



Università degli Studi di Padova

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria delle Telecomunicazioni

TESI DI LAUREA

Sviluppo e caratterizzazione di uno schema di moltiplicazione di sensori interferometrici in fibra ottica

Candidato
Fabio Calzavara

Relatore
Prof. Luca Palmieri

Correlatore
Dott.ssa Elena Autizi

Indice

Introduzione	v
1 Sensoristica in fibra ottica	1
1.1 Sensori in fibra ottica	1
1.2 Sensori distribuiti	3
1.3 Sensori di vibrazioni	6
1.3.1 Sensori <i>intensity-based</i>	7
1.3.2 Sensori FBG	8
1.3.3 Sensori interferometrici	9
2 Configurazione del sensore	13
2.1 Schema di funzionamento del sensore	13
2.2 Caratterizzazione dispositivi	15
2.2.1 Caratterizzazione WDM	15
2.2.2 Caratteristiche EDFA	19
2.3 Configurazioni della sorgente	20
2.3.1 Prima configurazione	20
2.3.2 Seconda configurazione	23
2.3.3 Terza configurazione	25
3 Test del sensore	29
3.1 Analisi teorica	31
3.1.1 Metodo della correlazione	32
3.1.2 Metodo del rapporto fra le potenze	33
3.2 Analisi qualitativa	34

3.3	Prestazioni del sensore	36
3.3.1	Analisi con α fissato	36
3.3.2	Analisi con α ottimizzato	40
4	Conclusioni	43
	Bibliografia	45

Introduzione

L'obiettivo di questa tesi è di illustrare, sviluppare, caratterizzare e sperimentare uno schema di moltiplicazione di sensori interferometrici in fibra ottica. Lo schema analizzato si basa sulla trasmissione di due segnali ottici (ottenuti dal filtraggio dello spettro d'uscita di un amplificatore all'erbio) a lunghezza d'onda diversa in una configurazione interferometrica di tipo Mach-Zehnder. A seguito di una vibrazione, in un canale si propaga il segnale retro-diffuso per effetto Rayleigh e nell'altro si propaga il segnale riflesso dall'estremità della fibra di *sensing*: elaborando ed analizzando i segnali dei due canali si può localizzare il punto in cui è stato generato il disturbo.

Il primo capitolo consiste in una panoramica sui sensori in fibra ottica, in particolare quelli distribuiti, per poi presentare lo stato dell'arte dei sensori vibrazionali in fibra [1-8].

Nel secondo capitolo vengono descritti la struttura e il principio di funzionamento del sensore proposto descrivendo in particolar modo gli amplificatori e i filtri che lo costituiscono; vengono inoltre presentate le varie configurazioni del sensore testate.

Il terzo capitolo consiste, invece, nell'elaborazione dei dati raccolti e, quindi, nell'analisi delle prestazioni del sensore.

Nel quarto capitolo, infine, vengono riassunti i punti principali del lavoro svolto e vengono discussi i risultati ottenuti sottolineando i punti di forza, i problemi e i possibili sviluppi futuri dello schema proposto.

Capitolo 1

Sensoristica in fibra ottica

1.1 Sensori in fibra ottica

I sensori, in quanto interfaccia tra l'ambiente esterno e i sistemi di elaborazione e gestione, hanno un profondo impatto su prodotti di larga diffusione: sono ad esempio un elemento essenziale per il controllo e la diagnostica in vari settori quali l'ambiente, la medicina, l'automazione industriale e le telecomunicazioni. Uno dei fattori che ha accelerato il loro sviluppo è stata l'evoluzione dell'elaborazione dei dati che facendo leva su caratteristiche quali il basso costo, l'affidabilità e l'accuratezza ha stimolato la ricerca nell'area della sensoristica.

In questo contesto, da alcuni decenni stanno aumentando sempre più lo sviluppo e l'impiego dei sensori in fibra ottica. Il principio di funzionamento di un sensore ottico è basato sul fatto che il fascio luminoso guidato all'interno di una fibra ottica può essere modificato in termini di fase, intensità o stato di polarizzazione da fattori esterni come temperatura, pressione, presenza di liquidi e gas, tensione applicata e vibrazioni (onde acustiche); interrogando la fibra si possono quindi misurare tali grandezze ottenendo, per l'appunto, un sensore [1]. In Fig.1.1 vengono riportati i diagrammi circolari relativi alle grandezze fisiche misurate dai sensori ottici e alle varie tipologie di questi [2].

I motivi che hanno permesso lo sviluppo dei sensori in fibra ottica sono:

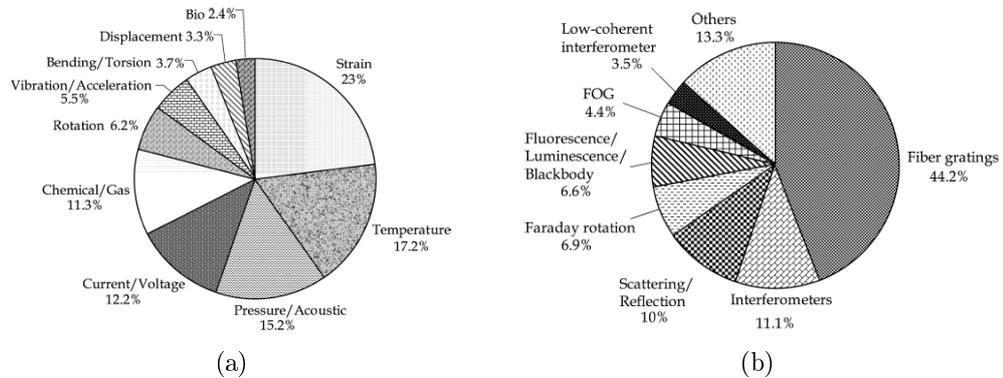


Figura 1.1: Diagrammi circolari relativi *a)* alle grandezze fisiche misurate dai sensori ottici e *b)* alle tipologie di sensori.

- compattezza: il sensore è integrato nel mezzo di trasmissione;
- velocità: la risposta del sensore è quasi istantanea perchè la velocità della luce guidata dalla fibra è molto maggiore della velocità con cui varia la grandezza da misurare;
- accuratezza: la sensibilità agli agenti esterni è molto alta;
- isolamento: il sensore è immune alle interferenze elettromagnetiche;
- passività: il sensore non ha bisogno di una fonte di energia esterna per essere alimentato;
- durata: il sensore, con un *packaging* opportuno, è resistente agli agenti esterni;
- adattabilità: un sensore ottico può essere utilizzato in situazioni estreme come nel caso di misure di temperature elevate o in situazioni ambientali difficili come ad esempio in alta montagna nel caso di sensori vibrazionali;
- *sensing* distribuito: è possibile determinare i valori delle grandezze di interesse, in funzione della loro posizione, lungo l'intera lunghezza della fibra ottica.

In generale i sensori ottici possono essere suddivisi in due categorie: i sensori intrinseci, in cui l'elemento sensibile è la fibra stessa o parte di essa, e i sensori estrinseci, in cui la fibra è solo la guida di luce passiva tra l'unità di alimentazione e controllo e un trasduttore che funge da elemento sensibile alle variazioni della grandezza di interesse. Inoltre, analizzando il meccanismo di interrogazione di un sensore, può essere fatta un'ulteriore distinzione tra schema di interrogazione in trasmissione o in riflessione distinguendo i casi in cui il sensore sfrutti la luce diretta o la luce riflessa (Fig.1.2).

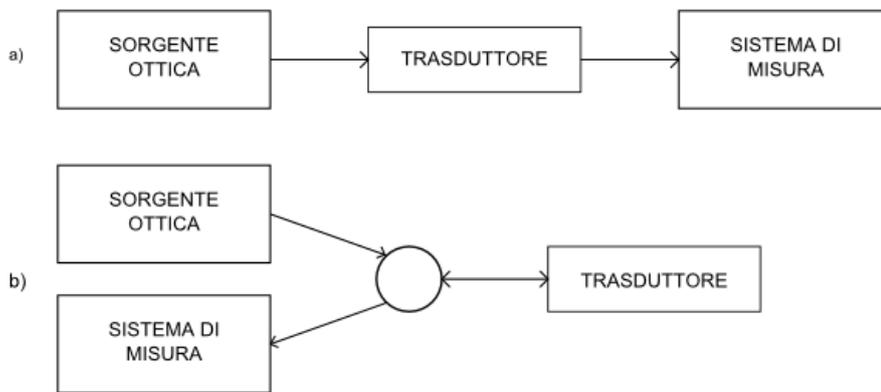


Figura 1.2: Schema di interrogazione di un sensore: a) in trasmissione; b) in riflessione.

1.2 Sensori distribuiti

Il sensore è in genere concentrato, ovvero esegue la misura in un'area ridotta, ma come già accennato, è possibile realizzare sensori distribuiti che eseguono una misura della grandezza di interesse in funzione della posizione con buona risoluzione. I sensori distribuiti risultano particolarmente utili quando è necessario eseguire misure in un gran numero di punti o con continuità lungo la fibra ottica; tipiche aree in cui trovano applicazione tali dispositivi sono il monitoraggio di deformazioni in grandi strutture, le misure di profili di temperatura in sistemi anti-incendio, oleodotti, gasdotti e il controllo nei sistemi di distribuzione dell'energia elettrica. La facilità di installazione, la

ridotta manutenzione e la semplicità del meccanismo di interrogazione sono ulteriori vantaggi che hanno contribuito allo studio e allo sviluppo di varie tipologie di sensori distribuiti in fibra ottica [3]-[4].

Esistono alcuni parametri di valutazione che caratterizzano i sensori distribuiti in fibra ottica e sono i seguenti:

- **risoluzione spaziale:** rappresenta il più piccolo tratto di fibra nel quale un cambiamento della grandezza misurata può essere rilevato;
- **sensibilità:** consiste nella variazione di potenza ottica prodotta da una variazione unitaria della grandezza misurata per unità di lunghezza della fibra;
- **accuratezza:** indica il grado di accordo tra il valore medio desunto attraverso una o più misure e il relativo valore di riferimento;
- **precisione:** indica la varianza delle misure effettuate rispetto al valore medio;
- **range di distanza:** è la distanza massima alla quale le misure effettuate mantengono la stessa risoluzione spaziale;
- **range dinamico:** indica la perdita massima di segnale che può essere accumulata senza degradare la risoluzione spaziale e la precisione della misura.

I sensori distribuiti usano la fibra stessa come sensore in modalità di riflessione e si basano su fenomeni di retro-diffusione: diffusione Rayleigh, diffusione Raman e diffusione Brillouin; la rappresentazione dello spettro delle varie tipologie di diffusione viene rappresentata in Fig.1.3 [4].

Lo sviluppo dei sensori distribuiti in fibra ottica fu stimolato dalla tecnica OTDR che si basa sulla diffusione Rayleigh, nella quale le interazioni dell'onda elettromagnetica che si propaga nel nucleo con le sorgenti di diffusione (impurità del silicio e altre particelle con dimensioni molto inferiori alla lunghezza d'onda) danno luogo ad una riflessione parziale nell'ordine dei $-60dB/m$. La tecnica OTDR consiste nel lancio di un impulso ottico che

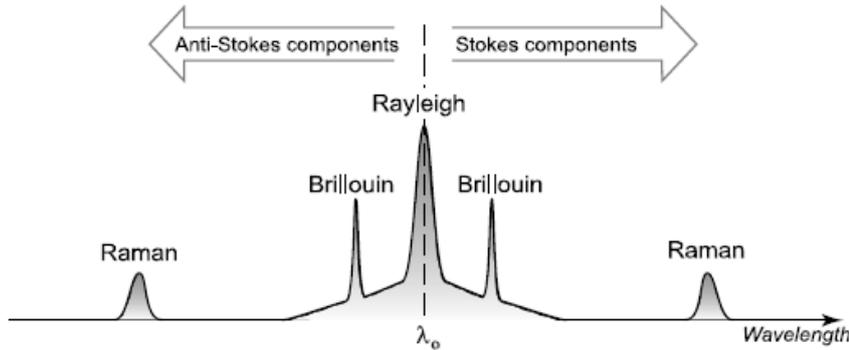


Figura 1.3: Rappresentazione schematica dello spettro della luce diffusa in una fibra ottica.

viene fatto propagare nella fibra e nella misura della porzione della radiazione retro-diffusa per effetto Rayleigh; il segnale ricevuto presenta un decadimento esponenziale nel tempo ed è proporzionale all'attenuazione della fibra. Inoltre considerando τ come il ritardo temporale tra il lancio dell'impulso e la ricezione del segnale riflesso, si può ricavare la distanza d del punto della fibra alla quale è avvenuta la retro-diffusione rispetto alla posizione iniziale come

$$d = \frac{\nu\tau}{2} \quad (1.1)$$

dove ν rappresenta la velocità della luce nella fibra. La risoluzione spaziale è quindi proporzionale alla larghezza temporale dell'impulso; si ottiene una risoluzione dell'ordine dei metri con un range di misura di alcune decine di chilometri [5].

In seguito ai sensori distribuiti basati sulla diffusione Rayleigh si sono sviluppati anche sensori distribuiti basati sulle diffusioni Raman e Brillouin. Nel primo caso si sfrutta l'emissione di fotoni alle lunghezze d'onda di Stokes e anti-Stokes per poter eseguire misure distribuite di temperatura: la temperatura può essere ricavata infatti calcolando il rapporto tra l'intensità del segnale Stokes I_s e anti-Stokes I_{as} . Si ottiene infatti

$$\frac{I_s}{I_{as}} \propto e^{-\frac{h\nu}{kT}} \quad (1.2)$$

dove h rappresenta la costante di Planck, ν lo shift di Raman in frequenza, k la costante di Boltzmann e T la temperatura.

Nel caso dei sensori distribuiti basati sulla diffusione Brillouin si sfrutta invece lo shift ν_b della frequenza Brillouin al variare di grandezze quali la temperatura e la tensione meccanica applicata alla fibra. Si ottiene

$$\nu_b = \frac{2nV_a}{\lambda_0} \quad (1.3)$$

dove n rappresenta l'indice di rifrazione, λ_0 la lunghezza d'onda della sorgente di pompa e V_a la velocità dell'onda acustica generata per effetto Brillouin. La velocità dell'onda acustica (e quindi anche ν_b) è molto sensibile alle variazioni di densità del materiale e ciò rende possibile la determinazione di valori di temperatura e tensione lungo la fibra. Sia nel caso della diffusione Raman che nel caso della diffusione Brillouin la localizzazione del punto della fibra in cui si avvertono variazioni di temperatura o tensione avviene attraverso la propagazione di impulsi ottici e la ricezione del segnale retro-diffuso (per effetto Raman o per effetto Brillouin) che permette di ottenere informazioni spaziali a partire dal ritardo temporale tra segnale inviato e segnale ricevuto come nel caso della tecnica OTDR. In entrambi i casi si ottiene una risoluzione spaziale dell'ordine di qualche metro e il range di misura si attesta sulle decine di chilometri [5]-[6].

1.3 Sensori di vibrazioni

In generale, i sensori di vibrazioni possono essere suddivisi in tre categorie in base al principio di funzionamento:

- sensori *intensity-based*, nei quali l'intensità della luce viene modulata da un parametro esterno;
- sensori *fiber Bragg grating (FBG)*, che sfruttano la modulazione dell'indice di rifrazione del nucleo della fibra;
- sensori interferometrici, che sfruttano l'interferenza del segnale ottico che si propaga seguendo cammini ottici diversi.

1.3.1 Sensori *intensity-based*

I sensori *intensity-based* vengono classificati in due categorie distinguendo i casi in cui avviene il contatto fisico con il sensore o meno. Per rivelare il disturbo, se avviene il contatto si utilizza uno schema di interrogazione del sensore in trasmissione altrimenti si sfrutta il segnale riflesso. Rientrano nel primo caso i cosiddetti *microbend-sensors*, il cui principio di funzionamento è rappresentato in Fig.1.4: piccole deformazioni della fibra provocano una modulazione dell'intensità della luce, quindi un aumento o una diminuzione delle perdite in potenza della fibra e ciò permette ad un rivelatore di diagnosticare il disturbo [7].

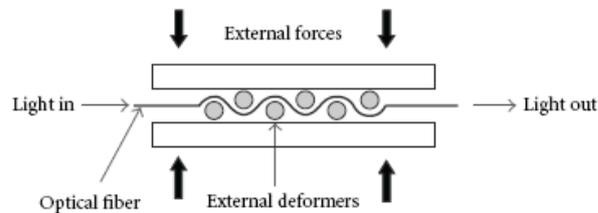


Figura 1.4: Struttura di un sensore *microbend*.

I sensori che non prevedono il contatto si basano invece su una struttura costituita da una fibra ottica che guida il segnale trasmesso e una fibra (o più di una) che funge da collettore del segnale riflesso dalle superfici circostanti. Uno schema è rappresentato in Fig.1.5 [7].

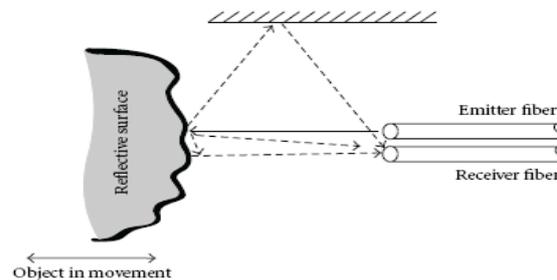


Figura 1.5: Configurazione di un *no-contact intensity based sensor*.

I sensori *intensity-based* sono, in generale, semplici da implementare, tuttavia possono essere introdotti errori di misura soprattutto nel caso di *no-*

contact sensors a causa della difficoltà di gestione delle varie riflessioni del segnale ottico e delle conseguenti variazioni di potenza del segnale ricevuto. Per ovviare a ciò si utilizzano strutture che prevedono anche un sistema di riferimento per mantenere la calibrazione del sensore.

1.3.2 Sensori FBG

I reticoli di Bragg (FBG) sono dispositivi in fibra ottica che presentano una modulazione dell'indice di rifrazione n del nucleo della fibra. La formazione di questo reticolo di periodo Λ permette la riflessione di una certa lunghezza d'onda

$$\lambda_B = 2n\Lambda \quad (1.4)$$

e la trasmissione di tutte le altre lunghezze d'onda incidenti. Questa proprietà permette agli FBG di essere classificati come ottimi sensori di vibrazioni in quanto la tensione meccanica applicata al sensore in seguito a disturbi vibrazionali permette la dilatazione o la compressione del reticolo e di conseguenza un cambiamento della lunghezza d'onda riflessa. Inoltre gli FBG si adattano bene ad essere inseriti in un sistema multi-sensore e il sistema può essere facilmente interrogato tramite la tecnica *Wavelength Division Multiplexing* (WDM), come riportato in Fig.1.6 [7].

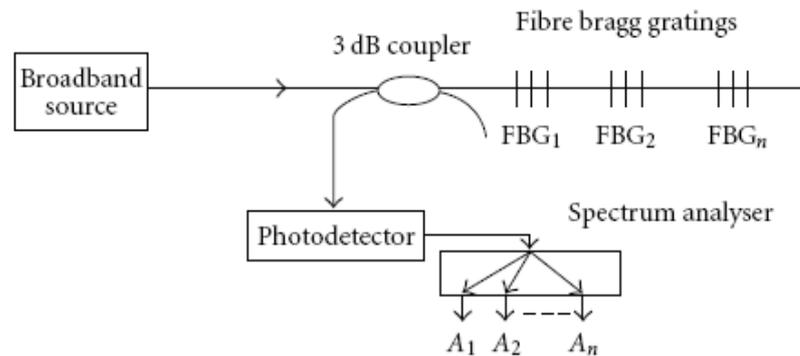


Figura 1.6: Interrogazione tramite WDM di un *multi-sensor* FBG.

1.3.3 Sensori interferometrici

L'interferenza è un fenomeno che può essere dovuto alla sovrapposizione di campi di radiazione provenienti da più sorgenti ovvero dall'interazione di differenti componenti di uno stesso campo. La visibilità del fenomeno dell'interferenza dipende dalle caratteristiche (come la monocromaticità) dei campi. Ad esempio se due onde sono monocromatiche, piane e polarizzate linearmente nello stesso piano ed hanno la stessa frequenza ω e la stessa ampiezza, ovvero

$$s_1 = A \cos(\omega t - kz) \quad \text{e} \quad s_2 = A \cos(\omega t - kz + \phi) , \quad (1.5)$$

la sovrapposizione sarà sempre un'onda piana con la stessa frequenza e con un'ampiezza che dipende sia dall'ampiezza delle onde di partenza che dalla fase relativa ϕ . Si ottiene

$$s = s_1 + s_2 = 2A \cos(\Phi/2) \cos(\omega t - kz + \phi/2) . \quad (1.6)$$

Se due onde hanno frequenze ω_1 e ω_2 di poco differenti si avrà invece il fenomeno del battimento.

Si considerino ora due onde piane rappresentabili in forma scalare

$$E_1 = A_1 \cos(\omega t - k_1 \cdot r) \quad \text{e} \quad E_2 = A_2 \cos(\omega t - k_2 \cdot r) . \quad (1.7)$$

Definendo l'intensità I come

$$I = \langle E^2 \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T E^2 dt \quad (1.8)$$

si ottiene

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(\delta) , \quad (1.9)$$

dove $I_1 = A_1^2$, $I_2 = A_2^2$ e dove la grandezza δ , chiamata differenza di fase, vale $\delta = k_1 \cdot r - k_2 \cdot r + \phi$. L'intensità risultante varia in maniera sinusoidale da un minimo

$$I = I_1 + I_2 - 2\sqrt{I_1 I_2} \quad \text{per} \quad \delta = (2n + 1) \pi \quad (1.10)$$

ad un massimo

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \quad \text{per} \quad \delta = 2n\pi . \quad (1.11)$$

Se la luce fosse puramente monocromatica l'onda luminosa risultante sarebbe una sinusoide perfetta. Nel caso di sorgenti luminose a larga banda ciò non avviene; viene definito infatti il parametro lunghezza di coerenza l_c che stabilisce l'intervallo spaziale nel quale la luce oscilla in modo regolare e analogamente viene definito tempo di coerenza τ_c l'intervallo temporale in cui si può rappresentare l'onda come una sinusoide. Le grandezze l_c e τ_c sono inversamente proporzionali alla larghezza spettrale della sorgente, quindi la luce è tanto più coerente quanto più è monocromatica.

Nell'interferometria, quindi, la fase ottica gioca un ruolo chiave [8]. In una fibra di lunghezza L la fase ottica può essere calcolata come

$$\phi = \beta L , \quad (1.12)$$

dove β rappresenta la costante di propagazione. Per realizzare un sensore vibrazionale interferometrico deve essere generata una modifica della fase ottica e quindi una modifica del percorso di interferenza. Una variazione di fase $\Delta\phi$ può essere ottenuta variando L o variando β e si ottiene

$$\Delta\phi = \beta\Delta L + \Delta\beta L . \quad (1.13)$$

Una variazione della lunghezza del cammino ottico può essere ottenuta applicando una tensione ϵ , ovvero

$$\Delta L = \epsilon L ; \quad (1.14)$$

una variazione di β si può ottenere invece variando l'indice di rifrazione n o il diametro della fibra D , quindi

$$\Delta\beta = \frac{\partial\beta}{\partial n}\Delta n + \frac{\partial\beta}{\partial D}\Delta D . \quad (1.15)$$

Inoltre, se la variazione di cammino ottico è dell'ordine di l_c la visibilità delle frange di interferenza tende a zero; in generale, la visibilità delle frange è comunque una funzione decrescente della differenza di cammino.

Le variazioni di fase ottica vengono convertite in variazioni di intensità mediante interferometri. Esistono diverse configurazioni e lo stato dell'arte è molto ampio; in ogni caso, le configurazioni più utilizzate sono l'interferometro a due bracci (di Mach-Zehnder e di Michelson), l'interferometro ad anello (di Sagnac) e l'interferometro a riflessioni multiple (di Fabry-Perot) e una loro rappresentazione schematica viene riportata in Fig.1.7 [8].

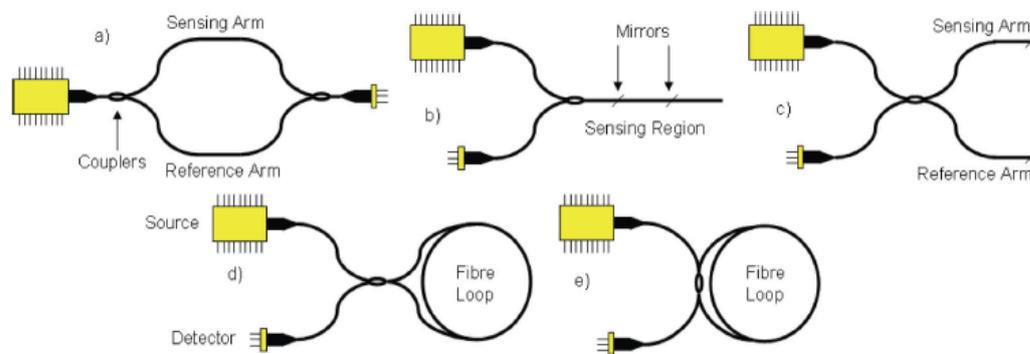


Figura 1.7: Interferometri: (a)Mach-Zehnder, (b)Fabry-Perot, (c)Michelson, (d)-(e)Sagnac.

Nell'interferometro di Michelson l'onda viene suddivisa in due fasci da un *beam splitter*, i quali si riflettono su due specchi; le onde riflesse ritornano al *beam splitter* che le dirige verso uno schermo e ricomponendosi danno luogo ad interferenza.

Nell'interferometro Mach-Zehnder, contrariamente a quanto avviene in quello di Michelson, i raggi luminosi ottenuti dopo la separazione non vengono più riflessi su se stessi, ma seguono due percorsi completamente differenti, alla fine dei quali essi si sovrappongono.

L'interferometro di Sagnac presenta una configurazione ad anello. Il fascio laser entra nell'anello in un determinato punto A e viene diffuso sia nella direzione oraria che in quella antioraria; il sistema può essere tenuto fermo o può essere fatto ruotare, determinando così diversi punti d'incontro dei due fasci, che in ogni caso, ricomponendosi, generano interferenza.

L'interferometro di Fabry-Perot è costituito da due specchi piani posti parallelamente tra loro; lo spazio racchiuso tra gli specchi costituisce la cosiddetta cavità. Ciascuno specchio è semi-riflettente, cioè in parte riflette e in parte trasmette la luce incidente e l'interferenza è perciò generata da riflessioni multiple. Quando l'interferenza è completamente distruttiva l'intensità della luce all'interno della cavità si annulla e altrettanto avviene per il fascio trasmesso, mentre se l'interferenza è costruttiva i fasci di andata e ritorno si rinforzano a vicenda, rendendo praticamente nulla la riflessione sul secondo specchio, e rendendo possibile la trasmissione di tutto il fascio esistente all'interno della cavità. L'importanza dell'interferometro sta nella possibilità di selezionare le frequenze trasmesse, rispetto a quelle incidenti.

In generale i risultati che si ottengono con sensori vibrazionali interferometrici sono soddisfacenti. Bisogna tener conto però che le misure devono essere ben accurate in quanto la fase ottica è un parametro molto delicato; ulteriore attenzione va posta nel fatto che in configurazioni di questo tipo la fibra è elemento sensibile in tutta la sua lunghezza e questo può creare problemi di *cross-sensitivity* con altre grandezze fisiche da misurare.

Capitolo 2

Configurazione del sensore

2.1 Schema di funzionamento del sensore

L'obiettivo del sensore proposto è di localizzare il punto in cui viene applicato un disturbo lungo la fibra di *sensing* attraverso l'analisi del segnale di Rayleigh retrodiffuso e del segnale riflesso che si propagano a lunghezze d'onda diverse. Lo schema del sensore, che si basa su una configurazione interferometrica tipo Mach-Zehnder, è illustrato in Fig.2.1.

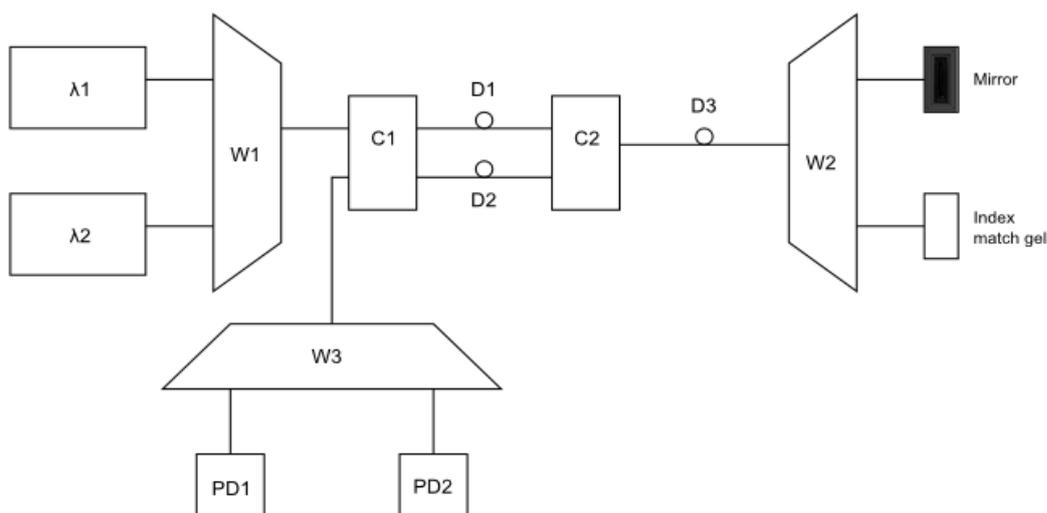


Figura 2.1: Schema di base del sensore proposto.

Nello schema di Fig.2.1 λ_1 e λ_2 indicano le lunghezze d'onda dei segnali trasmessi, $W1, W2$ e $W3$ i multiplatori a divisione di lunghezza d'onda (WDM), $PD1$ e $PD2$ i due fotodiodi in ricezione, $C1$ e $C2$ i due accoppiatori, mentre $D1$, $D2$ e $D3$ rappresentano i collegamenti in fibra ottica (di lunghezza rispettivamente L_1 , L_2 e L_3).

Il segnale alla lunghezza d'onda λ_1 passa nell'interferometro formato da $C1$, $C2$, $D1$ e $D2$, si propaga nella fibra di *sensing* $D3$, viene riflesso e poi ricevuto da $PD1$. Progettando l'interferometro in modo che la differenza di lunghezza tra $D1$ e $D2$ sia molto maggiore della lunghezza di coerenza del segnale trasmesso, si ottiene che l'interferenza è data dai segnali che percorrono i seguenti cammini ottici:

$$IB1 : \quad \lambda_1 \rightarrow W1 \rightarrow C1 \rightarrow D1 \rightarrow C2 \rightarrow D3 \rightarrow W2 \rightarrow M \rightarrow W2 \rightarrow D3 \rightarrow \\ C2 \rightarrow D2 \rightarrow C1$$

$$IB2 : \quad \lambda_1 \rightarrow W1 \rightarrow C1 \rightarrow D2 \rightarrow C2 \rightarrow D3 \rightarrow W2 \rightarrow M \rightarrow W2 \rightarrow D3 \rightarrow \\ C2 \rightarrow D1 \rightarrow C1$$

Si è scelto di porre L_1 pari a $5Km$ e L_2 pari a $1m$. Quando viene generato un disturbo, la fase della luce viene modulata; l'espressione matematica della componente AC del segnale ricevuto da $PD1$ è quindi:

$$\Delta P_1 = AP_0 \cdot e^{-\alpha(L_1+2L_3+L_2)} \cdot \cos(\Delta\phi) \quad , \quad (2.1)$$

dove A rappresenta le perdite dovute agli accoppiatori, P_0 la potenza del segnale trasmesso, α il coefficiente di attenuazione delle fibre e $\Delta\phi$ lo sfasamento introdotto.

Il segnale alla lunghezza d'onda λ_2 , invece, passa nell'interferometro, si propaga nella fibra di *sensing* e viene assorbito da un codino in fibra ottica; in caso di un disturbo nel punto z lungo $D3$, solo il segnale retrodiffuso di Rayleigh viene ricevuto da $PD2$. L'interferenza è data dai segnali che percorrono

i seguenti cammini ottici:

$$IB3: \quad \lambda_2 \rightarrow W1 \rightarrow C1 \rightarrow D1 \rightarrow C2 \rightarrow D3 \rightarrow C2 \rightarrow D2 \rightarrow C1$$

$$IB4: \quad \lambda_2 \rightarrow W1 \rightarrow C1 \rightarrow D2 \rightarrow C2 \rightarrow D3 \rightarrow C2 \rightarrow D1 \rightarrow C1$$

Il segnale ricevuto sarà dipendente dalla posizione z del disturbo, infatti

$$\Delta P_2 = BP_0 \cdot (e^{-2\alpha z} - e^{-2\alpha L_3}) \cdot e^{-\alpha(L_1+L_2)} \cdot \cos(\Delta\phi) \quad , \quad (2.2)$$

dove B indica le perdite relative agli accoppiatori e allo scattering di Rayleigh. Dividendo l'equazione 2.2 per l'equazione 2.1 si ottiene che il rapporto tra le potenze dei due segnali dipende da z e l'andamento è un esponenziale decrescente che tende al valore 0 per $z = L_3$ poichè l'ampiezza del segnale di Rayleigh retrodiffuso decresce con l'aumentare di z , mentre l'ampiezza del segnale riflesso rimane costante. Si ottiene:

$$\frac{\Delta P_2}{\Delta P_1} = \frac{B}{A} (e^{-2\alpha z} - e^{-2\alpha L_3}) \cdot e^{\alpha(2L_3)} \quad . \quad (2.3)$$

2.2 Caratterizzazione dispositivi

2.2.1 Caratterizzazione WDM

Nell'allestimento del banco per la realizzazione del sensore una particolare attenzione è stata posta nel caratterizzare i moltiplicatori a divisione di lunghezza d'onda. Essi sono dei dispositivi in ottica integrata in grado di separare o combinare più canali in lunghezza d'onda, realizzando così le funzioni di MUX/DEMUX e il cui funzionamento è riconducibile a quello di un reticolo di diffrazione. I WDM utilizzati sono composti da 5 canali, o meglio, un canale comune (*common*) e altri 4 canali alle lunghezze d'onda di $1533nm$, $1541nm$, $1549nm$ e $1557nm$ (Fig.2.2).

Per la caratterizzazione di tali dispositivi sono state valutate le matrici di diffusione e quindi le grandezze di seguito specificate:



Figura 2.2: Un esempio di WDM utilizzato (JDSU).

- perdita per inserzione (*insertion loss*): con riferimento ad una data coppia di porte j e i , è il rapporto tra la potenza uscente dalla porta i e la potenza entrante nella porta j , misurato quando solo quest'ultima è alimentata e le altre sono adattate;
- perdita in eccesso (*excess loss*): la perdita in eccesso della generica porta j è il rapporto tra la somma di tutte le potenze uscenti dalle porte d'uscita del dispositivo e la potenza entrante nella porta j , misurato quando solo quest'ultima è alimentata e le altre sono adattate;
- coefficiente di accoppiamento (*coupling ratio*): con riferimento ad una data coppia di porte j e i , è il rapporto tra la potenza uscente dalla porta i e la somma di tutte le potenze uscenti da tutte le porte d'uscita, misurato quando solo la porta j è alimentata e le altre sono adattate.

Lo schema per la misura di queste grandezze è riportato in Fig.2.3, in cui si valuta semplicemente la differenza tra il valore di potenza registrato dal power meter con il dispositivo inserito e il valore di potenza di riferimento (senza dispositivo); le misure devono essere eseguite al variare della lunghezza d'onda per le varie porte.

Nelle Tab.2.1, 2.2, 2.3 e 2.4 vengono riportate le matrici di diffusione e quindi le perdite per inserzione, le perdite in eccesso e il coefficiente di accoppiamento di un WDM utilizzato alle lunghezze d'onda di $1533nm$, $1541nm$, $1549nm$ e $1557nm$ rispettivamente. Per quanto riguarda le perdite per inserzione e il coefficiente di accoppiamento, nelle colonne delle tabelle vengono indicate le porte sulle quali viene inviato il segnale alla lunghezza d'onda con-

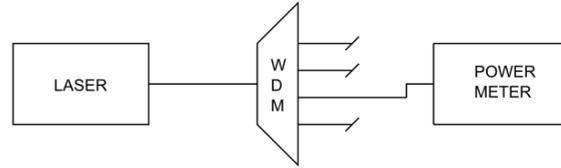


Figura 2.3: Schema per la caratterizzazione dei WDM.

siderata, mentre nelle righe sono indicate le porte sulle quali viene ricevuto il segnale; le perdite in eccesso riguardano invece una singola porta.

RX / TX	Common	1533	1541	1549	1557
Common	X	-0.79	-20.32	-33.53	-31.8
1533	-0.76	X	X	X	X
1541	-20.17	X	X	X	X
1549	-33.30	X	X	X	X
1557	-31.11	X	X	X	X

(a)

Common	-0.70
1533	-0.79
1541	-20.32
1549	-33.53
1557	-31.80

(b)

RX / TX	Common	1533	1541	1549	1557
Common	X	1	1	1	1
1533	0.99	X	0	0	0
1541	0.01	0	X	0	0
1549	0	0	0	X	0
1557	0	0	0	0	X

(c)

Tabella 2.1: *a*) Perdite per inserzione (in dB), *b*) perdite in eccesso (in dB) e *c*) coefficiente di accoppiamento a 1533nm.

RX / TX	Common	1533	1541	1549	1557
Common	X	-33.92	-0.58	-34.74	-32.97
1533	-33.89	X	X	X	X
1541	-0.45	X	X	X	X
1549	-34.62	X	X	X	X
1557	-32.27	X	X	X	X

(a)

Common	-0.44
1533	-33.92
1541	-0.58
1549	-34.74
1557	-32.97

(b)

RX / TX	Common	1533	1541	1549	1557
Common	X	1	1	1	1
1533	0	X	0	0	0
1541	1	0	X	0	0
1549	0	0	0	X	0
1557	0	0	0	0	X

(c)

Tabella 2.2: *a*) Perdite per inserzione (in dB), *b*) perdite in eccesso (in dB) e *c*) coefficiente di accoppiamento a 1541nm.

RX / TX	Common	1533	1541	1549	1557		Common	-0.63
Common	X	-35.02	-19.83	-0.76	-33.79		1533	-35.02
1533	-34.96	X	X	X	X		1541	-19.83
1541	-19.65	X	X	X	X		1549	-0.76
1549	-0.69	X	X	X	X		1557	-33.79
1557	-33.09	X	X	X	X			

(a)

(b)

RX / TX	Common	1533	1541	1549	1557n
Common	X	1	1	1	1
1533	0	X	0	0	0
1541	0.01	0	X	0	0
1549	0.99	0	0	X	0
1557	0	0	0	0	X

(c)

Tabella 2.3: *a*) Perdite per inserzione (in dB), *b*) perdite in eccesso (in dB) e *c*) coefficiente di accoppiamento a 1549nm.

RX / TX	Common	1533	1541	1549	1557		Common	-1.05
Common	X	-36.02	-20.59	-36.65	-1.79		1533	-36.02
1533	-36.10	X	X	X	X		1541	-20.59
1541	-20.20	X	X	X	X		1549	-36.65
1549	-36.50	X	X	X	X		1557	-1.79
1557	-1.11	X	X	X	X			

(a)

(b)

RX / TX	Common	1533	1541	1549	1557
Common	X	1	1	1	1
1533	0	X	0	0	0
1541	0.01	0	X	0	0
1549	0	0	0	X	0
1557	0.99	0	0	0	X

(c)

Tabella 2.4: *a*) Perdite per inserzione (in dB), *b*) perdite in eccesso (in dB) e *c*) coefficiente di accoppiamento a 1557nm.

Come si può notare dalle tabelle di diffusione, una proprietà che ha favorito l'utilizzo dei WDM analizzati per la realizzazione del sensore è stata la reciprocità, ovvero la trasformazione che viene applicata al segnale che viaggia dalla porta i alla porta j è la stessa che viene applicata se il segnale viaggia dalla porta j alla porta i ; in questo caso, quindi, i WDM utilizzati funzionano sia da multiplexer che da demultiplexer.

In Fig.2.4 viene riportata, invece, la caratteristica d'uscita del dispositivo, ovvero viene valutata la potenza in uscita alle porte alle lunghezze d'onda nominali del WDM utilizzato, variando la lunghezza d'onda del segnale d'in-

gresso alla porta comune. Per la realizzazione del sensore si sono utilizzate le porte alle lunghezze d'onda a 1533nm e 1549nm , oltre che, ovviamente, alla porta *common*.

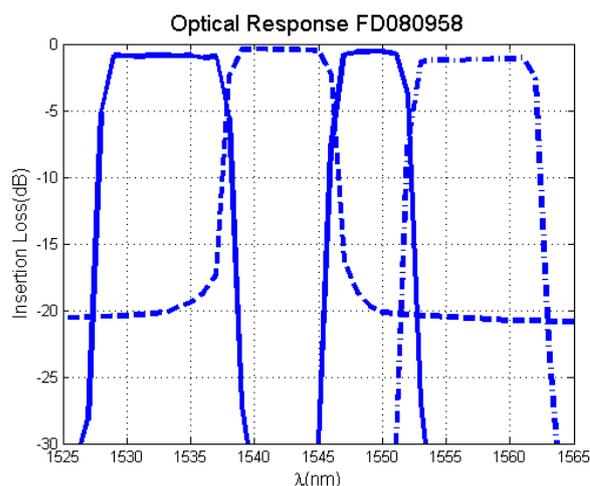


Figura 2.4: Caratteristica d'uscita di un WDM.

2.2.2 Caratteristiche EDFA

Come si vedrà più dettagliatamente nella sezione 2.3, nella costruzione del sensore si è deciso di utilizzare come sorgente di trasmissione dei segnali un EDFA (vedi Fig.2.5), sfruttando la banda di emissione spontanea dell'erbio, e un ulteriore amplificatore all'erbio è stato utilizzato anche per amplificare i segnali ricevuti dai fotodiodi.



Figura 2.5: Un modello di EDFA (Pritel FA-18).

Il parametro principale di un EDFA è il guadagno, G , definito come il rapporto tra la potenza di uscita e quella di ingresso, misurate nella banda del segnale. Tale definizione non è però di immediata applicazione pratica a causa della presenza dell' emissione spontanea amplificata (ASE). Infatti, la potenza di uscita alla lunghezza d'onda del segnale, λ_s , è più correttamente data da

$$P(\lambda_s) = GP_{in} + P_{ASE}(\lambda_s) \quad , \quad (2.4)$$

da cui

$$G = \frac{P(\lambda_s) - P_{ASE}(\lambda_s)}{P_{in}} \quad , \quad (2.5)$$

dove $P_{ASE}(\lambda_s)$ è la porzione di ASE sovrapposta al segnale. Il guadagno di un EDFA varia con la potenza del segnale d'ingresso; esso è massimo e costante per potenze di ingresso basse (regime di piccolo segnale), mentre per potenze elevate decresce monotonicamente. Dualmente, la potenza di uscita dall'EDFA aumenta con la potenza d'ingresso fino a raggiungere un livello di saturazione. In Fig.2.6 vengono riportati gli andamenti della potenza di uscita all'amplificatore in funzione della potenza di pompa e della lunghezza d'onda al variare della potenza del segnale in ingresso; i grafici sono riportati per i due modelli utilizzati nello sviluppo del sensore, ovvero il Pritel FA-15 e il Pritel FA-18.

In Fig.2.7 vengono invece riportati gli spettri di emissione spontanea degli EDFA Pritel FA-15 e FA-18 con livello di pompa massimo nell'intervallo di lunghezze d'onda da $1520nm - 1560nm$.

2.3 Configurazioni della sorgente

Per stabilire la tipologia di sorgente del segnale ottico da utilizzare per il funzionamento del sensore sono state provate varie configurazioni.

2.3.1 Prima configurazione

Un primo schema di sorgente è riportato in Fig.2.8, in cui viene sfruttato lo spettro di emissione spontanea di un EDFA Pritel FA-15 (con livello di

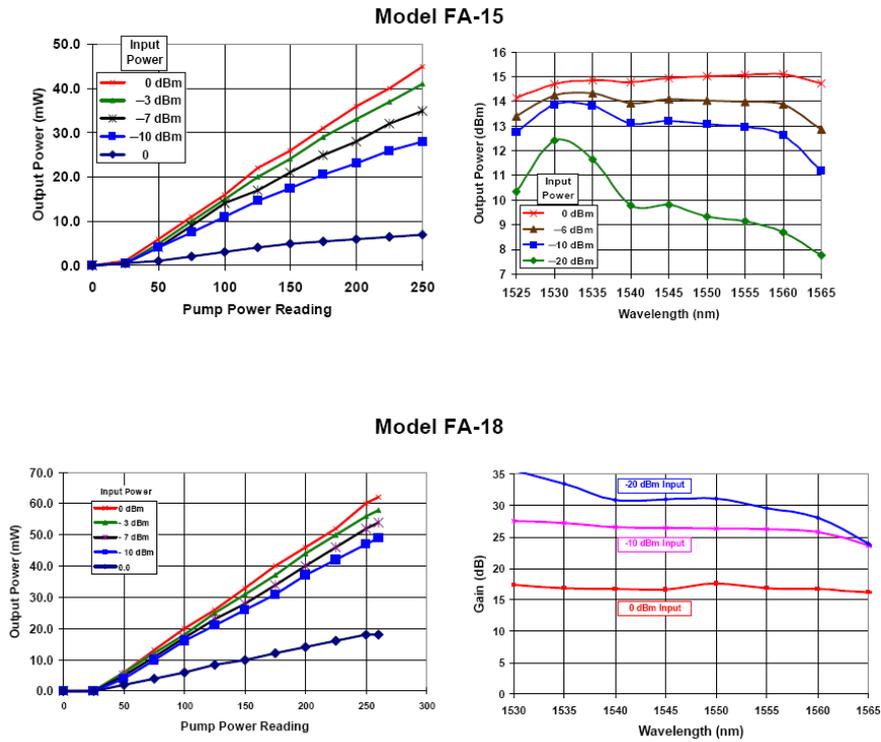


Figura 2.6: Andamenti della potenza di uscita in funzione della potenza di pompa e della lunghezza d'onda al variare della potenza del segnale in ingresso per gli EDFA Pritel FA-15 e Pritel FA-18.

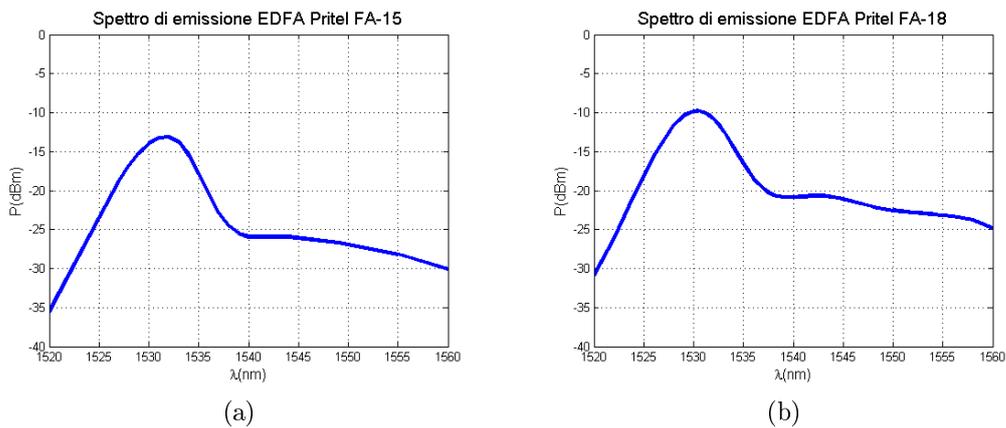


Figura 2.7: Spettri di emissione spontanea con livello di pompa massimo per gli EDFA Pritel a) FA-15 e b) FA-18 nell'intervallo 1520nm – 1560nm.

pompa massimo) opportunamente filtrato attraverso un demultiplexer e un multiplexer per ottenere i segnali alle lunghezze d'onda $\lambda_1 = 1533nm$ e $\lambda_2 = 1549nm$.

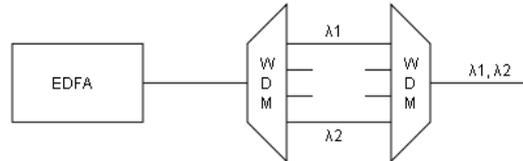


Figura 2.8: Prima tipologia di sorgente utilizzata: EDFA Pritel FA-15, il cui spettro di emissione spontanea viene filtrato da un DEMUX e un MUX.

Lo spettro del segnale trasmesso viene riportato in Fig.2.9.

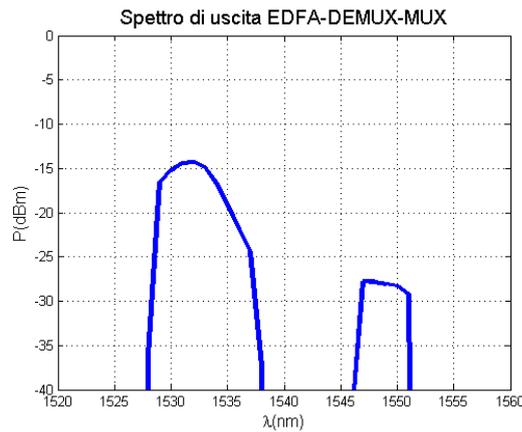


Figura 2.9: Segnale trasmesso nella prima configurazione di sorgente: spettro di un EDFA filtrato.

Utilizzando questa configurazione, perturbando la fibra di *sensing* (simulata da una bretella da 10m) non è stato possibile visualizzare all'oscilloscopio le frange di interferenza in nessuno dei due canali poiché la potenza ricevuta dai fotodiodi era troppo bassa (dell'ordine dei $-55dBm$). In Fig.2.10a viene riportato lo spettro del segnale assorbito a 1533nm e del segnale riflesso a 1549nm (in questo caso per riflettere il segnale è stata sfruttata la riflessione vetro-aria); in Fig.2.10b vengono visualizzati invece i livelli di potenza dei segnali ricevuti dai fotodiodi: il livello massimo del segnale non è sufficiente per visualizzare l'interferenza. Anche sostituendo l'EDFA Pritel FA-15 con

il Pritel FA-18 (dotato di valore di guadagno più elevato) non sono stati riportati cambiamenti di potenza sufficienti per la visualizzazione delle frange.

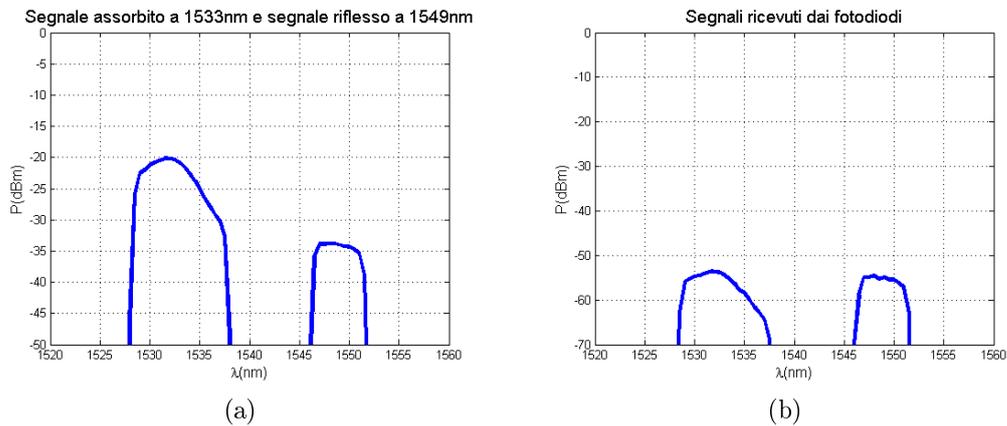


Figura 2.10: a) Segnale assorbito a 1533nm e segnale riflesso a 1549nm e b) segnali ricevuti dai fotodiodi nella prima configurazione di sorgente.

2.3.2 Seconda configurazione

La seconda configurazione di sorgente, riportata in Fig.2.11 prevede un'amplificazione sempre tramite un EDFA del segnale ottenuto nella prima configurazione, quindi del segnale d'uscita dalla cascata EDFA-DEMUX-MUX.

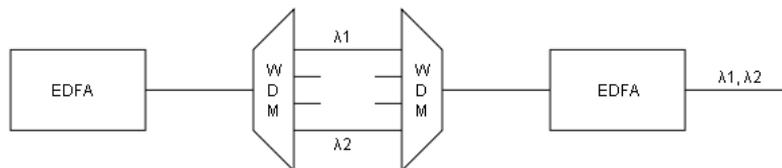


Figura 2.11: Seconda tipologia di sorgente utilizzata: un EDFA, il cui spettro di emissione spontanea viene filtrato e in seguito amplificato.

Lo spettro del segnale trasmesso viene riportato in Fig.2.12.

Anche utilizzando questa seconda configurazione non sono state visualizzate le frange di interferenza in nessuno dei due canali; l'ulteriore ampli-

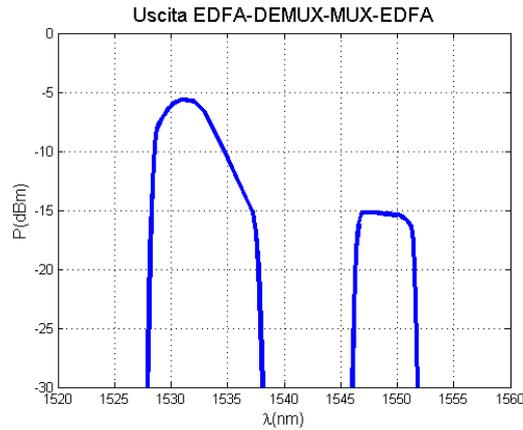


Figura 2.12: Segnale trasmesso nella seconda configurazione di sorgente: spettro di un EDFA filtrato e amplificato.

ficazione del segnale d'ingresso ha decretato un aumento di circa $10dB$ dei segnali ricevuti dai fotodiodi, ma il livello di potenza era comunque troppo basso (circa $-55dBm$ a $1533nm$ e $-40dBm$ a $1549nm$). In Fig.2.13a viene riportato lo spettro del segnale assorbito a $1533nm$ e del segnale riflesso a $1549nm$ e in Fig.2.13b vengono visualizzati invece i livelli di potenza dei segnali ricevuti dai fotodiodi. Invertendo i due amplificatori non sono stati riportati comunque cambiamenti di potenza significativi.

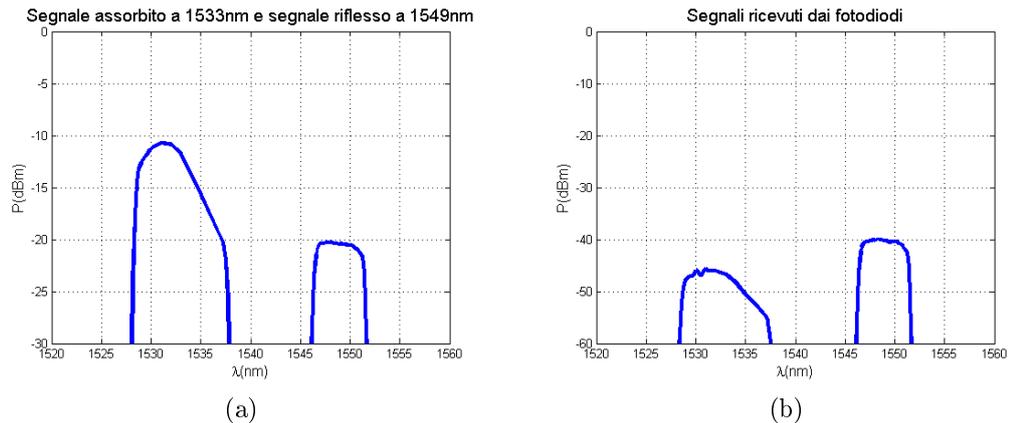


Figura 2.13: a) Segnale assorbito a $1533nm$ e segnale riflesso a $1549nm$ e b) segnali ricevuti dai fotodiodi nella seconda configurazione di sorgente.

2.3.3 Terza configurazione

La terza configurazione prevede di utilizzare come sorgente un EDFA, sfruttando lo spettro di emissione spontanea, proprio come nella prima configurazione (Fig.2.8); in ricezione, però, prima di essere acquisiti, i segnali vengono amplificati. Come sorgente si è utilizzato l'EDFA Pritel FA-18 con livello di pompa massimo, mentre come amplificatore in ricezione si è utilizzato il Pritel FA-15 con livello di pompa pari a 50, per non superare il livello massimo della potenza supportata dai fotodiodi (pari a $3dBm$). Lo schema del sensore così costituito è presentato in Fig.2.14.

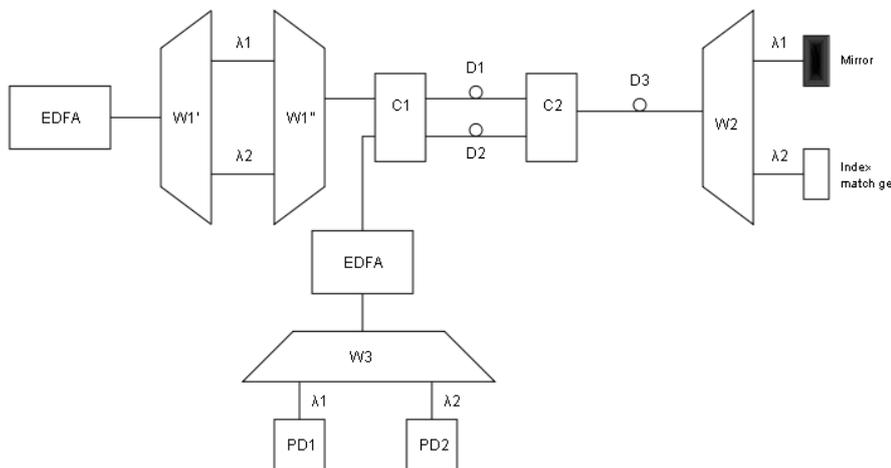


Figura 2.14: Schema generale della terza configurazione del sensore.

Lo spettro del segnale trasmesso viene riportato in Fig.2.15.

Con questa configurazione, perturbando la fibra di *sensing*, per la prima volta sono state visualizzate frange di interferenza in entrambi i canali. In Fig.2.16a viene riportato lo spettro del segnale assorbito a $1533nm$ e del segnale riflesso a $1549nm$, in Fig.2.16b si mostra lo spettro del segnale ricevuto dall'amplificatore in ricezione, mentre in Fig.2.16c vengono visualizzati i livelli di potenza dei segnali ricevuti dai fotodiodi.

Si nota come l'amplificatore in ricezione sia un elemento fondamentale per la visualizzazione delle frange; infatti permette un'amplificazione di circa $35dB$ del segnale a $1533nm$ e di circa $25dB$ del segnale a $1549nm$. Alla lunghezza d'onda di $1533nm$ si osserva all'oscilloscopio una componente *DC*

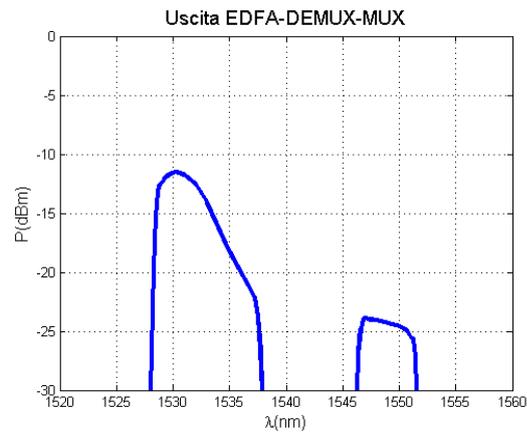


Figura 2.15: Segnale trasmesso nella terza configurazione del sensore.

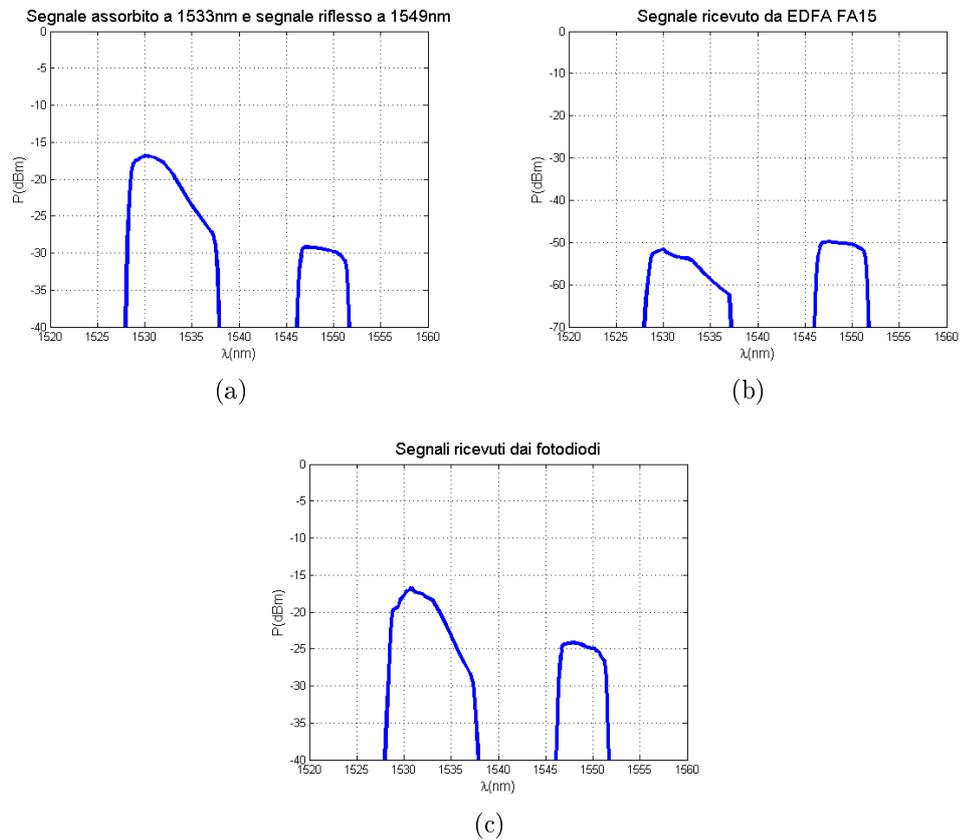


Figura 2.16: *a*) Segnale assorbito a 1533nm e segnale riflesso a 1549nm , *b*) segnale ricevuto dall'amplificatore in ricezione e *c*) segnali ricevuti dai fotodiodi nella terza configurazione del sensore.

di $2V$ e una componente AC di circa $50mV$; a $1549nm$, invece, si osserva in DC un segnale di $0.2V$ e in AC di circa $150mV$. L'ampiezza delle frange, tuttavia, non risulta ancora soddisfacente; inoltre la fibra di *sensing* è simulata da una bretella lunga $10m$, ma pensando ad una effettiva messa in pratica del sensore, L_3 dovrebbe aggirarsi sulle decine di chilometri. L'aumento della lunghezza della fibra D_3 comporta un aumento dell'attenuazione del segnale dovuta alle perdite della fibra e quindi un'ulteriore diminuzione dell'ampiezza delle frange: questo effetto è più marcato per il segnale riflesso alla lunghezza d'onda di $1549nm$ poichè l'aumento di L_3 genera maggiore scattering di Rayleigh e quindi il livello del segnale retrodiffuso a $1533nm$ non subisce variazioni di potenza significative.

Per ovviare a questo problema si è pensato di migliorare il sistema di riflessione del segnale; per fare ciò è stata metallizzata un'estremità di una semi-bretella in fibra ottica con lo stagno (vedi Fig.2.17), in modo da ottenere un coefficiente di riflessione più alto rispetto al caso di riflessione vetro-aria. Attraverso l'ausilio di un circolatore (vedi Fig.2.18) si è calcolato il guadagno in potenza ottenuto dalla metallizzazione della fibra, il quale risulta essere circa $7dB$; tale valore è evidente anche dal confronto tra il grafico di Fig.2.19 e quello di Fig.2.16.



Figura 2.17: Metallizzazione di una semi-bretella in fibra ottica con lo stagno.

In seguito alla metallizzazione della fibra, alla lunghezza d'onda di $1533nm$ si osserva una componente DC di $2V$ e una componente AC di circa $200mV$; a $1549nm$, invece, si osserva in DC un segnale di $0.6V$ e in AC di circa $400mV$.

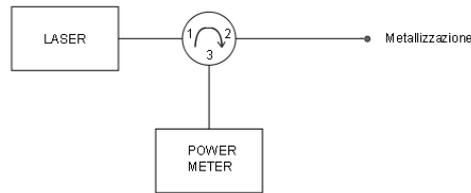


Figura 2.18: Schema per la misura del guadagno in potenza ottenuto tramite la metallizzazione.

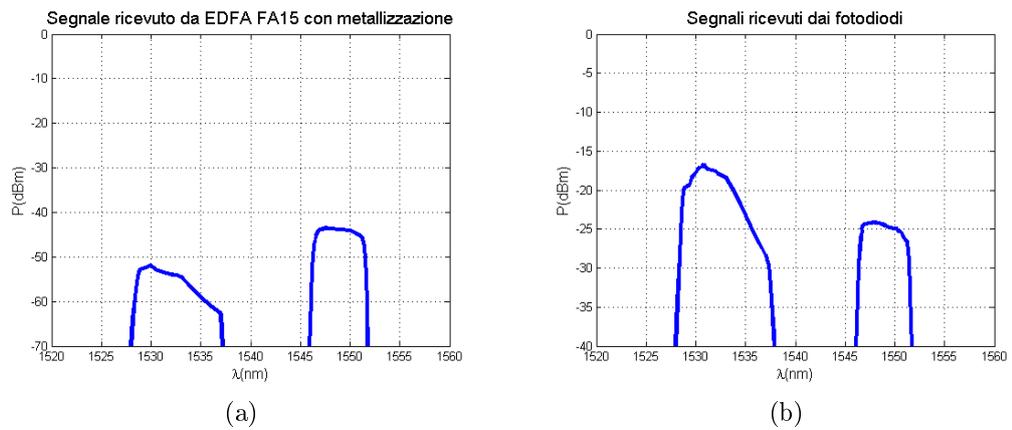


Figura 2.19: a) Segnale assorbito a 1533nm e segnale riflesso a 1549nm e b) segnali ricevuti dai fotodiodi nella terza configurazione del sensore.

Ritenendo soddisfacente l'ampiezza delle frange si è deciso definitivamente di lavorare con questo tipo di configurazione, sulla quale si basano le misure effettuate e discusse nel Cap.3.

Capitolo 3

Test del sensore

Per testare il funzionamento del sensore sono state inserite alcune bobine di fibra ottica standard al posto della bretella che simulava la fibra di *sensing* in modo da poter effettuare delle prove su collegamenti dell'ordine dei 10 – 20km. Le bobine sono state installate su un banco diverso da quello dov'erano presenti i vari dispositivi che costituiscono il sensore e gli strumenti di misura, in modo tale che la parte di *sensing* fosse isolata da eventuali disturbi che avrebbero potuto falsare le misure; inoltre, sempre per un motivo di isolamento, le bobine non erano direttamente a contatto col banco, ma erano appoggiate su dei supporti di gommapiuma (vedi Fig.3.1).



(a)



(b)

Figura 3.1: a) Banco con la strumentazione e b) banco con la parte di *sensing*.

Per effettuare le misure, i disturbi sono stati simulati semplicemente muo-

vendo le varie bretelle che collegavano le bobine: in questo modo si conosceva precisamente la distanza in cui venivano applicati i disturbi (la lunghezza delle bobine era nota) e, oltretutto, non c'era contatto con i connettori, evitando così di disallineare le fibre connesse o di creare delle riflessioni spurie. Di fondamentale importanza è stato l'inserimento di un controllore di polarizzazione alla fine del collegamento, prima di W2, in modo tale da massimizzare i segnali di Rayleigh e riflesso e, (vedi Fig.3.2), evitare che eventuali contatti o deformazioni delle bretelle influissero sulla polarizzazione dei segnali e quindi anche sull'ampiezza delle frange di interferenza. Infatti, se l'ampiezza delle frange variasse in seguito ai contatti con le bretelle, i segnali ricevuti sarebbero troppo variabili e ciò falserebbe le misure; inserendo il controllore, invece, si mantiene pressochè costante l'ampiezza delle frange e quindi anche l'analisi dei segnali ricevuti diviene più accurata.

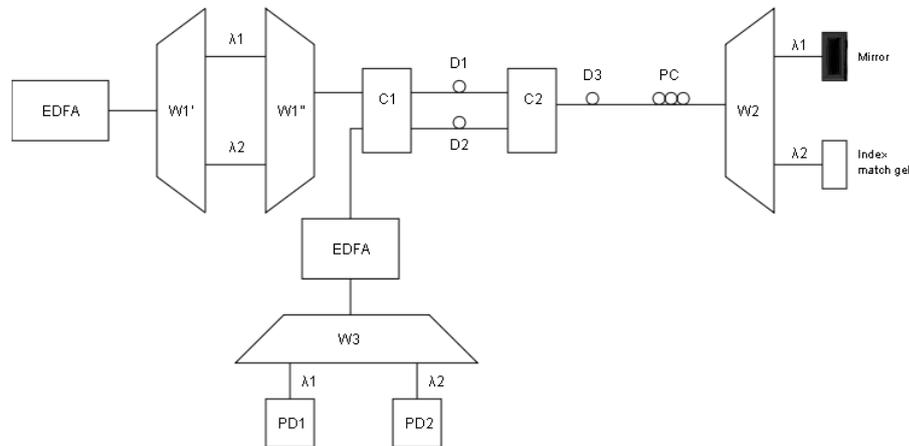


Figura 3.2: Inserimento di un controllore di polarizzazione (PC) alla fine della fibra di *sensing* nella struttura del sensore.

In Fig.3.3 sono riportati degli esempi dei segnali di Rayleigh (canale1) e riflesso (canale2) ricevuti dai fotodiodi con $z = 0km$, $z = 3.6km$, $z = 8km$ e $z = 18.7km$ nel caso di lunghezza totale della fibra di *sensing* pari a $18.7km$.

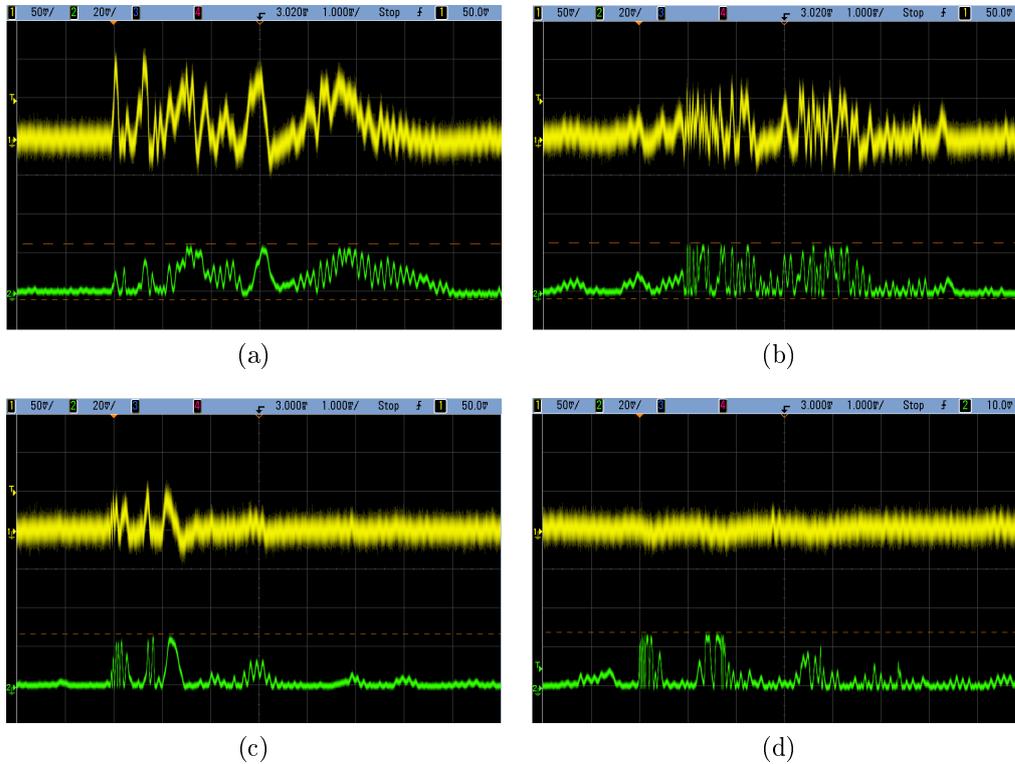


Figura 3.3: Esempi dei segnali di Rayleigh (canale1) e riflesso (canale2) per a) $z = 0km$, b) $z = 3.6km$, c) $z = 8km$ e d) $z = 18.7km$ con $L_3 = 18.7km$; l'intervallo temporale della finestra di osservazione è pari a $20ms$.

3.1 Analisi teorica

Come riportato nella sezione 2.1, il parametro da analizzare per poter rilevare il punto in cui è stato applicato il disturbo lungo la fibra di sensing (ovvero z) è il rapporto tra la potenza del segnale di Rayleigh retrodiffuso e la potenza del segnale riflesso. In ogni caso, a partire dai segnali ricevuti, sono stati applicati due metodi per cercare di determinare la grandezza z : il primo metodo si basa sulla correlazione tra i segnali, mentre il secondo sul calcolo della potenza dei due segnali.

3.1.1 Metodo della correlazione

Il metodo della correlazione si fonda sul calcolo del picco della correlazione fra il segnale di Rayleigh retrodiffuso e del segnale riflesso (valutati a media nulla). Sia $x_m(t)$ il segnale di Rayleigh misurato, $\langle x_m \rangle$ la sua media e $\widehat{x}_m(t) = x_m(t) - \langle x_m \rangle$ il segnale a media nulla; analogamente sia $y_m(t)$ il segnale riflesso misurato, $\langle y_m \rangle$ la sua media e $\widehat{y}_m(t) = y_m(t) - \langle y_m \rangle$ il segnale a media nulla. La correlazione tra $\widehat{x}_m(t)$ e $\widehat{y}_m(t)$ è definita quindi come

$$r(\tau) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \widehat{x}_m(\tau + t) \widehat{y}_m(t) dt}{\sqrt{\left(\int_{-\infty}^{+\infty} \widehat{x}_m^2(t) dt\right) \left(\int_{-\infty}^{+\infty} \widehat{y}_m^2(t) dt\right)}} \quad (3.1)$$

e se ne valuta il valore massimo che nel caso dei segnali considerati si trova per $\tau = 0$. In Fig.3.4 vengono riportati due esempi di correlazione tra il segnale di Rayleigh e il segnale riflesso con $z = 0km$ e $z = 18.7km$ nel caso di lunghezza totale della fibra di *sensing* pari a $18.7km$.

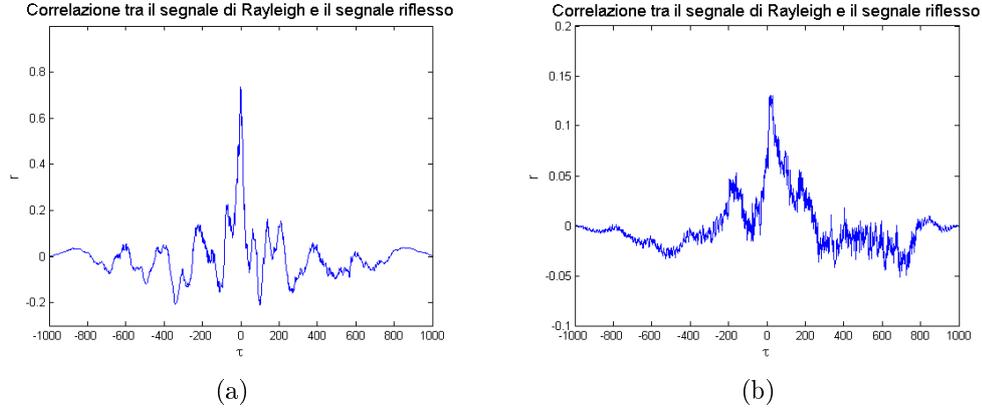


Figura 3.4: Esempi di correlazione tra il segnale di Rayleigh e il segnale riflesso per a) $z = 0km$ e b) $z = 18.7km$ con $L_3 = 18.7Km$.

Questo metodo però non ha fornito buoni risultati essenzialmente per due motivi. Il primo è che, ripetendo gli esperimenti, la deviazione standard del picco della correlazione era molto elevata (oltre il 20%); il secondo invece riguarda il fatto che per $z = L_3$ il picco non tende al valore 0, come richiesto dalla teoria, ma si attesta sul valore medio di circa 0.13.

3.1.2 Metodo del rapporto fra le potenze

Tale metodo si basa sul calcolo del rapporto fra le potenze del segnale di Rayleigh e del segnale riflesso, entrambi ripuliti dall'offset e dal rumore. Si consideri il segnale di Rayleigh misurato x_m espresso come

$$x_m = x(t) + \eta_x(t) + \delta_x \quad (3.2)$$

dove $x(t)$ rappresenta il segnale effettivo, η_x il rumore a media nulla e δ_x l'offset. Si consideri inoltre la media su un intervallo I del quadrato del segnale misurato $\langle x_m^2 \rangle_I$, espressa come

$$\langle x_m^2 \rangle_I = \frac{1}{\text{mis}(I)} \int_I x_m^2(t) dt \quad (3.3)$$

Sostituendo il valore di x_m ricavato dall'equazione 3.2 si ricava

$$\langle x_m^2 \rangle_I = \langle x^2 \rangle_I + \langle \eta^2 \rangle_I + \delta_x^2 + \langle x\eta_x \rangle_I + \langle \eta_x \delta_x \rangle_I + \delta_x \langle x \rangle_I \quad (3.4)$$

L'espressione può essere semplificata poichè il rumore è a media nulla, ottenendo quindi

$$\langle x_m^2 \rangle_I = \langle x^2 \rangle_I + \langle \eta^2 \rangle_I + \delta_x^2 + \delta_x \langle x \rangle_I \quad (3.5)$$

Per ricavare $\langle x^2 \rangle_I$ bisogna trovare un'espressione per le incognite $\langle \eta^2 \rangle_I + \delta_x^2$ e $\delta_x \langle x \rangle_I$. Se si trova un intervallo I' tale che $x(t) = 0 \forall t \in I'$ si ricava

$$\langle x_m^2 \rangle_{I'} = \langle \eta^2 \rangle_{I'} + \delta_x^2 \quad (3.6)$$

Si consideri inoltre la media del segnale misurato $\langle x_m \rangle_I$ come

$$\langle x_m \rangle_I = \frac{1}{\text{mis}(I)} \int_I (x(t) + \eta_x(t) + \delta(x)) dt = \langle x \rangle_I + \delta_x \quad (3.7)$$

Se si trova un intervallo I' tale che $x(t) = 0 \forall t \in I'$ si ricava

$$\langle x_m \rangle_{I'} = \delta_x \quad (3.8)$$

e quindi si può ricavare $\langle x \rangle_I$ sottraendo l'equazione 3.8 dalla 3.7. A questo punto sono note tutte le grandezze per ricavare $\langle x^2 \rangle_I$ come

$$\langle x^2 \rangle_I = \langle x_m^2 \rangle_I - \langle \eta^2 \rangle_I - \delta_x^2 - \delta_x \langle x \rangle_I \quad (3.9)$$

Ovviamente ragionamenti ed espressioni analoghe valgono anche nel caso del segnale riflesso (basta sostituire la variabile y alla variabile x) e quindi si può ricavare il rapporto R tra le potenze del segnale di Rayleigh e del segnale riflesso come

$$R = \frac{\langle x^2 \rangle_I}{\langle y^2 \rangle_I} \quad (3.10)$$

In realtà, per poter effettuare un confronto con il modello riportato nel Cap.2, si terrà conto del valore RMS del rapporto, ovvero $r = \sqrt{R}$.

Questo metodo, a differenza del metodo della correlazione, ha fornito buoni risultati sia perchè quanto ottenuto numericamente risulta essere concorde con la teoria, sia perchè l'errore di misura finale è accettabile anche inferiore al 10%). I risultati che seguono in questo capitolo fanno quindi riferimento ad un'analisi dei segnali ricevuti basata sul metodo appena descritto.

3.2 Analisi qualitativa

Come primo passo è stata fatta un'analisi qualitativa del problema, più che numerica. Innanzitutto è stato di fondamentale importanza il fatto di continuare a visualizzare le frange d'interferenza in entrambi i canali nonostante l'aggiunta di circa $20km$ di fibra, quindi la potenza era comunque sufficiente e ciò ha permesso di stabilire definitivamente il setup del sensore così come spiegato nella sezione 2.3.3. Inoltre si è voluto provare che effettivamente la relazione tra il rapporto del segnale di Rayleigh retrodiffuso e del segnale riflesso in funzione della distanza del punto di applicazione del disturbo avesse un andamento esponenziale decrescente che tende al valore 0 per $z = L_3$ e soprattutto che l'esperimento fosse ripetibile. Come prima prova sono state inserite due bobine, una lunga $5km$ e l'altra lunga $10km$ per un totale di $15km$ totali: con questa configurazione i punti di contatto erano tre, preci-

samente a 0km (inizio del collegamento), 5km (bretella tra le due bobine) e 15km (fine del collegamento). Un esempio di un risultato ottenuto è riportato in Fig.3.5 e si può notare che l'andamento empirico, almeno qualitativamente, è concorde con l'andamento teorico.

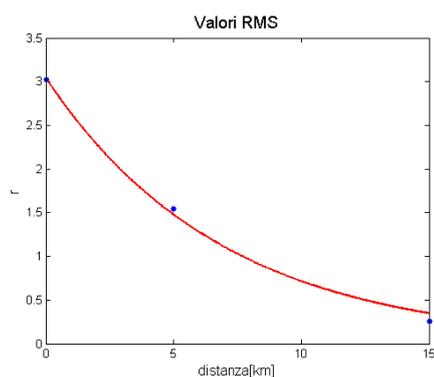


Figura 3.5: Andamento del rapporto fra segnale di Rayleigh e segnale riflesso con punti di contatto a 0km , 5km e 15km con $L_3 = 15\text{km}$.

Provando anche il fatto che l'esperimento fosse ripetibile e quindi risultassero dei grafici analoghi a quello in Fig.3.5 sono state installate quattro bobine, lunghe rispettivamente 4.4km , 1.4km , 6.7km e 5.7km , per una lunghezza di collegamento totale pari a 18.2km . In questo caso i punti di contatto erano cinque: a 0km , 4.4km , 5.8km , 12.5km e 18.2km . Un esempio di un risultato ottenuto è riportato in Fig.3.6.

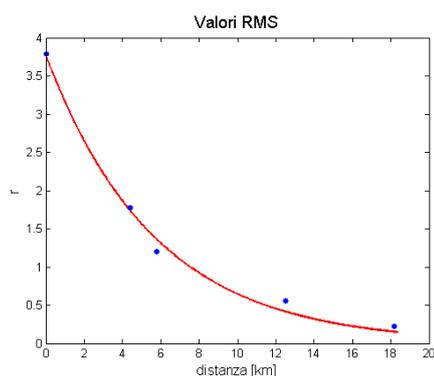


Figura 3.6: Andamento del rapporto fra segnale di Rayleigh e segnale riflesso con punti di contatto a 0km , 4.4km , 5.8km , 12.5km e 18.2km con $L_3 = 18.2\text{km}$.

Anche in questo caso l'andamento ottenuto è concorde con quello teorico e l'esperimento è stato ripetibile.

3.3 Prestazioni del sensore

Per analizzare numericamente, oltre che qualitativamente, le prestazioni del sensore sono state installate cinque bobine, lunghe rispettivamente $1.4km$, $2.2km$, $4.4km$, $5.7km$ e $5km$, per una lunghezza di collegamento totale pari a $18.7km$, ottenendo sei punti di contatto a $0km$, $1.4km$, $3.6km$, $8km$, $13.7km$ e $18.7km$. In questo modo si è aumentato il numero dei punti di contatto nei primi chilometri di collegamento (dove l'andamento dei valori RMS decade rapidamente) in modo da avere delle misure più accurate in quella zona. Inoltre, per poter capire il comportamento del sensore al variare della lunghezza del collegamento, sono stati fatti quattro cicli di misura togliendo di volta in volta una bobina, ottenendo dei risultati quindi per $L_3 = 18.7km$, $L_3 = 13.7km$, $L_3 = 8km$ e $L_3 = 3.6km$. I valori RMS ottenuti dall'elaborazione dei segnali ricevuti (venti valori per ogni punto di contatto) sono stati poi interpolati secondo il modello proposto nel Cap.2 seguendo due tipologie di analisi: la prima considera un'attenuazione della fibra fissa ad un determinato valore, mentre la seconda determina il parametro α_{opt} cercando di ottimizzare l'interpolazione. Vengono valutati anche l'errore assoluto della misura e la *sensitivity* del sensore: l'errore assoluto viene definito come la differenza (in km) tra il punto rilevato dal sensore e il valore nominale, mentre la *sensitivity* si definisce come la derivata della funzione interpolante rispetto alla distanza.

3.3.1 Analisi con α fissato

Per questo tipo di analisi si è scelto di fissare il parametro α al valore $\alpha = 0.22dB/km$ (valore ragionevole per la tipologia di fibra utilizzata).

Nelle Fig.3.7, Fig.3.8, Fig.3.9 e Fig.3.10 vengono riportati i grafici relativi all'andamento dei valori RMS e dell'errore assoluto rispettivamente nei casi $L_3 = 18.7km$, $L_3 = 13.7km$, $L_3 = 8km$ e $L_3 = 3.6km$.

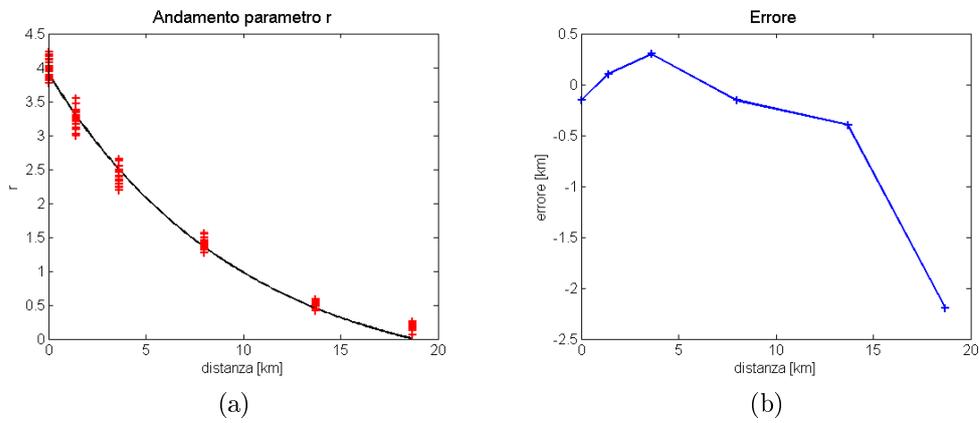


Figura 3.7: a) Valori RMS e b) errore assoluto nel caso $L_3 = 18.7 \text{ km}$.

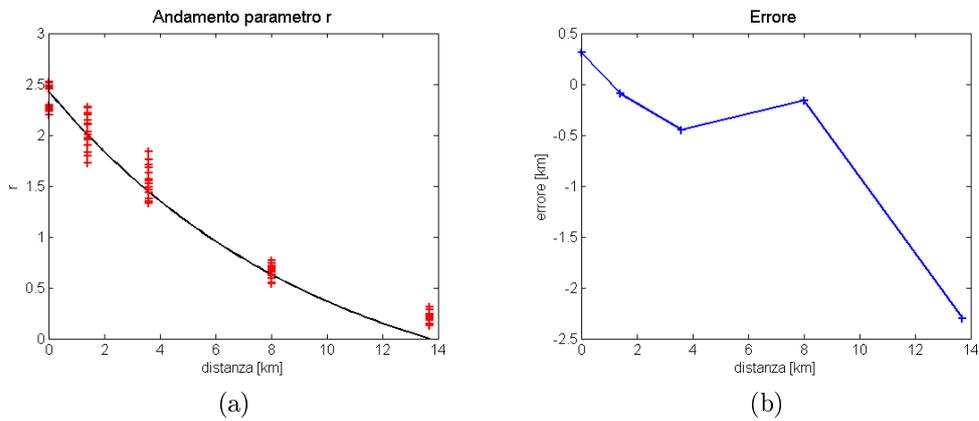


Figura 3.8: a) Valori RMS e b) errore assoluto nel caso $L_3 = 13.7 \text{ km}$.

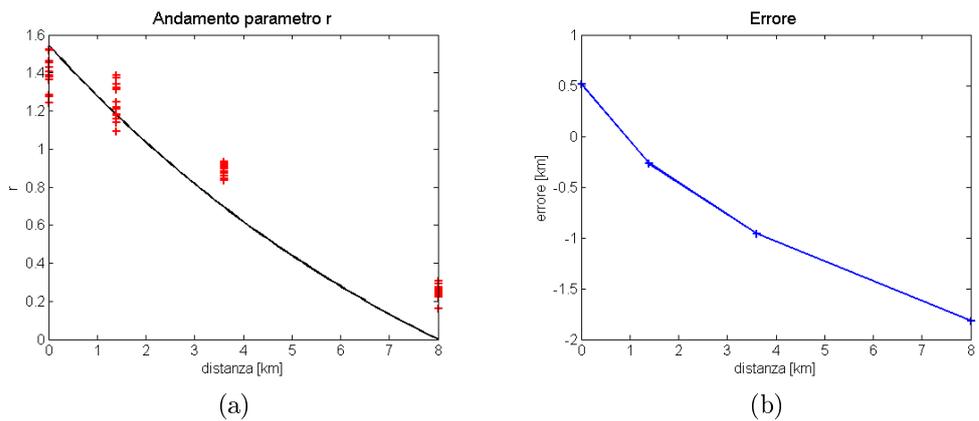


Figura 3.9: a) Valori RMS e b) errore assoluto nel caso $L_3 = 8 \text{ km}$.

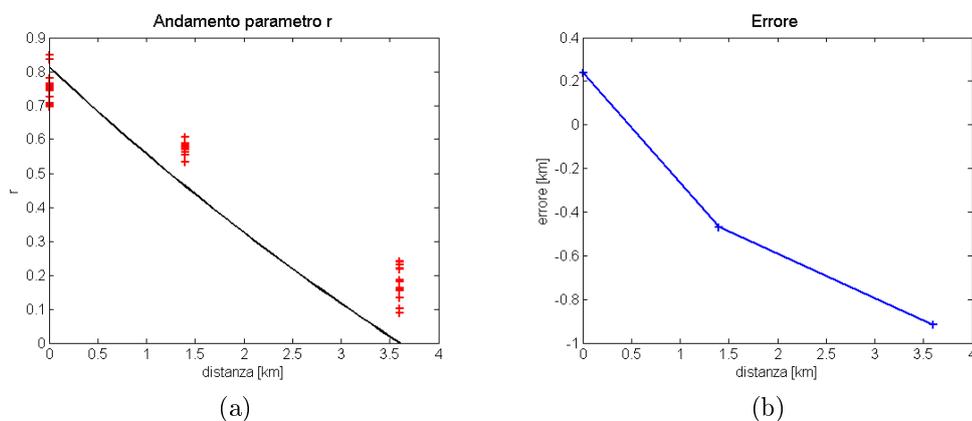


Figura 3.10: a) Valori RMS e b) errore assoluto nel caso $L_3 = 3.6km$.

Dai grafici riportati si può notare come le prestazioni peggiorino al diminuire della lunghezza del collegamento; l'interpolazione risulta man mano sempre peggiore, ovvero aumenta la distanza tra la curva interpolante e i punti relativi ai valori misurati, quindi aumenta l'errore commesso nella misura (si passa infatti da un errore relativo inferiore al 10% con $L_3 = 18.7km$ ad un errore relativo quasi del 30% per $L_3 = 3.6km$).

Questo problema nasce dal fatto che il modello non tiene conto della presenza dei connettori, i quali comportano ulteriori attenuazioni dei segnali e soprattutto riflessioni spurie. In caso di collegamento sufficientemente lungo il problema viene mascherato in quanto le attenuazioni e le riflessioni dovute ai connettori non sono così rilevanti e le prestazioni risultano essere soddisfacenti; in caso di un collegamento corto la presenza dei connettori non può essere trascurata, ma diventa fondamentale nel modello da considerare.

La lunghezza del collegamento deve però rispettare anche un limite massimo, altrimenti la potenza del segnale riflesso risulterebbe essere trascurabile rispetto alla potenza del segnale di Rayleigh retrodiffuso che comunque si propaga alla stessa lunghezza d'onda [9]. Si consideri, infatti, l'espressione della potenza del segnale retrodiffuso di Rayleigh

$$P_s \simeq P_0 \frac{S\alpha_r}{2\alpha} (1 - e^{-2\alpha L}) \quad (3.11)$$

dove P_0 rappresenta la potenza del segnale d'ingresso [W], L la lunghezza del

collegamento $[m]$, $S \simeq 1.5 \cdot 10^{-3}$ il fattore di ricattura, $\alpha_r \simeq 2.76 \cdot 10^{-5} m^{-1}$ il coefficiente delle perdite della diffusione di Rayleigh e $\alpha \simeq 5 \cdot 10^{-5} m^{-1}$ il coefficiente di attenuazione. Si consideri inoltre l'espressione della potenza del segnale riflesso

$$P_f = P_0 \rho_f e^{-2\alpha L} \quad (3.12)$$

dove ρ_f rappresenta il coefficiente di riflessione vetro-stagno stimato pari a $\rho_f \simeq 0.175$ (nel caso di riflessione vetro-aria $\rho_f \simeq 0.035$). Imponendo un rapporto $P_f/P_s \geq 10dB$, come si può notare anche dal grafico di Fig.3.11, si ottiene che la lunghezza del collegamento deve essere minore di $40km$; ovviamente, maggiore è il rapporto, maggiore è l'accuratezza nel trascurare la diffusione di Rayleigh e quindi la lunghezza L diminuisce. Nel grafico viene anche riportato l'andamento del rapporto P_f/P_s nel caso di riflessione vetro-aria per apprezzare nuovamente il miglioramento della riflessione tramite la metallizzazione dell'estremità della fibra. Si nota, infatti, che a parità di rapporto $P_f/P_s = 10dB$ si ha un aumento di un fattore pari a 2 del range di utilizzo del sensore: si passa infatti dai circa $20km$ nel caso di riflessione vetro-aria ai circa $40km$ nel caso di riflessione vetro-stagno.

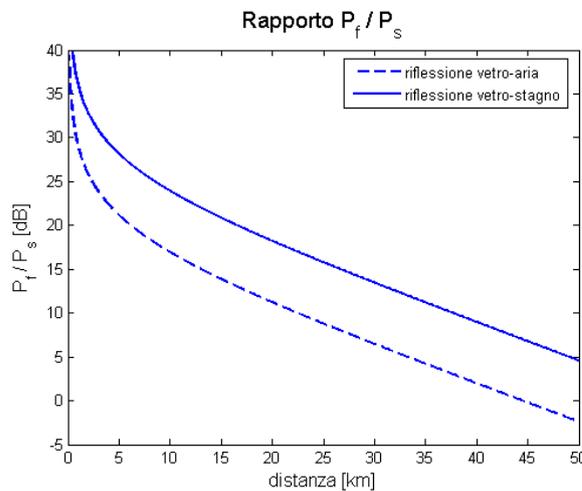


Figura 3.11: Andamenti del rapporto P_f/P_s in funzione della lunghezza del collegamento nei casi di riflessione vetro-aria o vetro-stagno.

Un'ulteriore osservazione da fare è che il modello esegue una sottostima della grandezza misurata in particolar modo nell'ultimo punto di contatto:

ciò è dovuto alla presenza della bretella del WDM che può produrre, anche se in maniera quasi irrilevante, *scattering* di Rayleigh, ma soprattutto alla presenza del connettore che riflette il segnale alla lunghezza d'onda di $1533nm$ e, quindi, il valore RMS non assume valore nullo.

In Fig.3.12 sono riportate invece le curve relative alla *sensitivity* nei quattro casi considerati.

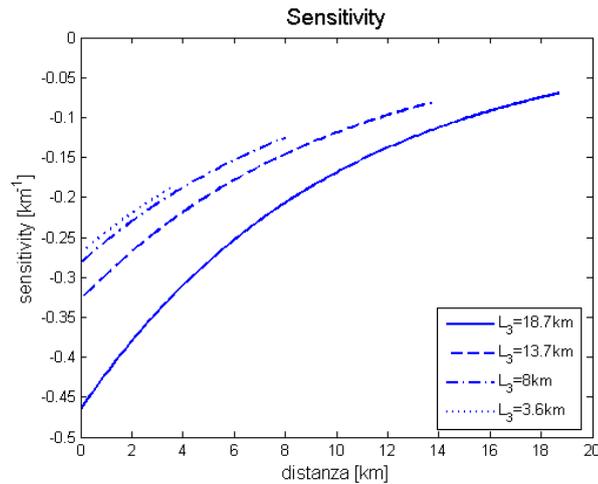


Figura 3.12: Andamenti della *sensitivity* nei quattro casi considerati.

L'osservazione principale da fare è che la *sensitivity* assume valori negativi in quanto con l'aumentare della distanza diminuiscono i valori RMS, ovvero il parametro considerato r ; inoltre si nota che la *sensitivity* assume valori (in modulo) maggiori in caso di collegamenti lunghi poichè il parametro r aumenta con l'aumentare della lunghezza del collegamento.

3.3.2 Analisi con α ottimizzato

Per mitigare l'imprecisione del modello, viene fatta un'analisi attraverso la quale il parametro α non è scelto a priori, ma viene determinato tramite l'ottimizzazione dell'interpolazione (α_{opt}).

Nelle Fig.3.13, Fig.3.14, Fig.3.15 e Fig.3.16 vengono riportati i grafici relativi all'andamento dei valori RMS e dell'errore assoluto rispettivamente nei casi $L_3 = 18.7km$, $L_3 = 13.7km$, $L_3 = 8km$ e $L_3 = 3.6km$.

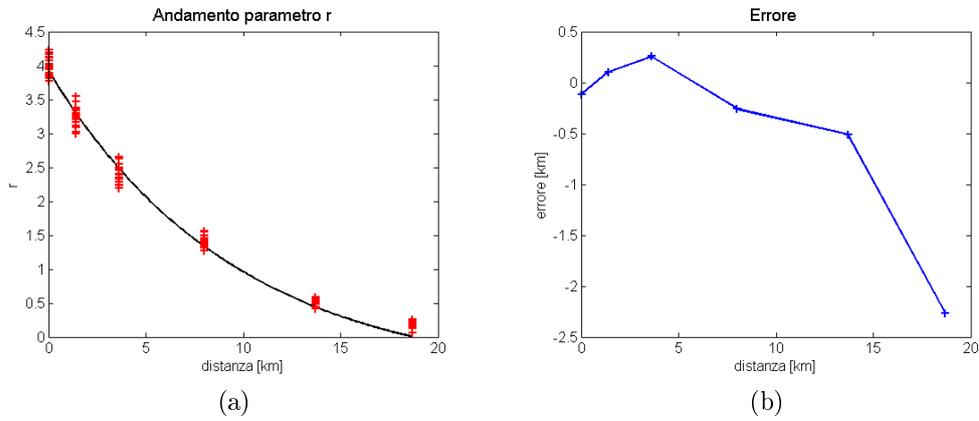


Figura 3.13: *a*) Valori RMS e *b*) errore assoluto nel caso $L_3 = 18.7km$ ($\alpha_{opt} = 0.227$).

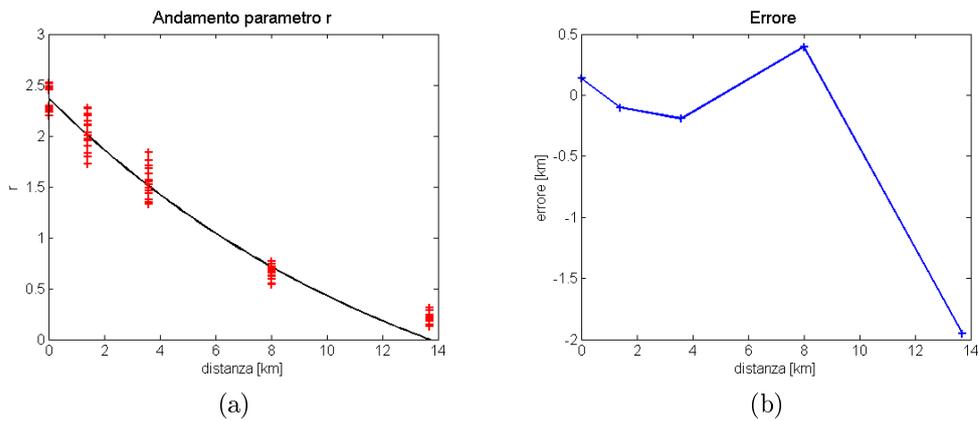


Figura 3.14: *a*) Valori RMS e *b*) errore assoluto nel caso $L_3 = 13.7km$ ($\alpha_{opt} = 0.156$).

Dai grafici si nota che solo nel primo caso ($L_3 = 18.7km$) gli andamenti del parametro r e dell'errore assoluto in funzione della distanza sono uguali a quelli considerati nel caso precedente, mentre più il collegamento si accorcia più la differenza è notevole. Ovviamente, tenendo libero il parametro α l'interpolazione (e quindi anche l'errore) risulta essere migliore rispetto ai casi con α fissato, però tale parametro non può rappresentare l'attenuazione della fibra visto i valori assunti (addirittura negativi per $L_3 = 8km$ e $L_3 = 3.6km$). In questo senso si può dire che α perde il suo significato originale e rappresenta solo un parametro di interpolazione.

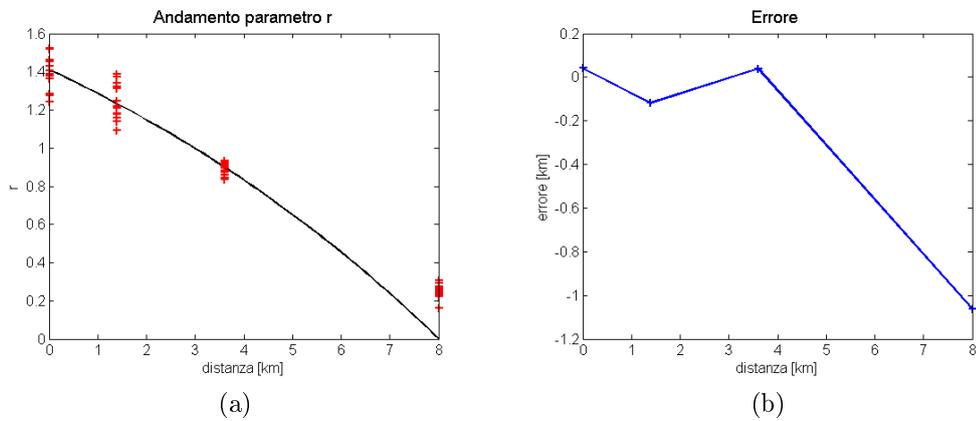


Figura 3.15: *a*) Valori RMS e *b*) errore assoluto nel caso $L_3 = 8km$ ($\alpha_{opt} = -0.195$).

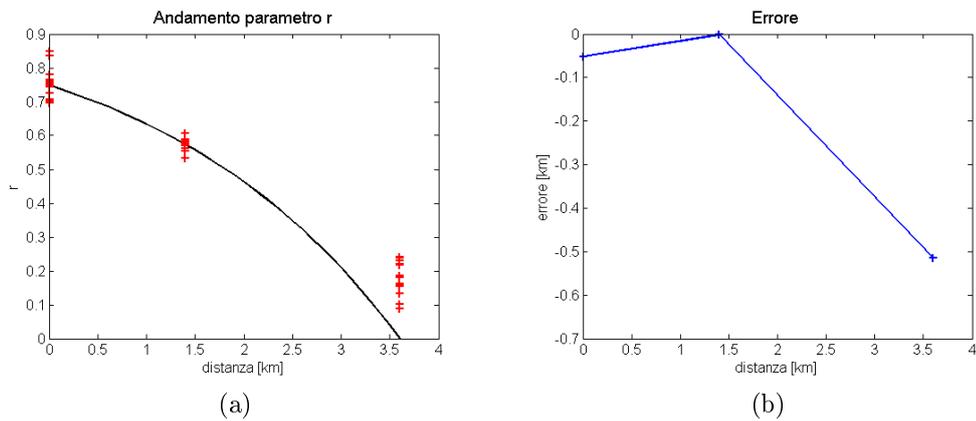


Figura 3.16: *a*) Valori RMS e *b*) errore assoluto nel caso $L_3 = 3.6km$ ($\alpha_{opt} = -0.856$).

Dai risultati ottenuti dalle due tipologie di analisi svolte si può affermare che il modello può essere comunque utilizzato, infatti l'idea è di servirsi delle curve ottenute empiricamente come strumento per la calibrazione del sensore. In pratica i valori che si ottengono da possibili misure reali vanno confrontati con la curva di calibrazione per capire effettivamente il punto in cui è stato localizzato il disturbo e l'errore commesso.

Capitolo 4

Conclusioni

L'obiettivo della tesi era di caratterizzare, sviluppare e sperimentare uno schema di moltiplicazione di sensori interferometrici in fibra ottica basato sull'analisi del segnale di Rayleigh retrodiffuso e sul segnale riflesso.

Per fare ciò, dopo l'introduzione teorica del modello su cui si basa lo schema proposto, sono state testate diverse configurazioni per garantire dei livelli di potenza sufficienti al funzionamento del sensore e, in seguito, dopo aver specificato il tipo di analisi ed elaborazione che si intendeva fare sui dati, sono state effettuate delle prove per determinarne le prestazioni.

A conclusione del lavoro svolto si può affermare che il modello e la tecnica di analisi proposti risultano essere funzionanti, ma devono essere affinati. I risultati non sono perfetti perchè il modello non considera la presenza dei connettori, i quali introducono ulteriori attenuazioni del segnale e riflessioni indesiderate. Tale problema viene mascherato in caso di collegamenti lunghi, mentre nel caso di collegamenti corti la presenza dei connettori non può essere trascurata.

Le prestazioni ottenute, quindi, peggiorano al diminuire della lunghezza del collegamento. La lunghezza del collegamento deve però rispettare un limite massimo, altrimenti la potenza del segnale riflesso risulterebbe essere trascurabile rispetto alla potenza del segnale di Rayleigh retrodiffuso che comunque si propaga alla stessa lunghezza d'onda e quindi verrebbe a mancare il concetto di base su cui si fonda il modello.

L'idea è comunque di utilizzare le curve ottenute empiricamente come strumento per la calibrazione del sensore.

Lo schema proposto, inoltre, può essere utilizzato in due modi diversi. Il primo fa riferimento ad un *sensing* di tipo distribuito, in cui la fibra ottica in tutta la sua lunghezza agisce da sensore ed in questo caso si interpreta l'incertezza sulla misura come la risoluzione spaziale. Il secondo, invece, riguarda il fatto che nel collegamento in fibra ottica può essere collocato un determinato numero di sensori sensibili a certe grandezze e quindi lo schema proposto risulta utile per localizzare la zona in cui è stata rilevata la perturbazione: in questo caso l'errore assoluto rappresenta la distanza minima che deve intercorrere tra i vari punti di *sensing* e il controllo sull'incertezza della misura può essere meno restrittivo.

Per concludere, un possibile sviluppo futuro in questo ambito può essere la ricerca di un modello che consideri anche le perdite e le riflessioni dei connettori, in modo tale che l'errore commesso nelle misure non risulti troppo elevato nel caso di installazione di collegamenti corti. Possono anche essere studiate e testate nuove configurazioni di sorgenti o nuovi metodi di elaborazione che permettano comunque di ottenere un'installazione del sensore senza particolari complicazioni e con costi contenuti, e che permettano di analizzare ed elaborare i dati senza forti complessità.

Bibliografia

- [1] B.Culshaw, A.Kersey, *Fiber-Optic Sensing: A Historical Perspective*, Journal of Lightwave Technology 26, 2008, pp.1064-1078.
- [2] B.Lee, *Review of the present status of optical fiber sensors*, Optical Fiber Technology 9, 2003, pp. 57-79.
- [3] R.Limina, *Sensori Distribuiti in Fibra Ottica*, Tesi di Laurea, Università di Padova, Dipartimento dell'Ingegneria dell'Informazione, Italy, 2010.
- [4] M.Nikles, *Fiber Optic Distributed Scattering Sensing System: Perspective and Challenges for High Performance Application*, 3rd European Workshop on Optical Fiber Sensors, Italy, 2007.
- [5] B.Culshaw, *Optical Fiber Sensor Technologies: Opportunities and Perhaps-Pitfalls*, Journal of Lightwave Technology 22, 2004, pp.39-50.
- [6] S.Adachi, *Distributed Optical Fiber Sensors and Their Applications*, SICE Annual Conference, Japan, 2008.
- [7] Y.Rodriguez Garcia, J.M.Corres, J.Goicoechea, *Vibration Detection Using Optical Fiber Sensors*, Journal of Sensors, 2010.
- [8] G.Wild, S.Hinckley, *Acousto-Ultrasonic Optical Fiber Sensors: Overview and State-of-the-Art*, IEEE Sensors Journal 8, 2008, pp.1184-1193.
- [9] F.Corsi, A.Galtarossa, L.Palmieri, M.Schiano, T.Tambozzo, *Continuous-Wave Backreflection Measurement of Polarization Mode Dispersion*, IEEE Photonics Technology Letters 11, 1999, pp.451-453.