzione e siamo giunti a scegliere dei reali componenti sul mercato, acquistati tramite un distributore on-line.

In seguito abbiamo delineato la struttura generale dell'intera scheda, nella sua bipartizione tra *sezione analogica e digitale*, individuando e descrivendo i componenti che fungono da *convertitori analogico-digitale e digitale-analogico*, oltre che le *interfacce di comunicazione* caratteristiche di tali dispositivi; per finire abbiamo scelto i regolatori di tensione per le due aree di funzionamento, segnalando che siamo riusciti ad alimentare tutto il sistema con un *singolo valore di tensione* a 5 V. Tramite il software open-source KICAD abbiamo delineato lo *schematico* e il *layout* effettivo della scheda, definendo le dimensioni reali della *printed circuit board* e i parametri caratteristici dei conduttori in essa, ottenendo i file *gerber* necessari per

la sua realizzazione, che è stata portata a termine in un'azienda specializzata del luogo.

Infine, per permettere il collaudo e validare il funzionamento della scheda abbiamo saldato tutti i componenti necessari ad interrogare un sensore dell'*array* di FBG.

6.2.2 La scheda di controllo

Abbiamo individuato nel *PIC32* della MICROCHIP un versatile, potente e relativamente economico microcontrollore atto a soddisfare tutte le nostre necessità di elaborazione: oltre ad essere sovrabbondante per le *risorse computazionali* che offre, è in grado di fornire tutte le periferiche necessarie per comunicare sia con i dispositivi presenti nella scheda di acquisizione (2 *SPI* 2 *I²C*), sia con il calcolatore atto a processare e memorizzare i segnali(*USB*).

Proprio le possibilità di comunicazione *USB* ci hanno fatto propendere per la scelta di una particolare scheda di sviluppo, la *PIC32 Usb Starter Board* sempre della MICROCHIP, coadiuvata da una scheda di espansione atta ad accedere ai segnali del microcontrollore: tale risorsa hardware, oltre a presentare i vari tipi di connettore tramite cui può avvenire la suddetta comunicazione, è altamente compatibile con delle *utilities software*, fornite dalla casa produttrice, che, sebbene non adatte a una applicazione *real time*, ci hanno permesso un collaudo delle funzionalità delle scheda.

6.3 Il collaudo della scheda e un test di misura

Per quanto riguarda la catena analogica di condizionamento del segnale, abbiamo innanzitutto determinato i *guadagni reali* dei vari componenti, oltre che misurato l'*offset complessivo* del sistema, in assenza di segnale in ingresso.

Successivamente, con l'ausilio di un generatore di segnale, abbiamo testato il sistema con segnali costanti, sinusoidali e rettangolari a molteplici frequenze e ampiezze: abbiamo dimostrato di poter agire sull'*offset* e sul guadagno variabile del sistema con una *precisione* migliore di quella garantita dall'oscilloscopio utilizzato o da un comune multimetro a 3 cifre e mezzo; inoltre abbiamo illustrato il corretto funzionamento del filtro di *Butterworth* del terzo ordine.

In seguito, abbiamo confrontato vari *segnali analogici* in ingresso all'ADC, con quelli *ricostruiti* dai campioni acquisiti: la frequenza di campionamento sul singolo canale dell'AWG è stata fissata a 155 kHz, per dimostrare la capacità di cam-

pionare otto di essi a frequenze superiori a 19 kHz. Dopo un'opportuna compensazione dell'offset del componente, abbiamo dimostrato di poter garantire una precisione di misura migliore di quella dell'oscilloscopio utilizzato.

6.3.1 Un test di misura

Abbiamo testato l'intero sistema per una misura di alcuni valori in temperatura, settati tramite un'apposita camera climatica con un'accuratezza di $\pm 0.3^\circ\text{C}$: le misure effettuate sono comprese nei limiti posti da tale accuratezza.

6.4 Possibili applicazioni e sviluppi futuri

Abbiamo già precisato come non esista un interrogatore di *Fiber Bragg Grating Sensors* migliore in assoluto, dato che è determinante l'applicazione a cui è diretto il sistema di misura.

Il nostro set-up e la relativa scheda elettronica di acquisizione e controllo permettono una *frequenza di campionamento* superiore rispetto molti modelli in commercio e crediamo un'elevata *accuratezza*; tuttavia la dinamica di misura non è ampia e non è banale l'allineamento tra i sensori (il cui numero è comunque limitato a 8 nel nostro caso), e i filtri ottici utilizzati.

Possibili applicazioni sono misure accurate e fortemente dinamiche in ambienti che non presentano variazioni elevate in temperatura: potrebbe essere il sistema ideale per interrogare molteplici *Fiber Bragg Grating Microphones* [29], di recente invenzione, utili per acquisire onde sonore in ambienti elettromagneticamente inquinati o molto lontani dal sistema di controllo ed elaborazione.

Dalle misure effettuate pare che la risoluzione sia elevatissima, forse subpico-metrica: un'idea potrebbe essere l'utilizzo di tale sistema per precise misure di temperatura minimamente invasive, come quelle all'interno del corpo umano.

Come sviluppi futuri, oltre l'interrogazione *real time* effettiva di 8 sensori, potremmo pensare a formulazioni della funzione di interrogazione che permettano di compensare automaticamente l'offset ottico, magari tramite un solo canale di AWG: potrebbe essere interessante studiare anche lo spettro di trasmittività degli *FBGs*, oltre quello di riflettività, per raggiungere tale scopo.

Inoltre, bisogna delineare approfonditamente i limiti di accuratezza e precisione del sistema, con altri strumenti di riferimento rispetto quelli utilizzati e chiarire le procedure tramite cui possiamo migliorare i suddetti limiti.

BIBLIOGRAFIA

- [1] K.T.V. Grattan, T. Sun *Fiber optic sensor technology: an overview*. Sensors and Actuators 82, 40-61 (2000).
- [2] K.T.V. Grattan, B.T. Meggitt *Optical Fiber Sensor Technology - Devices And Technology*. Chapman & Hall 1998
- [3] G. Bolognini, J. Park, M. A. Soto, N. Park and F. Di Pasquale *Analysis of distributed temperature sensing based on Raman scattering using OTDR coding and discrete Raman amplification* Measurement Science and Technology 18 3211-3218 (2007).
- [4] K.T.V. Grattan, B.T. Meggitt *Optical Fiber Sensor Technology - Advanced Applications - Bragg Gratings and Distributed Sensors*. Kluwer Academic Publishers, 2000
- [5] D.B. Huff, M.s. Leiby *FiberOptic Sensing Technology: Emerging Markets and Trends*. Proceedings of the SPIE, Volume 6619, pp. 661902 (2007)
- [6] T. Erdogan *Fiber Grating Spectra* Journal of Lightwave Technology, VOL. 15, NO. 8, (AUGUST 1997).
- [7] A. Kersey, M. Davis, H. Patrick, M. LeBlanc, K. Koo, C. Askins, M. Putnam, E. Friebele *Fiber Grating Sensors* Journal of Lightwave Technology, VOL. 15, NO. 8, (AUGUST 1997).
- [8] H.Y. Tam, T. Lee, S.L. Ho, T. Haber, T. Graver, A. Mendez *Utilization of Fiber Optic Bragg Grating Sensing Systems for Health Monitoring in Railway Applications* Structural Health Monitoring Quantification, Validation, and Implementation Proceedings of the Sixth International Workshop on Structural Health Monitoring September , Volume 2 (2007)
- [9] G. Wang, G.B. Havsgard, E. Urnes, K. Pran, S. Knudsen, A.D. Kersey, M.A. Davis, T.A. Berkoff, A. Dandridge, R.T Jones, T. Tsai, G. Cogdell *Digital demodulation and signal processing applied to fiber Bragg grating strain sensor arrays in monitoring transient loading effects on ship hulls* Optical Fiber

- Sensors, OSA Technical Digest Series (Optical Society of America), paper OFA5 (1997).
- [10] H.Y. Tam, S.Y. Liu, B.O. Guan, W.H. Chung, T.H.T. Chan, L.K. Cheng *Fiber Bragg Grating Sensors for Structural and Railway Applications*. Proceedings of the SPIE, Vol. 5634, 85 (2005).
- [11] F. Mennella, A. Laudati, M. Esposito, A. Cusano, A. Cutolo, M. Giordano, S. Campopiano, G. Breglio *Railway Monitoring and Train Tracking by Fiber Bragg Grating Sensors* Third European Workshop on Optical Fibre Sensors; Proceedings of the SPIE, Volume 6619, pp. 66193H (2007).
- [12] D.A. Jackson, A.B. Lobo Ribeiro, L. Reekie, J.L. Archambault *Simple multiplexing scheme for a fiber-optic grating sensor network* Optics Letters Vol.18, No.14, July (1993)
- [13] R. Helan *Uniform Fiber Bragg Gratings Properties* Doctoral Degree Programme, Dept. of Microelectronics FEEC, BUT.
- [14] Z. Zhou, T.W. Graver, L. Hsu, J. Ou *Techniques of Advanced FBG sensors: fabrication, demodulation, encapsulation and their application in the structural health monitoring of bridges* Pacific Science Review, vol. 5, 116-121 (2003)
- [15] J.A. Arnsa, W.S. Colburna, S.C. Bardenb *Volume phase gratings for spectroscopy, ultrafast laser compressors, and wavelength division multiplexing* Proceedings of SPIE, Current Developments in Optical Design and Optical Engineering VIII, Vol. 3779, 313-323 (1999)
- [16] K.O. Hill, G. Meltz *Fiber Bragg Grating Technology Fundamentals and Overview* Journal of Lightwave Technology Volume 15, Issue 8 1263-1276 (1997)
- [17] M. Song, S. Yin, P.B. Ruffin *Fiber Bragg grating strain sensor demodulation with quadrature sampling of a Mach-Zehnder interferometer* Applied Optics, Vol. 39, Issue 7, pp. 1106-1111 (2000)
- [18] M.A. Davis, A.D. Kersey *All-fibre Bragg grating strain-sensor demodulation technique using a wavelength division coupler* Electronics Letter Volume 30, Issue 1, 75-77(1994)

- [19] T. Kleckers *Fibre Bragg Sensors compared with electrical strain gauges for use in force measurement - prospect and potentials* XIX IMEKO World Congress Fundamental and Applied Metrology September 2009.
- [20] G. Rajan, Y. Semenova, G. Farrell *Analysis and performance evaluation of an all-fiber wide range interrogation system for a Bragg grating sensor array* Journal of Optics, Pure and Applied Optics, Volume 11, N. 5 (2009)
- [21] M. Kreuzer *Strain Measurement with Fibre Bragg Grating Sensors* HBM, Darmstadt.
- [22] J. Millman, A. Grabel, P. Terreni *L'elettronica di Millman* McGraw-Hill Companies srl, (2008)
- [23] G.P. Agrawal *Fiber Optic Communication Systems* John Wiley & Sons, Inc. (2002)
- [24] D.C.C. Norman, D.J. Webb, R.D. Pechstedt *Interrogation of fibre Bragg grating sensors using an arrayed waveguide grating* Measurement Science and Technology, Institute of Physics Publishing, Volume 16, N.3 (2005)
- [25] K.O. Hill, B. Malo, F. Bilodeau, D.C. Johnson, J. Albert *Bragg gratings fabricated in monomode photosensitive optical fiber by UV exposure through a phase mask* Applied Physics Letters, Vol 62, Issue 10, 1035-1037 (1993)
- [26] P. Niewczas, A.J. Willshire, L. Dziuda, J.R. McDonald *Performance Analysis of the Fiber Bragg Grating Interrogation System Based on an Arrayed Waveguide Grating* Ieee Transactions on Instrumentation and Measurement, Volume 53, Issue 4, 1192- 1196 (2004)
- [27] Y. Sano, N. Hirayama, T. Yoshino *Wavelength interrogator employing arrayed wave-guide grating for distributed fiber Bragg grating*, Proceedings of SPIE, vol. 4185, pp. 788-791 (2000)
- [28] Y. Sano, T. Yoshino *Fast Optical Wavelength Interrogator Employing Arrayed Waveguide Grating for Distributed Fiber Bragg Grating Sensors*, Journal of Lightwave Technology, Vol. 21, No. 1, 132-139 (2003)
- [29] T. Iida, K. Nakamura, S. Ueha *A microphone array using fiber Bragg gratings* 15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest, OFS 2002. Vol. 1 239- 242 (2002)