

POLITECNICO DI MILANO

Facoltà di Ingegneria Industriale

Corso di Laurea in
Ingegneria dell'automazione



**MONITORAGGIO DEI SISTEMI MEDIANTE L'IMPIEGO DEI SENSORI
OTTICI**

Relatore: Prof. Francesco CASTELLI DEZZA

Tesi di Laurea di:

Natale IRRERA Matricola 804513

Elia PORCARI Matricola 804797

Anno Accademico 2013 - 2014

SOMMARIO

1	INTRODUZIONE	1
1.1	FIBRA OTTICA	1
1.1.1	STORIA	1
1.1.2	FUNZIONAMENTO	3
1.1.3	CARATTERIZZAZIONE DELLA FIBRA OTTICA	5
1.1.4	TIPOLOGIE DI SENSORI	11
1.2	LASER	14
1.2.1	STORIA	14
1.2.2	CARATTERISTICHE FISICHE LASER	15
1.2.3	TIPOLOGIE DI SENSORI	23
2	SENSORI OTTICI DISTRIBUITI	24
2.1	PROLEMI DI UNA MISURA DISTRIBUITA	24
2.2	PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO	25
2.3	SENSORI RAYLEIGH	27
2.3.1	METODI DI ACQUISIZIONE	28
2.3.2	APPLICAZIONI	35
2.4	RAMAN	36
2.4.1	APPLICAZIONI	39
2.5	BRILLOUIN	40
2.5.1	APPLICAZIONI	41
2.5.2	METODI DI ACQUISIZIONE	42
2.6	CONCLUSIONI	45

3	SENSORI QUASI-DISTRIBUITI FBG	46
	3.1.1 LEGAME FOTO-TERMO-ELASTICO.....	48
	3.1.2 TECNOLOGIA DI PRODUZIONE DRAW TOWER GRATINGS ...	50
	3.1.3 COMPENSAZIONE DELLA TEMPERATURA	52
4	SENSORI INTERFEROMETRICI.....	55
	4.1 PRINCIPI DI INTERFEROMETRIA	55
	4.2 INTERFEROMETRO A FIBRA OTTICA DI SAGNAC	61
	4.2.1 EFFETTO SAGNAC	61
	4.2.2 CONFIGURAZIONE DEL SENSORE.....	65
	4.2.3 APPLICAZIONI	68
	4.3 INTERFEROMETRO IN FIBRA OTTICA DI MACH-ZEHNDER (MZI)	
	70	
	4.3.1 QUADRATURA.....	70
	4.3.2 CONFIGURAZIONE DEL SENSORE.....	72
	4.3.3 DEMODULAZIONE DELLO SFASAMENTO.....	73
	4.3.4 EVOLUZIONE DELLA CONFIGURAZIONE A DUE BRACCI.....	77
	4.3.5 APPLICAZIONI	81
	4.4 INTERFEROMETRO DI MICHELSON IN FIBRA OTTICA	82
	4.4.1 EVOLUZIONE DELLA CONFIGURAZIONE A DUE BRACCI.....	83
	4.4.2 APPLICAZIONI	86
	4.5 INTERFEROMETRO DI FABRY-PEROT IN FIBRA.....	90
	4.5.1 APPLICAZIONI	93
5	MERCATO.....	97
6	UTILIZZI PARTICOLARI FOS.....	100

6.1	MONITORAGGIO CONTATTO PANTOGRAFO-CATENARIA	100
6.2	PROGNOSTIC E HEALT MANAGEMENT	104
6.2.1	SETUP ESPERIMENTO	105
6.3	TEMPERATURA INTERNA TRASFORMATORE AD ALTA POTENZA 109	
6.3.1	SETUP ESPERIMENTO	109
6.3.2	RISULTATI.....	114
6.3.3	CONCLUSIONI.....	116
6.4	MISURA DI CORRENTE SU CAVI AD ALTA TENSIONE.....	117
6.5	SENSORI DI TERRA NON PRESIDATI	123
6.5.1	SENSORE E DEMODULAZIONE.....	124
6.6	RILEVAMENTO PERDITE IN PIPELINE.....	127
6.6.1	SIMULAZIONE DI FUORIUSCITA DI GAS	130
6.6.2	DEMODULAZIONE	133
6.6.3	SETUP ESPERIMENTO	134
6.6.4	RILEVAMENTO PERDITA	137
6.7	CAMPO MAGNETICO	140
7	CONNETTORI PER FIBRA OTTICA.....	144
7.1	CONNETTORI	144
7.1.1	MECCANISMI DI PERDITA	144
7.2	GIUNZIONI.....	148
8	SENSORI LASER.....	150
8.1	LASER TELEMETRICI.....	150
8.1.1	LASER A TRIANGOLAZIONE.....	150

8.1.2	LASER A TEMPO DI VOLO	153
8.2	LASER DOPPLER VELOCIMETRY	154
8.2.1	MISURA	157
8.2.2	SETUP.....	159
9	APPLICAZIONI SENSORI LASER	160
9.1	VIBROMETRIA LASER DOPPLER	160
9.1.1	CONFIGURAZIONE TIPICA.....	163
9.1.2	PRINCIPIO DI MISURA DEL FLUSSO SANGUIGNO	164
9.2	DISTANZIOMETRI LASER	167
9.3	MISURATORE DI LIVELLO	170
9.4	LIDAR	172
10	Bibliografia.....	I

Elenco delle Figure

FIGURA 1.1 LEGGE DI SNELL.	3
FIGURA 1.2 RIFLESSIONE TOTALE INTERNA.....	4
FIGURA 1.3 CONO DI ACCETTAZIONE.....	4
FIGURA 1.4 FIBRA OTTICA CON INDICE A GRADINO.....	5
FIGURA 1.5 MODI DI PROPAGAZIONE IN UNA FIBRA CON INDICE GRADUALE.....	5
FIGURA 1.6 RAGGIO CURVATURA ECCESSIVA.....	6
FIGURA 1.7 SPETTRO ELETTROMAGNETICO.....	7
FIGURA 1.8 FINESTRE DI TRASMISSIONE PER LE FIBRE OTTICHE.....	7
FIGURA 1.9 MICRO E MACRO CURVATURE.....	9
FIGURA 1.10 SCHEMA RAPPRESENTATIVO DELLE DUE TIPOLOGIE: (A) SENSORI INTRINSECI E (B) ESTRINSECI.	12
FIGURA 1.11 ASSORBIMENTO, EMISSIONE SPONTANEA, EMISSIONE STIMOLATA.....	16
FIGURA 1.12 LASER A DUE LIVELLI.....	18
FIGURA 1.13 LASER QUATTRO LIVELLI.....	18
FIGURA 1.14 INTENSITÀ OTTICA ALL'INTERNO DEL MATERIALE ATTIVO.....	19
FIGURA 1.15 POTENZE NELLA CAVITÀ OTTICA.....	20
FIGURA 1.16 RAPPRESENTAZIONE DELLE BANDE ENERGETICHE CON GAP DIRETTO (A) E INDIRETTO (B).	22
FIGURA 1.17 STRUTTURA DI UN LASER A SEMICONDUCTORE.....	22
FIGURA 1.18 CARATTERISTICA POTENZA-CORRENTE.....	23
FIGURA 2.1 APPLICAZIONI DOFS.....	24
FIGURA 2.2 DIFFUSIONE SPONTANEA DELLA LUCE INCIDENTE IN UN MEZZO DISPERSIVO.....	25
FIGURA 2.3 SPETTRI DELLE DIFFUSIONI RAYLEIGH, BRILLOUIN E RAMAN.....	26
FIGURA 2.4 SCHEMA GENERICO DI UN RIFLETTOMETRO.....	30
FIGURA 2.5 ACQUISITORI DI SEGNALI.....	30
FIGURA 2.6. DIAGRAMMA DI MINKOWSKI.....	31
FIGURA 2.7 CONFIGURAZIONE OFDR.....	34
FIGURA 2.8 GRAFICO CONCENTRAZIONE DI IDROCARBURI.....	36
FIGURA 2.9 STOKES E ANTI STOKES.....	38
FIGURA 2.10 TUBATURE CON STRUMENTAZIONE IN FIBRA.....	40
FIGURA 2.11 BOTDA.....	43
FIGURA 2.12 BOTDR.....	44
FIGURA 3.1 RETICOLO DI BRAGG.....	46
FIGURA 3.2 RIFLESSIONE LUCE NEL RETICOLO DI BRAGG.....	46

FIGURA 3.3 VARIAZIONE INTENSITÀ RISPOSTA.	47
FIGURA 3.4 CONFRONTO TRA GEOMETRIE E SPETTRO DI RIFLESSIONE TRA LE DUE DIFFERENTI TIPOLOGIE DI RETICOLO DI BRAGG.....	48
FIGURA 3.5 PROCESSO DI PRODUZIONE DI SENSORI DRAW TOWER GRATINGS	51
FIGURA 3.6 SENSORE FBG INGLOBATO IN TUBETTO LPC.....	53
FIGURA 3.7 DIPENDENZA DALLA TEMPERATURA D I_A _B PER IL FBG COMPENSATO E PER QUELLO NON COMPENSATO. TEMPERATURA DI RIFERIMENTO 20°C, LINEA TRATTEGGIATA NON COMPENSATO, LINEA CONTINUA COMPENSATO.	54
FIGURA 4.1 SCHEMA RAPPRESENTATIVO L'ESEMPIO TRATTATO.	56
FIGURA 4.2 INTERFEROMETRO AD ANELLO DI SAGNAC.	61
FIGURA 4.3 RAPPRESENTAZIONE SCHEMATICA DI UN INTERFEROMETRO DI SAGNAC.	65
FIGURA 4.4 MODULAZIONE DI FASE DEL RAGGIO CW E CCWIN UN IFOG (2).....	66
FIGURA 4.5 VELOCITÀ ANGOLARE MINIMA RILEVABILE.	67
FIGURA 4.6 TEST DI DERIVA PER 24 ORE.	67
FIGURA 4.7 CONFIGURAZIONE RECIPROCA IFOG.....	69
FIGURA 4.8 RAPPRESENTAZIONE DELLA FDT DI UN MZI IN FUNZIONE DELLA DIFFERENZA DI FASE $[\Delta\Phi]$.	71
FIGURA 4.9 INTERFEROMETRO DI MACH-ZEHNDER IN FIBRA OTTICA.....	72
FIGURA 4.10 RAPPRESENTAZIONE SCHEMATICA DELL'INTERFEROMETRO DI MACH-ZEHNDER.	74
FIGURA 4.11 DIAGRAMMA A BLOCCHI PER LA DEMODULAZIONE DELLA FASE (24)	76
FIGURA 4.12 MZI COSTITUITO DA (A) UN PAIO DI LPGS, (B) CORE MISMATCH, (C) AIR-HOLE COLLAPSING, (D) FIBRE MULTIMODALI, (E) FIBRA MONOMODALE A NUCLEO RIDOTTO, (F) ASSOTTIGLIAMENTO.	77
FIGURA 4.13 (A) SPETTRO DI TRASMISSIONE DEL SENSORE AL VARIARE DELLA TEMPERATURA; (B) TRASLAZIONE DELLO SPETTRO IN FUNZIONE DELLA TEMPERATURA. (C) SPETTRO AL VARIARE DELLA DEFORMAZIONE. SOLO LA FASE NE È INFLUENZATA. (D) TRASLAZIONE DELLO SPETTRO IN FUNZIONE DELLA DEFORMAZIONE.	80
FIGURA 4.14 INTERFEROMETRO DI MICHELSON IN FIBRA OTTICA.	82
FIGURA 4.15 SCHEMA DI DUE MI IN LINEA BASATI SU: (A) ASSOTTIGLIAMENTO DELLA FIBRA; (B) STRUTTURA CON OFFSET SUL NUCLEO.	84
FIGURA 4.16 (A) SCHEMA DI FUNZIONAMENTO DEL MI PEANUT-SHAPE; (B) SPETTRO DI RIFLESSIONE.	84
FIGURA 4.17 (A) CONFIGURAZIONE DELL'LF-PCFMI. FOTOGRAFIA DELLA PUNTA DEL SENSORE NEL CASO (B) FIBRA NON RIEMPITA DI LIQUIDO E (C) RIEMPITA DI LIQUIDO.	85
FIGURA 4.18 SCHEMA DI FUNZIONAMENTO DEL SENSORE DI VELOCITÀ DEL FLUSSO.....	86
FIGURA 4.19 SCHEMA DEL SISTEMA DI MISURAZIONE.	87
FIGURA 4.20 SETUP DELL'ESPERIMENTO PER L'INTERROGAZIONE DEL SENSORE. L'INGRANDIMENTO MOSTRA IL RESTRINGIMENTO DELLA FIBRA.	88

FIGURA 4.21 (A) FABRY-PEROT BASATO SULLA LUCE TRASMESSA (B) FABRY-PEROT BASATO SULLA LUCE RIFLESSA.....	90
FIGURA 4.22 (A) EFPI, (B) IFPI.....	91
FIGURA 4.23 RAPPRESENTAZIONI SCHEMATICHE DI TRE IFPI.....	91
FIGURA 4.24 RAPPRESENTAZIONE SCHEMATICA DI QUATTRO EFPI.....	92
FIGURA 4.25 T= TEMPERATURA, VI= VIBRAZIONI, A= ACUSTICO, U=ULTRASUONI, VO= VOLTAGGIO, M=MAGNETICO, P=PRESSIONE, S=DEFORMAZIONE, FV= VELOCITÀ DEL FLUSSO, H=UMIDITÀ, G=GAS, LL=LIVELLO LIQUIDO, RI=INDICE DI RIFRAZIONE.....	96
FIGURA 5.1 DIGRAMMA UTILIZZO FOS.....	97
FIGURA 5.3 PREVISIONE D CRESCITA DEL MERCATO DEI SENSORI IN FIBRA OTTICA.....	98
FIGURA 5.2 PREVISIONE SUI COSTI PER I SENSORI.....	98
FIGURA 6.1 SCHEMA RELATIVO ALLE FORZE AGENTI SU PANTOGRAFO.....	101
FIGURA 6.2 A SINISTRA PANTOGRAFO E FORZE DI CONTATTO; A DESTRA POSIZIONAMENTO DEI SENSORI DI FORZA.....	102
FIGURA 6.3 SENSORE UTILIZZATO PER L'ESPERIMENTO.....	102
FIGURA 6.4 DIAGRAMMA SISTEMA DI MONITORAGGIO.....	105
FIGURA 6.5 SETUP PER LA MISURA DELLA RISPOSTA DEL RAGGIO UV E DELLO SPETRO DI EMISSIONE.....	106
FIGURA 6.6 IN ALTO SI PUÒ OSSERVARE SEGNALE ELETTRICO MODULANTE MENTRE IN BASSO LE PULSAZIONI UV FLUORESCENTI INDOTTE. SULL'ASSE ORIZZONTALE 1MSEC/DIV, ASSE VERTICALE: 20MV/DIV.....	106
FIGURA 6.7 SETUP PER LA RILEVAZIONE DI ARCHI DI SCARICA.....	107
FIGURA 6.8 SCHEMA DEL SENSORE DI TEMPERATURA TRAMITE FBG.....	110
FIGURA 6.9 SPETTRO DI RIFLESSIONE NEL DOMINIO (A) OTTICO, (B) TEMPORALE (C) SCANSIONE DEL FILTRA.....	111
FIGURA 6.10 ALGORITMO DI LINE-FITTING GAUSSIANO.....	111
FIGURA 6.11 SCATOLA CONTENENTE IL SENSORE FBG A SINISTRA; A DESTRA IL SENSORE INSTALLATO.....	113
FIGURA 6.12 DA 1 A 6 SENSORI FBG; 7 RADIATORE; 8 STATORE.....	113
FIGURA 6.13 TEMPERATURA DEL GENERATORE PRIMA DELL'ACCENSIONE.....	114
FIGURA 6.14. EVOLUZIONE DELLA TEMPERATURA DURANTE L'ACCENSIONE.....	114
FIGURA 6.15 RISPOSTA A REGIME DEL GENERATORE.....	115
FIGURA 6.16 CONFRONTO TRA DATI OTTENUTI CON FBG E TERMOCOPPIA.....	116
FIGURA 6.17 COMPORTAMENTO MAGNETOSTRITTIVO DI UN MATERIALE.....	117
FIGURA 6.18 DISPOSIZIONE DEL SENSORE.....	118
FIGURA 6.19 SENSORE E COMPENSATORE DI TEMPERATURA.....	118
FIGURA 6.20 BARRETTA DI TERFENOL-D UTILIZZATA.....	119

FIGURA 6.21 RISULTATI DEI QUATTRO CICLI DI MISURA DELL'ESPERIMENTO SULLA BARRA DI NICKEL.	120
FIGURA 6.22 RISULTATI DEI QUATTRO CICLI DI MISURA SULLA BARRETTA DI TERFENOL-D.	121
FIGURA 6.23 SETUP DELL'ESPERIMENTO PER IL COMPORTAMENTO AL VARIARE DELLA TEMPERATURE. ...	121
FIGURA 6.24 LUNGHEZZA D'ONDA DI BRAGG IN FUNZIONE DELLA TEMPERATURA.	122
FIGURA 6.25 SCHEMA DI PROPAGAZIONE DELL'ONDA DI RAYLEIGH.....	123
FIGURA 6.26 RISPOSTA DEL SENSORE NELLA BANDA D'INTERESSE.	124
FIGURA 6.27 SCHEMA DEL SISTEMA DI DEMODULAZIONE.	125
FIGURA 6.28 ACQUISIZIONI.	125
FIGURA 6.29 PIPELINE.	127
FIGURA 6.30 RAPPRESENTAZIONE DEL POSIZIONAMENTO DELLA FIBRA.	129
FIGURA 6.31 FUORIUSCITA DI GAS.	129
FIGURA 6.32 IL SALTO DI TEMPERATURA DOVUTO ALL'INIEZIONE DI ANIDRIDE CARBONICA INDICA LA PRESENZA DI UNA FUORIUSCITA DI GAS.....	130
FIGURA 6.33 L'IBRIDO TRA MACH-ZEHNDER E SAGNAC.	132
FIGURA 6.34 CONFIGURAZIONE DELL'INTERFEROMETRO DI MICHELSON.	134
FIGURA 6.35 SPETTRO ACQUISITO CON FIBRA DI DIAMETRO 0.5 MM A) SENZA PERDITE B)CON PERDITE A 5 ATM.	135
FIGURA 6.36 SPETTRO ACQUISITO CON FIBRA DI DIAMETRO 1.2 MM A) 5 ATM; B) 15 ATM.	135
FIGURA 6.37 RISULTATI SPERIMENTALI UTILIZZANDO IL PZT COME GENERATORE A BANDA LARGA DI SEGNALE ACUSTICO: A)0.007 V_PP E B)40 V_PP.	136
FIGURA 6.38 SETUP ESPERIMENTO.	137
FIGURA 6.39 SPETTRO DELLA FREQUENZA NULLA CON LA FIBRA DA 0.5 MM CHE MOSTRA CHE LA PERDITA È A 15 ATM.....	137
FIGURA 6.40 SPETTRO DELLA FREQUENZA NULLA CON PERDITA A 5 ATM.	138
FIGURA 6.41 SPETTRO DELLA FREQUENZA NULLA CON LA FIBRA DI 0.5 MM, PERDITA A 15 ATM E FIBRA SPOSTATA DALLA PERDITA DI 95°	138
FIGURA 6.42 SPETTRO DELLA FREQUENZA NULLA CON FIBRA DA 1.2 MM ALLA PRESSIONE DI 15 ATM.....	139
FIGURA 6.43 SCHEMA DI FUNZIONAMENTO DEL SENSORE MAGNETICO FABRY-PEROT.	140
FIGURA 6.44 WAVELENGTH SHIFT.....	141
FIGURA 6.45 RELAZIONE TRA CAMPO MAGNETICO E PICCO DI RISONANZA.....	143
FIGURA 7.1 MECCANISMI DI PERDITA.	144
FIGURA 7.2 CONNETTORE NON PERPENDICOLARE.....	145
FIGURA 7.3 CONFRONTO TRA CONNESSIONE PULITA E SPORCA.....	146
FIGURA 7.4 PERDITA CAUSATA DA CONNESSIONE SPORCA.....	147
FIGURA 7.5 INSPECT BEFORE YOU CONNECT.	148

FIGURA 7.6 GIUNZIONE MECCANICA.	148
FIGURA 7.7 SALDATURA.	149
FIGURA 8.1 LASER A TRIANGOLAZIONE.	150
FIGURA 8.2 LASER A TRIANGOLAZIONE CON SPECCHIO ROTABILE.	151
FIGURA 8.3 TRIANGOLATORE LASER ATTIVO.	152
FIGURA 8.4 IMPULSO LASER TEMPO DI VIAGGIO.	153
FIGURA 8.5 IMPULSO TEMPORALE.	153
FIGURA 8.6 INTERFEROMETRO DI MICHELSON.	154
FIGURA 8.7 DUAL BEAM TECHNIQUE.	156
FIGURA 8.8 GEOMETRIA DEI VETTORI DI SCATTERING.	158
FIGURA 8.9 MODELLO DELLE FRANGE.	158
FIGURA 9.1 ESEMPIO DI SETUP.	160
FIGURA 9.2 SCHEMA DI INTERFEROMETRIA ETERODINA.	161
FIGURA 9.3 MISURA DEL BATTITO CARDIACO CON LDV.	163
FIGURA 9.4 SCHEMA DI FUNZIONAMENTO DELLA MISURA DEL FLUSSO SANGUIGNO.	165
FIGURA 9.5 SCHEMA DEL SENSORE.	166
FIGURA 9.6 FOTOGRAFIA DEL SENSORE.	166
FIGURA 9.7 CONFRONTO TRA LE DUE TIPOLOGIE DI SENSORI.	167
FIGURA 9.8 DISTANZIOMETRO LASER.	168
FIGURA 9.9 LASER SCANNER DISTANZIOMETRICO.	169
FIGURA 9.10 LASER SCANNER TRIANGOLATORE.	169
FIGURA 9.11 CONFIGURAZIONI OTTICHE: FUOCO PRIMA E DOPO IL BERSAGLIO.	172
FIGURA 9.12 SISTEMA DI MONITORAGGIO.	173
FIGURA 9.13 CONFRONTO TRA LE DUE FUNZIONI.	176
FIGURA 9.14 DIFFERENZA TRA LE DUE FUNZIONI.	176

1 INTRODUZIONE

1.1 FIBRA OTTICA

Le fibre ottiche sono state immesse sul mercato ormai da anni soprattutto nel campo delle telecomunicazioni e della sensoristica. La loro elevata capacità e la velocità nel trasmettere dati anche a distanze molto elevate, l'uso di raggi luminosi insensibili ad interferenze elettromagnetiche, la possibilità di collegare numerosi sensori ad un singolo ingresso della centralina di acquisizione, l'opportunità di usarli in ambienti ostili nonché la loro passività (la non necessità di una fonte di alimentazione) sono solo alcuni dei tanti motivi che hanno contribuito allo sviluppo della tecnologia in fibra ottica(1). Per quanto riguarda l'uso nel campo della sensoristica è interessante vedere come certi tipi di perturbazione (acustica, magnetica, temperatura, rotazione) possono modificare i parametri di propagazione della luce all'interno del cavo e come particolari accorgimenti in fase di costruzione ne permettano l'impiego in ambienti ad alto voltaggio, rumorosi, corrosivi, o altri ambienti stressanti. In questo campo, a differenza delle telecomunicazioni, l'interesse della ricerca spinge all'aumento della sensibilità di sensori che utilizzano la fibra ottica.

Nei sensori a fibra ottica, specialmente in quelli interferometrici, la variazione del misurando può essere molto piccola, ma la tecnologia attuale offre già un sistema in grado di rispondere con un'altissima sensibilità (1). L'alta sensibilità (più alta delle tecnologie concorrenti) e le caratteristiche fisiche della fibra sopracitate, nonché la possibilità di configurare e posizionare la fibra a proprio piacimento, hanno spinto molto la ricerca fin dai primi anni '80, quando le prime fibre di alta qualità iniziarono ad essere prodotte (2).

1.1.1 STORIA

Sono passati più di 40 anni da quando emerse per la prima volta che le fibre ottiche potevano essere un utile approccio al campo della sensoristica e delle misure. Il primo

brevetto fu registrato e metà degli anni '60 (U.S. 03327584 27 giugno, 1967). Il sensore in questione era basato su una fibra biforcata, con una metà usata per illuminare una superficie e la luce riflessa da tale superficie era ricevuta dall'altra metà della biforcazione. Dopo un'attenta calibrazione, il segnale ricevuto poteva fornire un'indicazione molto precisa riguardo la posizione relativa tra la fine della fibra e la superficie riflettente. Ancora oggi questo sensore offre prestazioni impareggiabili nelle misure di vibrazione non a contatto.

Una decade dopo la prima fibra ottica monomodale fu prodotta e da qui il pensiero dei ricercatori che questa tipologia di fibra potesse essere usata per costruire un interferometro che avrebbe apportato immensi benefici nel campo dell'ingegneria rispetto ai predecessori, spinse la ricerca. Ovviamente lo stimolo principale alla ricerca non era data dal campo della misura bensì da quello delle telecomunicazioni, che ha comunque creato alcuni sensori a fibra ottica atti al monitoraggio e allo sviluppo della tecnologia della telecomunicazione quali *couplers*, *splitters* e *wavelength multiplexer*.

Sempre in questo periodo anche uno dei maggiori limiti di questo mezzo trasmissivo fu abbattuto: lo smorzamento. Le prime fibre ottiche avevano uno smorzamento di 100 dB/km, causato principalmente da impurità chimiche del vetro. Nei primi anni '70 D. Maurer, Donald Keck, Peter Schultz e Frank Zimar, impiegati presso un'azienda statunitense produttrice di vetro, costruirono una fibra con 17 dB di attenuazione ottica per chilometro, drogando il silicio del vetro con il titanio. Negli anni successivi furono fatti grandi progressi e già nel 1976 erano disponibili fibre con smorzamento minore di 1dB/km. Ai nostri giorni lo smorzamento è minore di 0.2 dB/km (3), (4).

1.1.2 FUNZIONAMENTO

Nelle fibre ottiche viene sfruttato il fenomeno della riflessione totale interna in cui i raggi di luce passando attraverso un'interfaccia tra due mezzi trasparenti, caratterizzati da un indice di rifrazione differente, subiscono il fenomeno della rifrazione e cambiano direzione secondo la legge di Snell, come mostrato in Figura 1.1 (che fa parte della ottica geometrica):

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$$

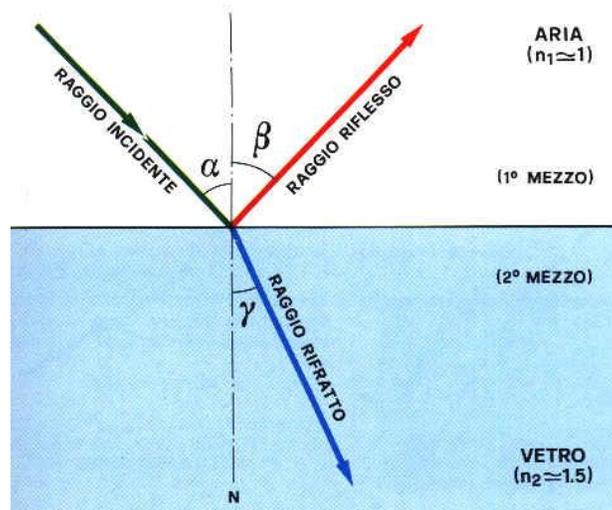


Figura 1.1 Legge di Snell.

Quando la luce passa da un materiale con indice di rifrazione maggiore a uno minore così come avviene all'interno delle fibre, esiste un angolo limite $\theta_1 = \theta_{cr}$ in corrispondenza del quale $\theta_2 = 90^\circ$, ossia non vi è più la presenza del raggio rifratto. Per la determinazione dell'angolo limite vale la seguente relazione:

$$\sin \theta_{cr} = \frac{n_2}{n_1}$$

In corrispondenza di un angolo di incidenza maggiore o uguale a θ_{cr} avviene la riflessione totale interna mostrata in Figura 1.2.

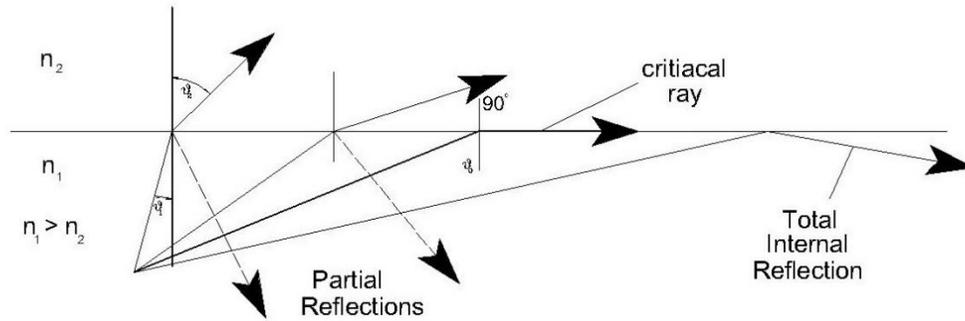


Figura 1.2 Riflessione totale interna.

Risulta quindi essenziale trasmettere la luce all'interno della fibra in modo che l'angolo d'incidenza interno verifichi la suddetta condizione e il segnale, rimanendo confinato nel nucleo, possa propagarsi per successive riflessioni fino a raggiungere il rilevatore. Se tale condizione non è verificata, si verifica una parziale rifrazione dei raggi, il che comporta una perdita di potenza del segnale ad ogni riflessione e quindi una rapida scomparsa del segnale.

L'angolo di accettazione del segnale proveniente dall'esterno della fibra, è quell'angolo θ che garantisce che la luce rifratta subisca il fenomeno della riflessione totale interna. L'insieme di tutte le possibili traiettorie incidenti aventi angolo inferiore o al più uguale all'angolo di accettazione, costituisce il cono di accettazione mostrato in Figura 1.3.

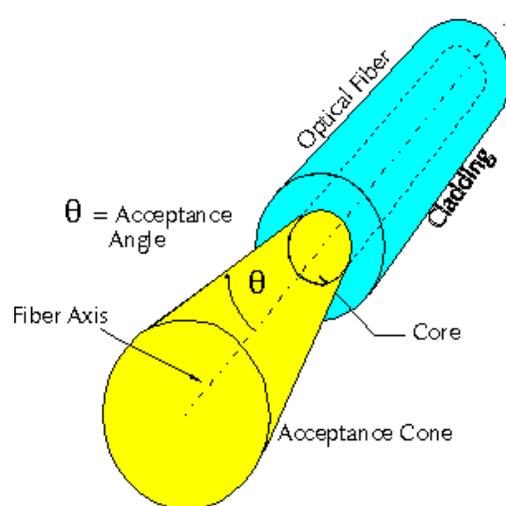


Figura 1.3 Cono di accettazione.

1.1.3 CARATTERIZZAZIONE DELLA FIBRA OTTICA

Esistono due diverse configurazioni per le fibre ottiche:

- Fibre con indice a gradino (Figura 1.4): questa tipologia di fibre è costituita da un nucleo (*core*) cilindrico in vetro, silice o materiale polimerico avente indice di rifrazione n_1 , ricoperto da un sottile mantello (*cladding*) realizzato in vetro, silice o materiale polimerico avente indice di rifrazione n_2 con $n_1 > n_2$.

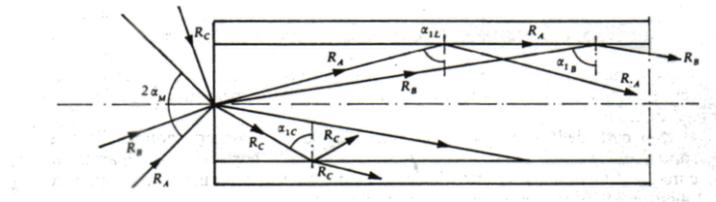


Figura 1.4 Fibra ottica con indice a gradino.

- Fibre con indice di rifrazione graduale (Figura 1.5): sono realizzate in vetro, silice o materiale polimerico, con indice di rifrazione che cambia gradualmente dal centro, in cui è presente il valore massimo, al perimetro, in cui è presente il valore minimo.

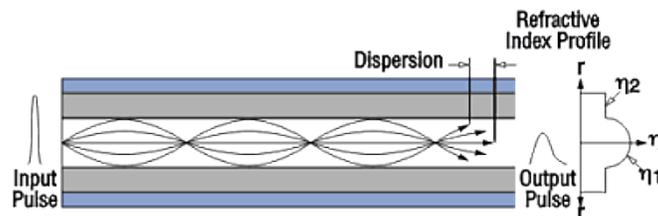


Figura 1.5 Modi di propagazione in una fibra con indice graduale

Ci sono due categorie in cui classificare i raggi che si propagano all'interno di una fibra ottica:

- Meridionali: raggi che attraversano l'asse della fibra dopo ogni riflessione
- Obliqui: raggi paralleli all'asse della fibra che viaggiano lungo tutta la lunghezza della linea senza subire riflessioni.

Principalmente la teoria di base delle fibre è realizzata basandosi sui raggi meridionali, che possono a loro volta essere suddivisi in due classi:

- Modi di basso ordine: raggi inviati in fibra con un angolo piccolo rispetto a quello di accettazione θ_0 (al limite coincidono con raggi obliqui)
- Modi di alto ordine: corrispondono a raggi inviati in fibra con un angolo prossimo a quello di accettazione θ_0 .

I modi di basso ordine sono caratterizzati da un minor numero di riflessioni rispetto a quelli ad alto ordine. Le fibre che consentono la propagazione di più di un modo al loro interno sono dette multimodali (*multi-mode fiber*, da cui MMF), mentre quelle che consentono la propagazione di un solo modo al loro interno sono dette monomodali (*single-mode fiber*, da cui SMF).

Una particolare attenzione durante l'utilizzo e la posa delle fibre ottiche va posta sui raggi di curvatura, poiché raggi di curvatura ridotti possono generare angoli incidenti inferiore a quello critico e provocare di conseguenza una perdita di potenza del raggio luminoso come mostrato in Figura 1.6.

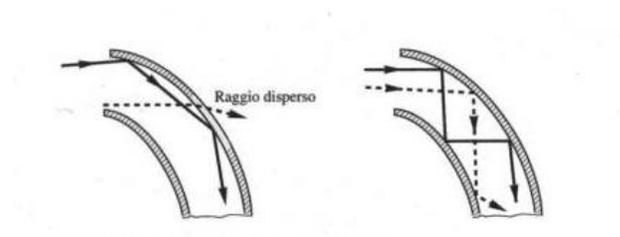


Figura 1.6 Raggio curvatura eccessiva.

Un'importante caratteristica della fibra che ne ha favorito il largo impiego nel campo delle telecomunicazioni e anche in quello sensoristico è la larghezza di banda del segnale accoppiato in fibra, ossia l'intervallo di frequenza in cui opera il segnale. Tale intervallo può essere molto ampio ma va tuttavia considerato, su lunghe distanze, il fenomeno della dispersione e il coefficiente di attenuazione della fibra affinché i raggi si propaghino senza perdite eccessive di potenza e non subiscano distorsioni.

I sistemi ottici di telecomunicazione impiegano frequenze a portante elevata, nell'ordine dei 100 THz, le cui lunghezze d'onda appartengono allo spettro elettromagnetico del vicino infrarosso(Figura 1.7).

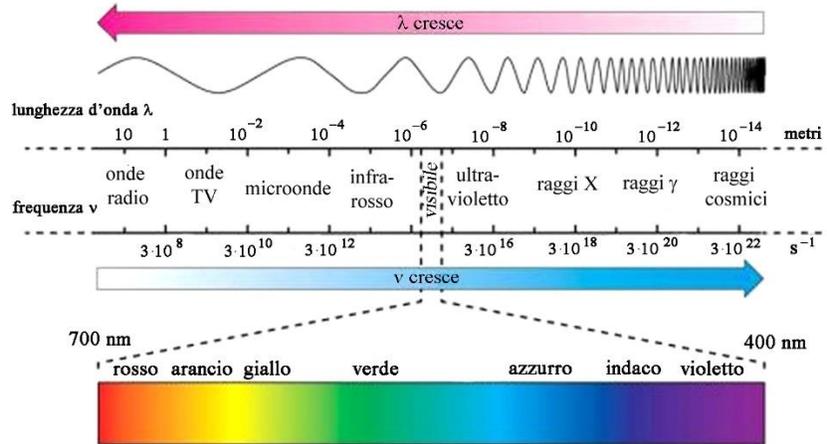


Figura 1.7 Spettro elettromagnetico.

Si definiscono finestre di trasmissione gli intervalli di lunghezza d'onda λ , nell'intorno della portante ottica, entro i quali si hanno i minimi di attenuazione nel trasferimento del segnale. Le tre principali finestre di trasmissione impiegate per le fibre ottiche sono 850 nm, 1300nm, 1550nm. Visualizzando la Figura 1.8 è facile capire la scelta di tali finestre: sul grafico è riportato l'andamento della perdita di segnale in funzione della lunghezza d'onda e le tre finestre corrispondono ai tre minimi.

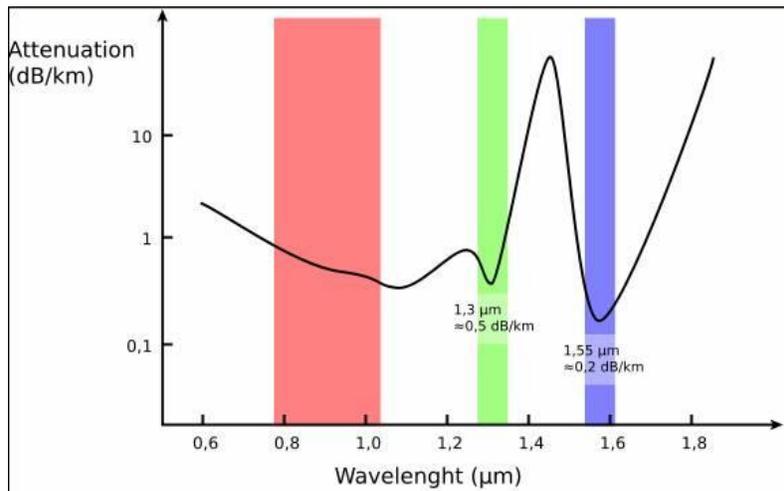


Figura 1.8 Finestre di trasmissione per le fibre ottiche.

In Tab1-1 vengono riportati i valori delle finestre di trasmissione in funzione del modo di propagazione del segnale luminoso.

Tabella 1-1 Finestre di utilizzo della fibra

Finestra	Fibra	Lunghezza d'onda	Banda passante
I	Multimodale	850 nm	150 MHz/Km
II	Multimodale	1300 nm	500 MHz/Km
II	Monomodale	1300 nm	1GHz/Km
III	Monomodale	1550 nm	100 GHz/Km

L'attenuazione all'interno di una fibra ottica è dovuta principalmente a tre fattori:

- Assorbimento del materiale: causato da impurità molecolari presenti all'interno del nucleo della fibra, che causano l'assorbimento di determinate lunghezze d'onda. È possibile limitarlo attraverso processi produttivi della fibra particolarmente accurati e costosi; si cerca pertanto di evitare l'utilizzo di tali cavi impiegando sorgenti luminose idonee, ovvero che emettano luce approssimativamente in corrispondenza dei massimi di trasmissione.
- Scattering del materiale: causato da impurità particellari all'interno del nucleo della fibra, fluttuazioni di temperatura e di composizione che interrompono i cammini di riflessione della luce. Questo fenomeno può anche essere generato da irregolarità dell'interfaccia del nucleo/mantello, che producono una trasmissione del segnale nel mantello e quindi una conseguente diminuzione di energia nel raggio riflesso.
- Curvature: possono causare attenuazione se il raggio di curvatura raggiunge valori tali da far sì che il raggio arrivi all'interfaccia core/cladding con un angolo minore rispetto all'angolo critico che garantisce la riflessione interna totale. Oltre alle macrocurvature vanno anche evitate le microcurvature: anch'esse possono causare problemi di riflessioni del segnale luminoso come si può vedere in Figura1.9.

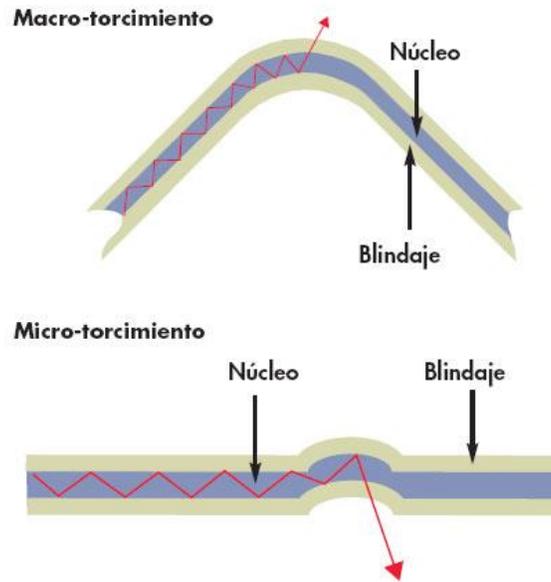


Figura 1.9 Micro e macro curvature.

Per quanto riguarda la dispersione, esso è un fenomeno che può limitare, come già detto, la banda passante della fibra. Questo fenomeno può presentarsi in due tipologie:

- **Dispersione del materiale:** causato dal fatto che differenti lunghezze d'onda si propagano con velocità diverse all'interno dello stesso mezzo. Per questo motivo, le diverse lunghezze d'onde inviate simultaneamente all'interno del cavo, non raggiungeranno allo stesso tempo il ricevitore ma accuseranno dispersione temporale legata alla differenza di tempo di propagazione. Questo fenomeno può essere ridotto usando una sorgente luminosa con uno stretto spettro di emissione.
- **Dispersione modale:** causata dal differente cammino ottico percorso dai modi di basso ordine rispetto ai modi di alto ordine. I modi di alto ordine, percorrendo un cammino maggiore, saranno caratterizzati da tempi di propagazione maggiori rispetto ai modi di basso ordine e quindi raggi lanciati simultaneamente presentano una dispersione temporale al ricevitore. Questo fenomeno può essere ridotto nelle fibre con indice a gradino diminuendo l'apertura numerica NA, in modo che solo i modi di basso ordine possano propagarsi. Nelle fibre a indice graduale invece esiste una compensazione

intrinseca di questo effetto in quanto i modi di alto ordine viaggiano più velocemente nelle zone a basso indice di rifrazione, che sono le zone in cui transitano più spesso, e quindi la differenza di propagazione temporale risulta notevolmente limitata. Questo tipo di dispersione è presente solo nelle fibre multimodo.

Quest'ultimo tipo di problema è presente solo per le comunicazioni sulle lunghe distanze, per questo motivo le fibre con indice graduale, sebbene più costose rispetto a quelle con indice a gradino, vengono utilizzate insieme ai laser nel campo misuristico. Per distanze inferiori ai 500 metri, con minori bande passanti, le fibre con indice a gradino sono favorite per il loro basso costo e la maggior facilità di accoppiamento. Nella scelta del tipo di fibra ottica da impiegare bisogna considerare il fatto che le fibre monomodali non presentano dispersione modale, sono dotate di una notevole banda passante (migliaia di GHz per Km di fibra), attenuano meno delle fibre con indice graduale ed inoltre sono caratterizzate da un minor costo produttivo rispetto a quest'ultime (5).

1.1.4 TIPOLOGIE DI SENSORI

Esistono due tipologie di sensori in fibra ottica:

- **Intrinseci:** il sensore intrinseco utilizza una parte della fibra come sensore. Le perturbazioni che agiscono sulla fibra modificano alcune caratteristiche della luce che si propaga al suo interno ed è quindi possibile risalire all'entità della perturbazione che ha modificato il propagarsi della luce. Questo però significa poter misurare solo fenomeni esterni alla fibra che in qualche modo modificano la propagazione della luce. Un rischio concreto per questa tipologia di sensori è il possibile ritardo introdotto dal fenomeno esterno misurato e il possibile cambiamento delle proprietà spettrali. In questa tipologia di sensori la luce non lascia mai la fibra, il che rende migliore la misura perché vengono eliminati tutti i tipi di interferenza tra la fibra e la zona di modulazione. Questi sensori sono particolarmente usati per le misure in ambito fisico (6), (7).
- **Estrinseci:** il sensore estrinseco è invece dotato di un dispositivo separato in cui viene alterata la luce (modulata). La luce esce dalla fibra, entrando nell'ambiente di misura in cui viene modificata per poi essere raccolta dalla stessa fibra o da un'altra. Questa tipologia di sensori è molto utilizzata per le misurazioni in ambito chimico e biochimico. Grazie al fatto che serve un dispositivo separato, questo tipo di sensore offre parecchie alternative per ottenere il rilevamento desiderato, perché si possono aggiungere dispositivi che possono essere più sensibili della fibra (6), (7).

In Figura 1.10 sono rappresentati schematicamente i funzionamenti delle due tipologie appena elencate.

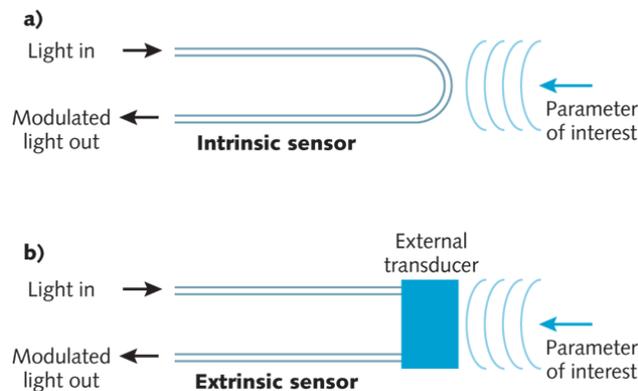


Figura 1.10 Schema rappresentativo delle due tipologie: (a) sensori intrinseci e (b) estrinseci.

Un'altra distinzione che si fa è quella tra misura puntuale e misura distribuita:

- **Misure puntuali:** si possono effettuare per esempio incidendo un reticolo di Bragg all'interno della fibra, il quale genera la riflessione di una particolare lunghezza d'onda (legata alla periodicità ottica del reticolo e alla temperatura). Questa tipologia di misura consente una risoluzione molto elevata e non ha la necessità di un cablaggio pesante. Il grosso problema con questa tecnologia è la banda passante: questi sensori lavorano a velocità molto elevate, e con la tecnologia attuale è molto difficile trattare i dati a quel regime. Nell'utilizzo di questi sensori, date le loro piccole dimensioni, bisogna prestare particolare attenzione al posizionamento di questi ultimi. Essendo questa una misura puntuale, risulta difficile la cattura e la localizzazione di eventi imprevedibili e non conosciuti a priori come, ad esempio, cricche in strutture civili; in questi casi, uno studio poco approfondito sul posizionamento del sensore può portare ad interpretazioni errate delle misure.
- **Misure distribuite:** questi sensori sembrano la branca più promettente dei sensori in fibra ottica in quanto forniscono una misura quasi continua lungo tutta la lunghezza della fibra stessa. Allo stato attuale si riescono a raggiungere

distanze di decine di km, distanza che solo questi sensori riescono a raggiungere.

Grazie allo sviluppo delle fibre ottiche nel campo delle telecomunicazioni, si è riusciti a costruire cavi con perdite molto basse, ciò permette di trasmettere a distanze sempre maggiori conservando i benefici della fibra ottica come mezzo trasmissivo (oltre che sensore), ovvero immunità da picchi elettrici, campi magnetici etc. Un ulteriore vantaggio di questi sistemi di misura è che non necessitano di una centralina di alimentazione remota, eliminando così il problema del loop di massa e tutti i problemi dell'alimentazione in remoto (6) - (8).

1.2 LASER

1.2.1 STORIA

Il primo schema a blocchi concettuale di un laser è stato sviluppato nel 1916 e appartiene ad Albert Einstein il quale credeva che fotoni potessero stimolare l'emissione di identici fotoni da atomi eccitati. La prima testimonianza di emissione stimolata è però riportata nel 1928 da Rudolf Lademburg. Nel 1940 il fisico tedesco Valentin A. Fabrikant suggerisce che l'emissione stimolata in una scarica di gas potrebbe amplificare l'emissione di luce sotto determinate condizioni. Esso però non propose mai un risonatore fisico e non seguì il suo stesso consiglio per molti anni.

Dopo la seconda guerra mondiale Willis Lamb Jr e R.C. Retherford realizzarono che una risonanza nucleare magnetica avrebbe potuto causare l'inversione di popolazione ed Edward M. Purcell assieme a Robert V. Pound utilizzarono tale effetto per osservare l'emissione stimolata di onde radio a 50 *KHz*. Nel 1951 Charles H. Townes propose il successivo passo concettuale, ovvero che l'emissione stimolata alle frequenze delle microonde potrebbero oscillare in una cavità risonante producendo un'uscita coerente. Nel 1954 Townes assieme al suo studente Gordon proposero il primo prototipo di maser (*Microwave Amplification by Stimulated Emission*) eccitando direttamente molecole di ammoniaca in una cavità risonante a 24 *GHz*. Gordon Gould, dottorato di 37 anni, usava tecniche molto innovative di pompaggio di luce all'epoca, per la misura delle proprietà del vapore di tallio. Townes chiese a Gould la sua pompa al tallio credendo che tale pompa avrebbe prodotto l'inversione di popolazione che gli serviva per il suo maser; in cambio Gould gli chiese del suo progetto.

Proprio Gould coniò la parola *laser* per gli esperimenti che aveva iniziato a fare e nel novembre del 1957 disegnò uno schizzo dell'oggi famoso risonatore di Fabry-Perot. Da lì in avanti, con il susseguirsi di invenzioni e la ricerca frenetica chiamata da alcuni la "corsa al laser" si è arrivati ai laser di oggi (9).

1.2.2 CARATTERISTICHE FISICHE LASER

La definizione di un laser è quella di essere un dispositivo elettronico in grado di emettere un fascio di luce con tre fondamentali proprietà: direzionalità; monocromaticità; coerenza.

La prima caratteristica, la direzionalità, indica che la radiazione, emessa da una fonte laser, si propaga nello spazio. La propagazione avviene unicamente in una direzione ben definita e con valori bassi degli angoli di divergenza del fascio parallelo e perpendicolare a differenza di una sorgente di luce tradizionale che presenta un'emissione isotropa, caratteristica anche conosciuta come brillantezza [$W\ cm^2\ sr^{-1}$], indicata come potenza luminosa su un cono di area \mathbf{A} e angolo solido $\mathbf{\Omega}$.

La monocromaticità garantisce che i fotoni generati per emissione stimolata siano assolutamente isofrequenziali con quelli incidenti.

L'ultima proprietà unisce due aspetti: coerenza temporale e spaziale. La coerenza temporale misura la correlazione tra i valori del campo elettromagnetico che assume in due istanti temporali t e $t + dt$; tale caratteristica è strettamente collegata alla monocromaticità. La coerenza spaziale indica la correlazione, tra i valori dello stesso campo elettromagnetico, che assume in due punti diversi nello spazio; tale caratteristica è collegata alla bassa divergenza del fascio.

Per la progettazione di un laser sono necessari: un meccanismo di pompaggio/eccitazione, la cavità ottica e il materiale attivo. Il principio che rende possibili queste caratteristiche è l'emissione stimolata.

1.2.2.1 EMISSIONE STIMOLATA

La parola Laser è un acronimo di *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation* ossia un'amplificazione della luce tramite una emissione stimolata di radiazione.

La propagazione della luce nello spazio avviene tramite quanti di energia detti fotoni con energia pari a $E = hv$. Normalmente, la luce che investe un materiale cede parte dell'energia che possiede: maggiore è il fenomeno e più la radiazione viene assorbita.

Lo scambio di energia tra radiazione elettromagnetica e sistema atomico avviene secondo tre possibili tipi di transizioni: assorbimento, emissione spontanea; emissione stimolata. Le transizioni avvengono tra stati stazionari di energia E_1 , stato energetico fondamentale, con una densità di popolazione pari a N_1 e il livello energetico E_2 , mostrato in Figura 1.11. Per un sistema a due livelli energetici E_1 e E_2 è possibile ottenere tutti i questi fenomeni a seconda della popolazione pari a N_1 e N_2 presente nei livelli energetici.

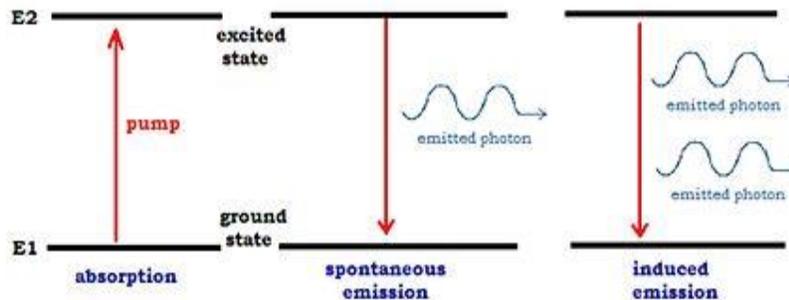


Figura 1.11 Assorbimento, emissione spontanea, emissione stimolata.

Secondo la statistica di Maxwell-Boltzmann, all'equazione di equilibrio termodinamico si ha $E_1 > E_2$ e $N_2 < N_1$ e le possibili transizioni tra i livelli energetici sono:

- Assorbimento: un fotone incidente porta un atomo dal livello E_1 a quello E_2 .
- Emissione spontanea: un atomo ritorna dal livello energetico E_2 al livello E_1 producendo l'emissione di un fotone.
- Emissione stimolata: un fotone incidente produce la discesa di un atomo dal livello energetico E_2 a quello E_1 , dando origine a due fotoni coerenti, ossia alla stessa lunghezza d'onda λ .

La luce emessa o assorbita, ha frequenza dipendente dai livelli energetici E_1 e E_2 descritta dalla seguente relazione:

$$h\nu = E_2 - E_1$$

Inoltre a tale frequenza ν corrisponde la lunghezza di emissione λ :

$$\lambda = c \frac{E_2 - E_1}{h}$$

dove h è la costante di Planck, con valore pari a 6.626×10^{-34} J·s, mentre c è la velocità della luce.

La popolazione di un livello energetico, cioè il numero di atomi per unità di volume, all'equilibrio è definita dalla statistica di Maxwell-Boltzmann:

$$N = N_0 e^{E/KT}$$

dove N_0 è la popolazione iniziale in un dato livello energetico. Quindi la popolazione al livello energetico N_2 è pari a:

$$N_2 = N_1 e^{-(E_2 - E_1)/KT}$$

Per avere un'emissione stimolata, con conseguente amplificazione ottica, è indispensabile che accada un'inversione di popolazione, ovvero che il numero di atomi presenti nel livello eccitato sia maggiore di quello fondamentale ($N_2 > N_1$). Purtroppo in un sistema a due livelli, risulta irrealizzabile in quanto la probabilità di assorbimento di un fotone è maggiore rispetto a quella di emissione in ogni istante, al limite si raggiunge il caso ottimo di $N_2 = N_1 = \frac{N_0}{2}$ per cui la probabilità che un fotone incidente venga assorbito oppure provochi un'emissione stimolata è la medesima, quindi il materiale è trasparente al fenomeno. Dunque è obbligatorio utilizzare un terzo livello energetico o un quarto, come nella Figura 1.12 ed in Figura 1.13. Come si può vedere dalla Figura 1.13 per il sistema a tre livelli, gli atomi vengono pompati dal livello E_1 al livello instabile con energia E_3 , vi è dunque un rilassamento dello stato instabile allo stato metastabile con tempi molto rapidi e privo di emissione spontanea ovvero una transizione non radiativa. Dal livello 2 si verifica l'emissione laser a lunghezza d'onda λ_{2-1} e la conseguente diseccitazione dal livello E_2 al livello E_1 .

Condizione essenziale per il funzionamento laser è che $\tau_{3-2} \ll \tau_{2-1}$, in quanto tale relazione permette un accumulo di atomi al livello 2, consentendo appunto l'inversione di popolazione.

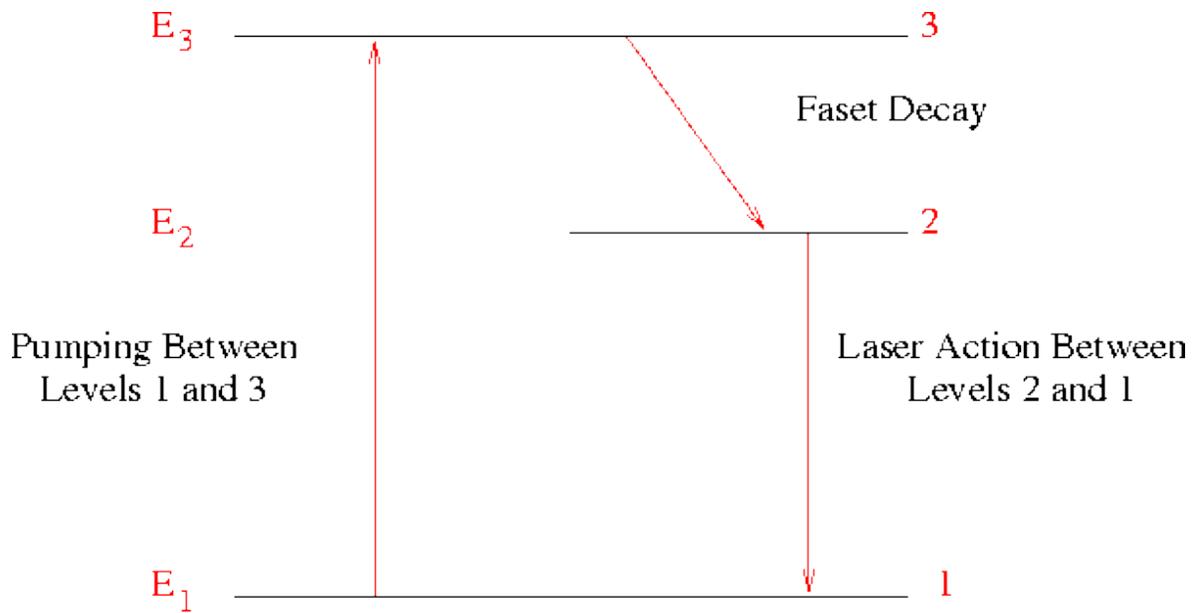


Figura 1.12 Laser a due livelli.

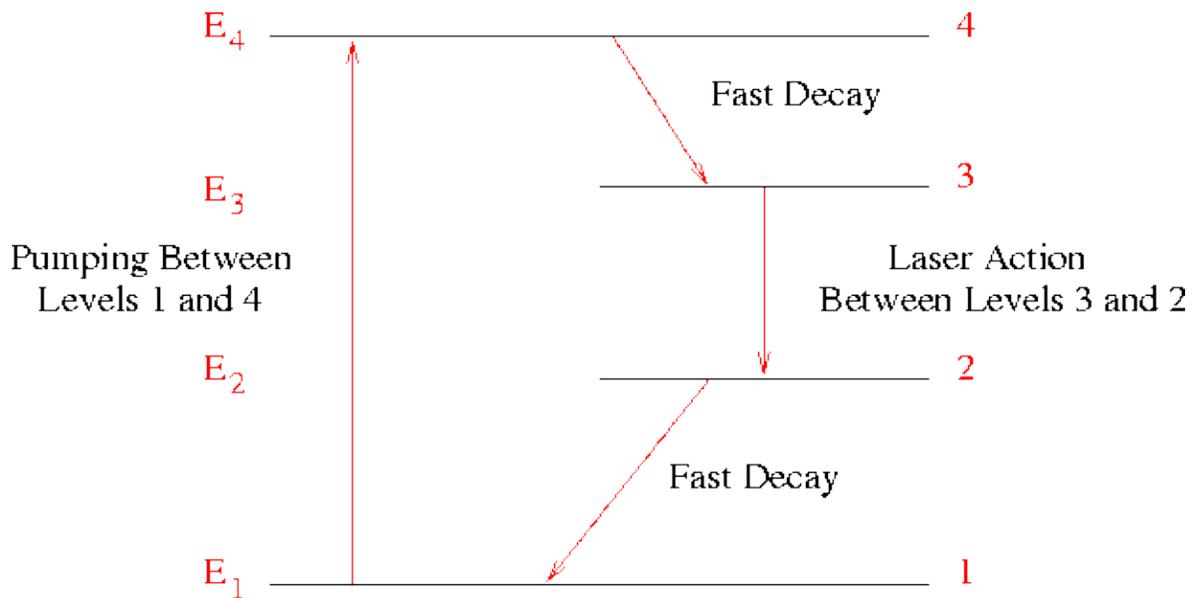


Figura 1.13 Laser quattro livelli.

La condizione di amplificazione è garantita se $N_2 > N_1$, tale non è di semplice realizzazione perché occorre promuovere $\frac{N}{2} + n$ atomi al livello superiore.

Sistemi a maggior efficienza constano nella presenza di 4 livelli energetici, il pompaggio prevede la transizione dal livello stabile E_1 al livello instabile E_4 , il

successivo decadimento non radiativo si verifica al livello metastabile E_3 , l'azione laser con diseccitazione è al livello E_2 (instabile) ed infine una nuova transizione veloce al livello di partenza E_1 .

Nel momento in cui la popolazione sul livello E_3 , caratterizzato da un tempo di permanenza lungo, supera quella sul livello E_2 si ottiene la condizione di inversione di popolazione $N_3 > N_2$. Affinché ciò si verifichi è necessario che il tempo di decadimento spontaneo tra i livelli 4-3 sia molto minore di quello tra i livelli 2-1, ovvero $\tau_{4-3} \ll \tau_{2-1}$, se soddisfatta, questa condizione porta una transizione radiativa tra i livelli E_3 e E_2 .

1.2.2.2 CAVITA' OTTICHE E MATERIALE ATTIVO

Discuteremo adesso delle due caratteristiche fisiche di un laser cioè la cavità ottica ed il materiale attivo. Consideriamo un'onda monocromatica che viaggia all'interno del materiale attivo, con una generica intensità luminosa $[W/m^2]$, come in Figura 1.14.

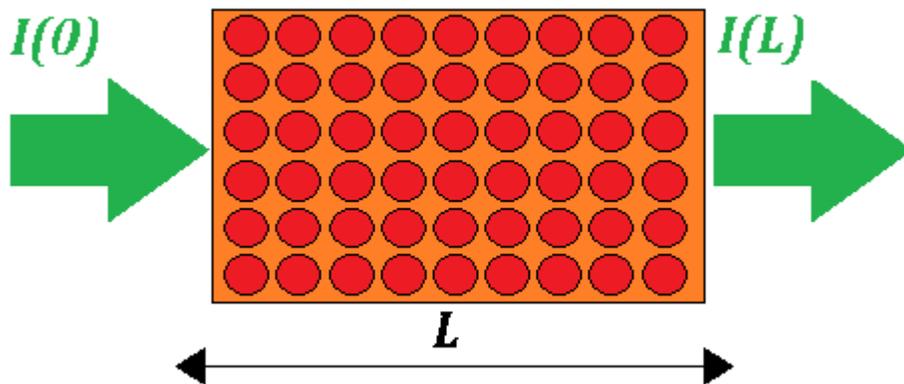


Figura 1.14 Intensità ottica all'interno del materiale attivo.

L'equazione che descrive l'intensità ottica dell'estremo L del materiale attivo è:

$$I(L) = I(0)e^{\sigma(N_2 - N_1)L}$$

dove σ è detta *cross-section* del materiale $[cm^2]$. Con l'aggiunta del materiale attivo nella cavità risonante ottica, l'onda subisce molteplici riflessioni, il numero di onde

viaggianti lungo l'asse normale tra gli specchi, attraversando continuamente il materiale attivo, aumentano sensibilmente. Grazie a ciò può avvenire un'amplificazione di luce e, se uno dei due specchi risulta essere parzialmente trasparente, parte della radiazione può uscire dalla cavità ottenendo così un fascio laser. Dunque la cavità laser con il materiale attivo è classificabile come oscillatore ottico, ossia un amplificatore che tramite retro-azione positiva attraverso specchi riflettenti posti ai lati del materiale attivo, confinando in questa porzione di spazio i fotoni emessi per emissione stimolata ottenuti da alcuni atomi provenienti dal materiale attivo, preventivamente eccitato dalla corrente di pompa. Ad emettere un fotone con la stessa fase e frequenza da quello incidente; si crea così un fenomeno simile ad una valanga ottica caratterizzato da un certo guadagno per unità di lunghezza ($I(L)/I(0)$), ovvero un guadagno logaritmico per unità di lunghezza pari a $g = e^{\sigma(N_2 - N_1)}$, e solo le perdite nel materiale e quelle utili, ossia la luce uscente, limitano la potenza emessa. Nella Figura 1.15 vengono rappresentate le varie potenze in gioco, inoltre le perdite sono definite dalla potenza ottica che fuoriesce dalla cavità ogni

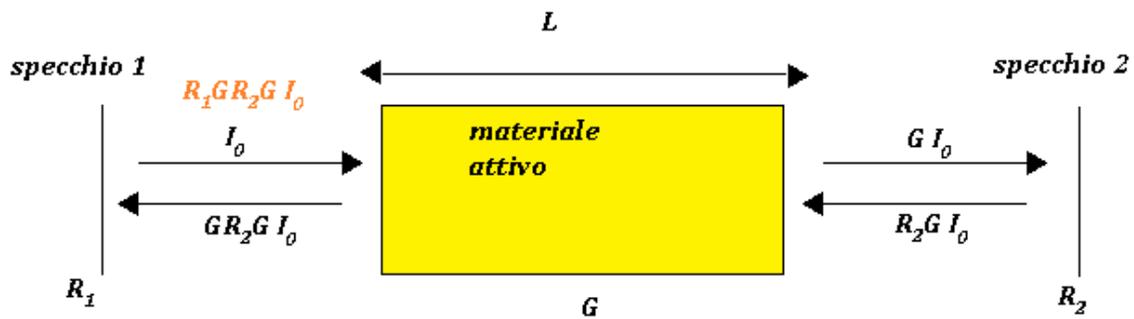


Figura 1.15 Potenze nella cavità ottica.

round-trip, quindi si possono definire perdite utili, esse devono essere tali da non condizionare l'oscillazione presente all'interno della cavità. Quando il guadagno è sufficiente a compensare tutte le perdite si ha un'onda stazionaria che si auto sostiene, definendo l'azione laser. Condizione che deve verificarsi durante il round trip, cioè nel giro completo è: $G^2 R_1 R_2 = 1$, ossia che: $\sigma(N_2 - N_1) = \frac{1}{2 \ln(R_1 + R_2)}$. Adesso è

possibile introdurre una densità di popolazione a soglia $N_{th} = \frac{\gamma}{l\sigma}$ dove $\gamma = \frac{1}{2\ln(R_1+R_2)}$ sono le perdite logaritmiche al singolo passaggio.

1.2.2.3 STRUMENTAZIONE A SEMICONDUETTORE E CLASSIFICAZIONE DEI LASER

Un diodo laser è formato da una giunzione p-n. Il pompaggio viene effettuato tramite la ricombinazione di elettroni e lacune che emettono fotoni ad una lunghezza d'onda λ dipendente dal gap energetico tra i livelli energetici e quindi dai materiali utilizzati. Con i movimenti degli elettroni che si muovono dalla zona n alla zona p ricombinandosi con le lacune e le lacune che muovendosi dalla zona p alla zona n ricombinandosi con gli elettroni, avviene la polarizzazione diretta del diodo laser. Inizialmente quindi si ha un processo di emissione spontanea, priva di coerenza spaziale e temporale. Tuttavia un elettrone e una lacuna non si ricombinano istantaneamente, ma questo fenomeno avviene dopo un tempo nell'ordine dei microsecondi. Quest'ultimo permette di poter raggiungere uno stato di inversione di popolazione. L'azione laser viene innescata tramite l'emissione stimolata e questa accade appena quando un fotone ha la necessaria energia. Per i semiconduttori a gap diretto, la ricombinazione tra un elettrone in banda di conduzione e una lacuna in banda di valenza è un processo radiativo, ossia si ha emissione luminosa prodotta dalla liberazione di energia dovuta alla ricombinazione.

Invece per i semiconduttori a gap indiretto il processo di ricombinazione non produce emissione luminosa, ma l'energia provoca vibrazioni dei reticoli multipli di un'unità fondamentali chiamate fononi. La Figura 1.16 rappresenta i diagrammi a bande dei semiconduttori a gap diretto e a gap indiretto. Nella Figura 1.17 viene mostrata la struttura di un laser a semiconduttore, ovviamente vi è una differenza tra i semiconduttori dovuta al tipo di gap. Nei semiconduttori a gap diretto (ad esempio il GaAs), il massimo dello stato energetico della banda di valenza è allineato al minimo stato energetico alla banda di conduzione, quindi la transizione tra le due bande di energia può avvenire senza che venga fornita quantità di moto Δp da parte del reticolo.

Al contrario per i semiconduttori a gap indiretto (come il Si), per far sì che avvenga la transizione tra i livelli energetici sono richiesti quanti di vibrazione del reticolo, chiamati fononi.

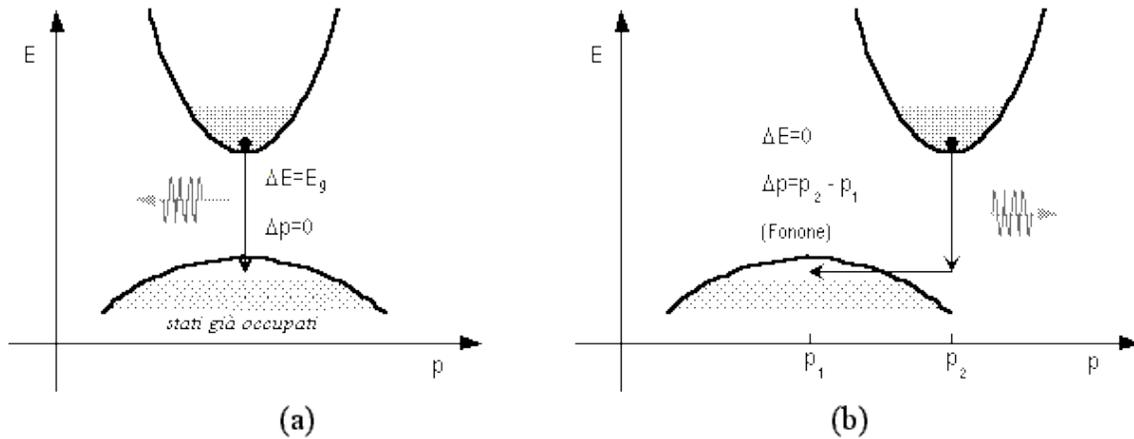


Figura 1.16 Rappresentazione delle bande energetiche con gap diretto (a) e indiretto (b).

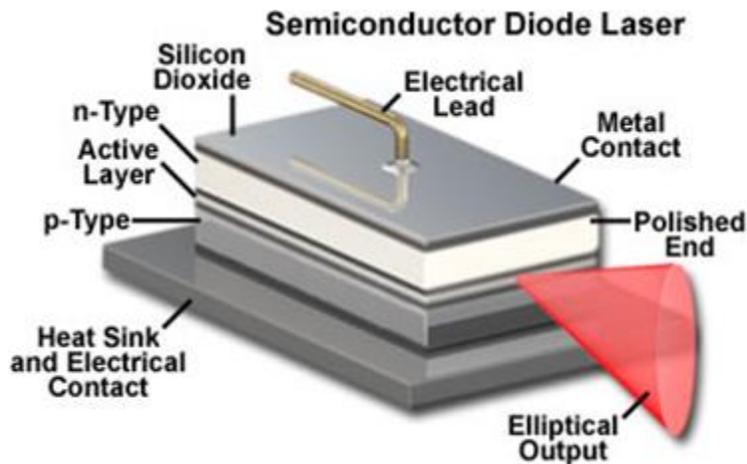


Figura 1.17 Struttura di un laser a semiconduttore.

Le caratteristiche di un diodo laser possono essere modificate agendo su parametri come il tipo di cavità ottica impiegata e la forma degli specchi semi-riflettenti necessari a realizzare la retroazione ottica. All'interno della struttura viene realizzata la cavità risonante con specchi ad alta riflettività. La struttura è verticale con i due elettrodi posti in alto e in basso, per cui la corrente di pompa è verticale mentre l'emissione luminosa avviene lateralmente, come osservabile in Figura 1.17.

Aumentando la corrente di pompa, si ha un incremento del guadagno ottico.

Alla condizione di inversione di popolazione corrisponde una corrente di pompa che viene definita corrente di soglia, questa condizione è verificata se il guadagno è superiore alle perdite.

La *slope-efficiency* è un parametro di notevole rilievo $\eta = \frac{\delta P_o}{\delta P_{pompa}} < 1$, sempre. La caratteristica potenza-corrente di un laser è descritta dalla Figura 1.18:

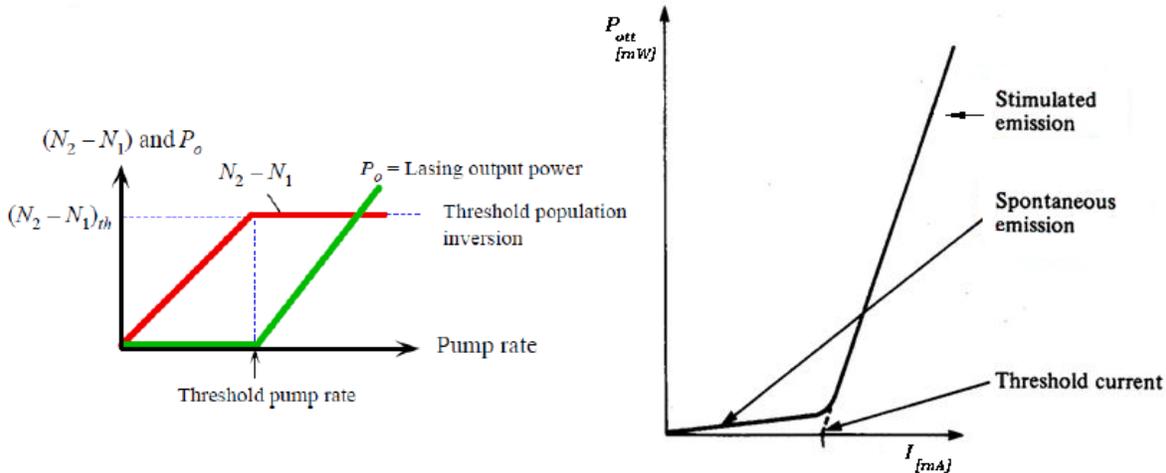


Figura 1.18 Caratteristica potenza-corrente.

si ha potenza ottica emessa dal laser già prima del raggiungimento del valore della corrente di soglia. Risulta evidente che in questa zona si ha un pompaggio ancora insufficiente a produrre emissione stimolata. Quindi per correnti inferiori al valore di soglia si ha il fenomeno dell'emissione spontanea. In realtà il cambio di pendenza tra le due regioni di emissione non è così brusco infatti misure sperimentali effettuate sulle sorgenti laser hanno mostrato un cambio di pendenza graduale che viene definito "ginocchio".

1.2.3 TIPOLOGIE DI SENSORI

I sensori di tipo laser vengono utilizzati in diversi settori: dal rilevamento di vibrazioni al riconoscimento di sostanze chimiche; sono di tipo ottico per cui non necessitano il contatto con l'oggetto della misura, evitando così fastidiosi effetti di carico. Molto spesso questi sensori vengono associati alle fibre ottiche, quest'ultime utilizzate con mezzo trasmissivo.

2 SENSORI OTTICI DISTRIBUITI

2.1 PROLEMI DI UNA MISURA DISTRIBUITA

Quotidianamente milioni di persone percorrono in automobile ponti, attraversano gallerie, occupano grattacieli, viaggiano su aeroplani o più semplicemente sfruttano energia data da generatori di potenza o da dighe, come mostrato in Figura 2.1 (10), per cui è indispensabile una discreta conoscenza sulla salute di queste strutture.

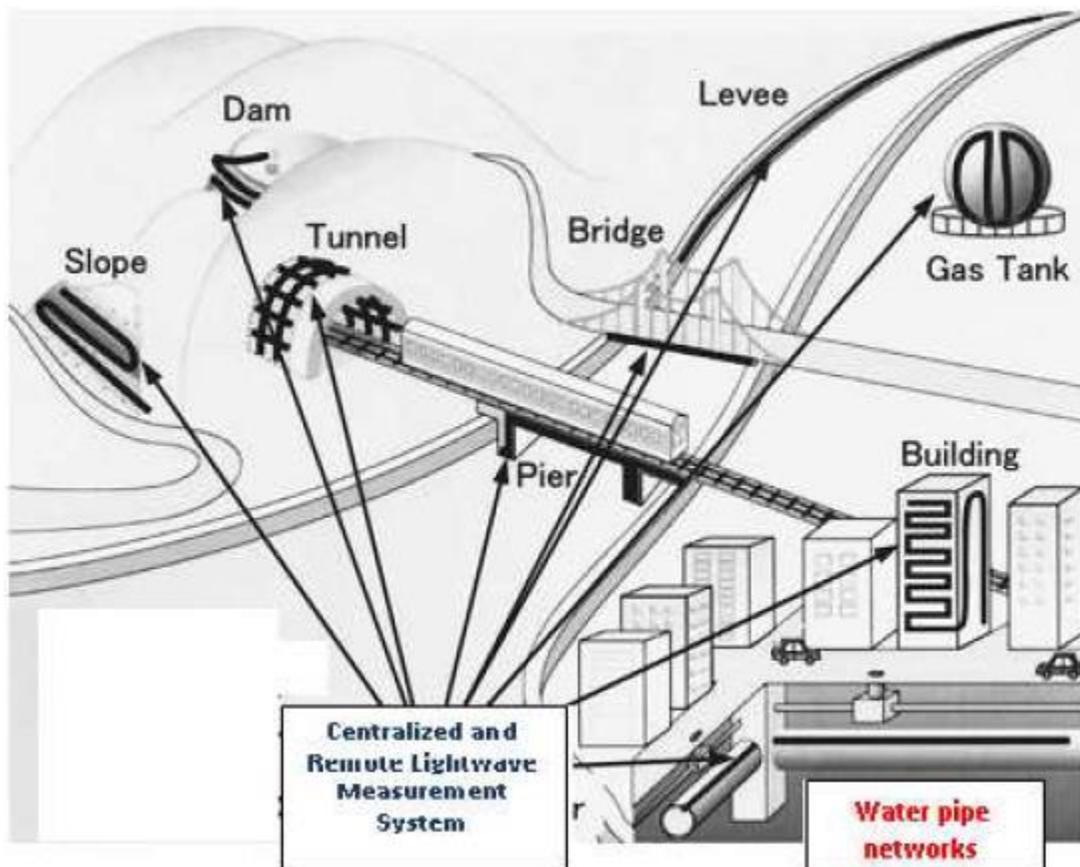


Figura 2.1 Applicazioni DOFS

Queste sono facilmente ispezionabili dall'esterno, ma gli stress e le deformazioni che affliggono dall'interno la struttura non sono trattabili con modi pratici. Il rilevamento di crepe nel cemento prima che diventino visibili potrebbe prevenire il collasso strutturale di edifici e altre opere civili. Dunque monitorare e diagnosticare la

condizione delle strutture sono state ulteriori spinte per lo sviluppo dei sensori in fibra ottica distribuite (*Distributed Optical Fiber Sensing*, da cui DOFS).

Le informazioni su temperatura, deformazione e vibrazioni sono quelle che un DOFS deve essere in grado di rivelare da ogni punto appartenente alla fibra ottica attraversato da luce. Quindi nasceva il problema di trovare fenomeni fisici legati alla luce, utili per riconoscere i parametri fisici della struttura lungo ogni singolo punto della fibra con adeguata risoluzione spaziale e sensibilità e soprattutto in un tempo accettabile. Negli ultimi vent'anni ci sono stati notevoli passi avanti in queste specifiche per cui troviamo sensori che sfruttano lo scattering di Brillouin con risoluzione spaziale della deformazione del micrometro su un metro e risoluzione di temperatura inferiore ad un grado centigrado. Queste fibre possono essere cablate all'interno di ponti, oleodotti, dighe, aerei, grattacieli al fine di riportare lo status di essi.

2.2 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

In questa sezione verrà spiegato il principio di funzionamento dei DOFS, in particolare i fenomeni che si manifestano all'interno della fibra. Una sorgente luminosa od ogni altra componente dello spettro elettromagnetico che si propaga attraverso un mezzo, può dare origine a diversi eventi di diffusione come mostra la Figura 2.2.

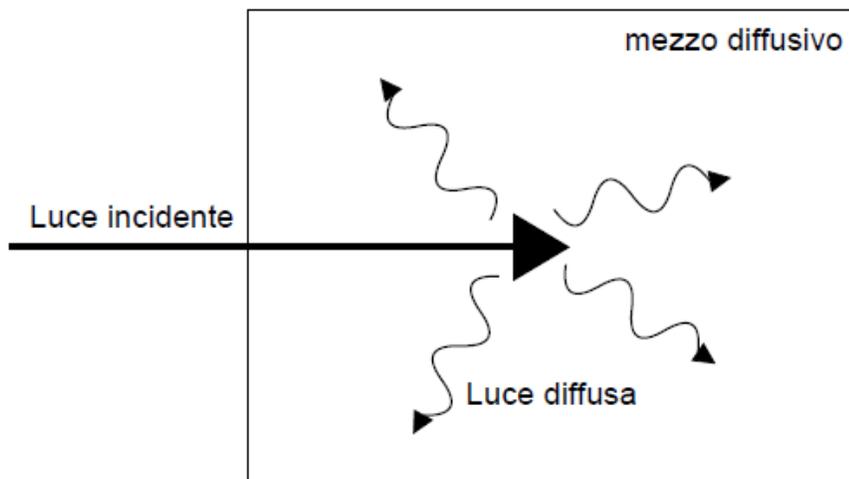


Figura 2.2 Diffusione spontanea della luce incidente in un mezzo dispersivo.

In un processo di diffusione si ha un assorbimento di fotoni incidenti e un'emissione di altri che possono presentare caratteristiche, quali direzione o frequenza, differenti rispetto a quelle dei fotoni originali. Esempi di tale fenomeno sono le diffusioni di Rayleigh, di Brillouin e Raman.

Affinché avvenga la diffusione ottica è necessaria un'interazione tra una un'onda luminosa con delle fluttuazioni delle proprietà del mezzo. Per la teoria quantistica, la luce può essere considerata come dei fotoni (ossia quanti nel campo elettromagnetico) mentre le oscillazioni nel mezzo, o stati eccitati, come fononi (quanti di eccitazione nel mezzo).

La diffusione può essere di due tipi: è definita *spontanea* se tali fluttuazioni accadono per fenomeni di tipo quanto-meccanico o per eccitazione termica del mezzo; viceversa, un processo è definito *stimolato* quando le fluttuazioni delle proprietà ottiche sono causate dalla presenza di uno o più segnali luminosi, tipicamente quest'ultima è più efficiente.

Analizziamo adesso le diffusioni di tipo Rayleigh, Brillouin e Raman. In Figura 2.3 è possibile osservare la variazione di potenza di scattering e lo spostamento in frequenza.

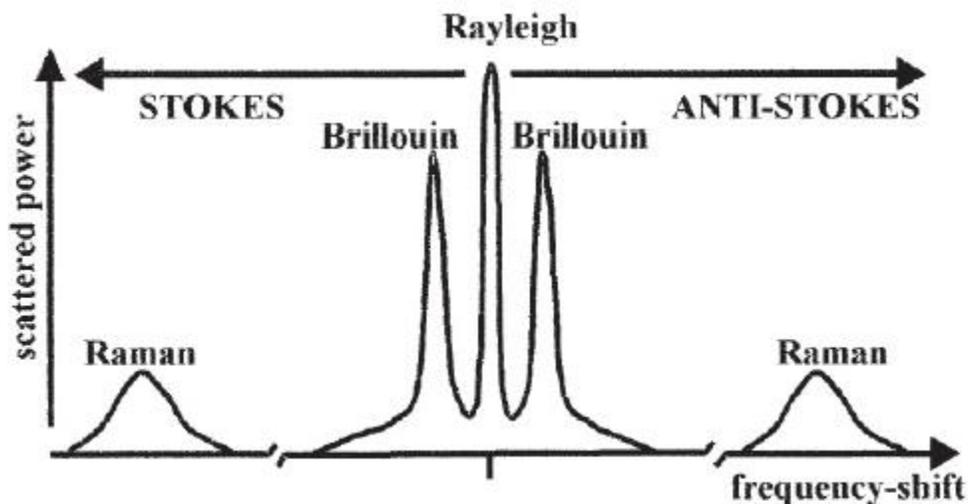


Figura 2.3 Spettri delle diffusioni Rayleigh, Brillouin e Raman.

Rayleigh, Brillouin e Raman sono anche le componenti della luce diffusa: vengono dette componenti di *Stokes* se la loro frequenza è più piccola di quella della luce incidente; altrimenti, se la frequenza è maggiore di quella della luce incidente vengono chiamate componenti *anti-Stokes*.

La *diffusione di Rayleigh* è dovuta a variazioni di densità del mezzo che non variano la loro posizione; inoltre, non introducendo variazioni in frequenza, è nota come diffusione quasi elastica.

Solitamente tali variazioni di densità sono imputabili a imperfezioni nella struttura della fibra per cui nate in fase di realizzazione.

La *diffusione di Brillouin* ha origine dall'interazione della luce con un'onda acustica che si propaga nel mezzo: i fotoni incidenti sono assorbiti ed insieme all'assorbimento o creazione di un fonone danno origine alla creazione di un fotone diffuso, il quale può essere di tipo Stokes o anti-Stokes, a seconda che il fonone venga assorbito o creato.

La *diffusione di Raman* è il risultato dell'interazione anelastica della luce incidente con gli stati vibrazionali delle molecole che costituiscono il mezzo diffusivo. Tale fenomeno può essere descritto tramite la meccanica quantistica come la diffusione di un fotone avente energia $h\omega_s$ ad un fotone ad energia $h\omega_p$, con h costante di Planck e ω_s , ω_p oscillazioni dei fotoni: la variazione di frequenza dipende dagli stati vibrazionali delle molecole che costituiscono il mezzo. Anche in questo caso il processo implica un trasferimento di potenza da un segnale all'altro.

2.3 SENSORI RAYLEIGH

I sensori che sfruttano il fenomeno della diffusione di Rayleigh sono molto differenti dalle tipologie di Brillouin e Raman. Il primo di quest'ultimi lega le variazioni di temperatura e le deformazioni alle alterazioni del raggio luminoso, mentre Raman solo la temperatura.

Nel fenomeno di Rayleigh non vi è alcun legame intrinseco tra il fascio luminoso e la maggior parte delle grandezze fisiche. Realmente però è possibile utilizzare i sensori basati sul fenomeno di Rayleigh per tracciare e rivelare gli effetti di propagazione, come un vero meccanismo di rivelamento.

Gli effetti della propagazione sono l'attenuazione, il guadagno, l'interferenza di fase e la variazione di polarizzazione. Tutti questi effetti incentivano a sfruttare sensori di tipo Rayleigh quindi oltre a poter "leggere" temperatura, deformazione posso legare altre grandezze fisiche.

In particolare, l'attenuazione indotta da un accoppiamento per radiazioni (interazioni tra campi evanescenti) è sfruttata per analizzare parametri relativi diversi come umidità, concentrazioni chimiche, deformazioni e pressioni. L'interferenza di fase è la base del calcolo, mediante sensori di Rayleigh, per il controllo di deformazione e temperatura. Infine la polarizzazione della luce gioca un ruolo fondamentale in quanto consente il rilevamento di vari fenomeni fisici come campi magnetici, torsioni e disposizione geometrica.

2.3.1 METODI DI ACQUISIZIONE

La parte più complessa dei sensori basati sulla diffusione di Rayleigh è proprio l'acquisizione della luce, poiché viene emesso un raggio luminoso e la lettura del sensore avviene sulla sola luce di "ritorno" (*backscattering*) ovvero la sola luce di verso opposto a quella incidente, nata dopo lo scontro tra luce sorgente e la struttura guida della fibra.

Il segnale di lettura è decisamente meno potente di quello di ingresso, circa una decina di dB della luce incidente. Dal punto di vista fenomenologico è possibile descrivere il *backscattering* come una sovrapposizione di luci generate da diversi riflettori, casualmente diffusi nella fibra. Ognuno di questi riflettori può essere spiegato tramite la teoria di Rayleigh, con la condizione che il backscattering e la luce incidente abbiano stessa fase e polarizzazione. Per quanto riguarda l'intensità della luce riflessa

generata dal singolo fascio luminoso, è casuale dovuto alle fluttuazioni di densità all'interno della fibra.

Trascurando per semplicità gli effetti di dispersione e polarizzazione, valutando inoltre una fibra monomodale, l'involuppo complessivo, $b(t)$, è descrivibile con la seguente formula:

$$b(t) = \sum_n c_n e^{-2[\alpha(z_n) + j\beta z_n]} a(t - 2\tau_n)$$

dove β è la costante di propagazione della fibra, $\alpha(z)$ descrive l'attenuazione accumulata fino a z , c_n e z_n sono l'ampiezza casuale e la posizione del centro di dispersione ennesimo.

$\tau_n = z_n \beta / d\omega$ è il ritardo di gruppo introdotto dalla propagazione fino a z_n , il fattore 2 descrive la propagazione di andata e ritorno, $a(t)$ è invece l'involuppo del segnale utilizzato per sondare la fibra, ed è generalmente una funzione armonica.

La precisione sui valori di c_n e z_n non è importante nel nostro contesto, è necessario invece dire che in condizioni di nessuna perturbazione sulla fibra è possibile prendere quei due valori come costanti.

L'obiettivo della tecnica di acquisizione è dunque ricavare l'attenuazione $\alpha(t)$ dalla misurazione di $\beta(t)$, il che equivale a misurare la risposta del canale "di trasmissione" fatta da propagazione di andata e di ritorno attraverso la fibra. La caratterizzazione può essere effettuata sia nel dominio del tempo, sondando la fibra con impulsi ideali per misurare la risposta all'impulso, sia nel dominio della frequenza, applicabile sondando la fibra con segnali ad onda continua a differenti frequenze così da avere la sua risposta in frequenza. In base alla scelta dell'approccio si hanno due diverse classi di riflettometri. Uno schema generico di riflettometro è quello mostrato in Figura 2.4:

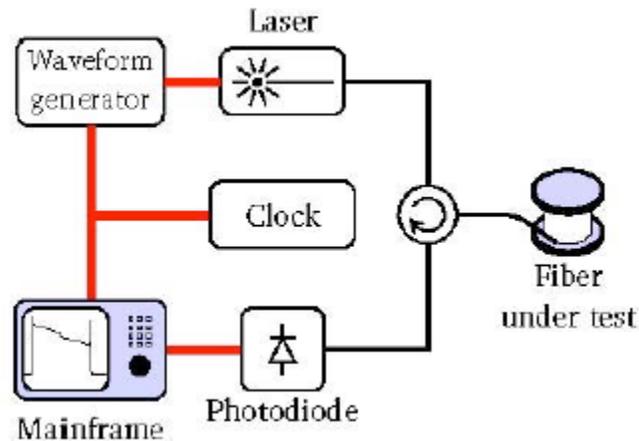


Figura 2.4 Schema generico di un riflettometro.

2.3.1.1 DOMINIO TEMPORALE

Il principio di funzionamento di riflettometro nel dominio temporale è molto semplice e consiste nell'inviare dei singoli impulsi nella fibra e valutare la risposta all'impulso nella propagazione di andata e ritorno. In Figura 2.5 vengono mostrati oltre al classico OTDR quelli relativi a Brillouin e Raman.

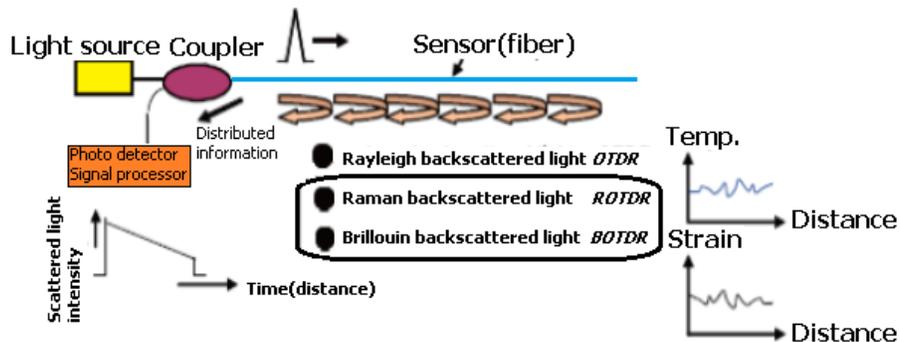


Figura 2.5 Acquisitori di segnali

L'implementazione di questo riflettometro è apparentemente semplice: sono necessari solamente un generatore di impulsi ottici, un fotorivelatore ed infine adeguati livelli sia di componentistica ottica, in maniera tale da separare il percorso d'andata da quello di ritorno, sia di elettronica, indispensabile per il controllo e l'immagazzinamento dei dati.

Ovviamente, più piccolo è l'impulso maggiore sarà l'accuratezza della risposta all'impulso.

Un aiuto per comprendere gli effetti della non idealità dell'impulso viene dato dal diagramma di Minkowski (rappresentato in Figura 2.6). La retta delle ascisse rappresenta il tempo, mentre le ordinate sono lo spazio normalizzato percorso dalla velocità di gruppo.

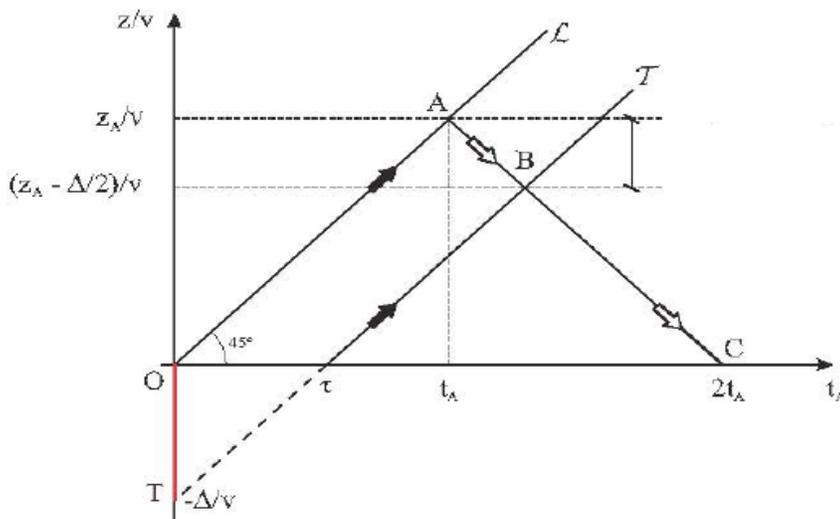


Figura 2.6. Diagramma di Minkowski.

Supponiamo di inviare un impulso rettangolare, per semplicità assumiamo inoltre che l'ingresso nella fibra del segnale sia a $t=0$. Nel diagramma lo spazio occupato è rappresentato dal segmento OT . Inoltre poniamo che il punto A venga raggiunto in un tempo t_A . La luce di backscattering che nasce, compie il segmento AC in $2t_A$. L'impulso continua a propagarsi nella fibra. Focalizziamo la nostra attenzione sul punto B : come si vede dal diagramma avremo una sovrapposizione delle propagazioni all'ingresso in fibra nell'istante $2t_A$.

Dal grafico si evince che nella regione AB avvengono i problemi di sovrapposizione sino all'ingresso della fibra. La potenza misurata dal *optical time domain reflectometer* (OTDR) è la sovrapposizione delle varie diffusioni nella regione AB ; facendo delle semplici considerazioni geometriche possiamo dire la diffusione di un tratto di fibra con lunghezza pari alle metà della lunghezza dell'impulso.

La principale conseguenza è che la risoluzione spaziale di un OTDR è pari alla metà della lunghezza dell'impulso di prova.

Si noti, tuttavia, che questo dovrebbe essere considerato come un limite inferiore alla risoluzione. Infatti, la risoluzione di una fibra ottica distribuita (DOF), cioè l'accuratezza spaziale con cui il campo fisico specifico è mappato, dipende da altri fattori, quali il rapporto segnale-rumore (SNR) di misura, per esempio.

La risoluzione spaziale di un sensore ottico distribuito è talvolta definita, rispetto ad una variazione di fase del campo fisico monitorato, come la lunghezza della risposta transitoria del sensore dal 10% al 90% dell'ampiezza nominale passo. Per aumentare la risoluzione spaziale si dovrebbe ridurre la lunghezza dell'impulso, ma questo comporta una riduzione del SNR. In realtà, il ragionamento sul diagramma Minkowski indica una potenza retrodiffusa dalla fibra non proporzionale alla potenza di impulso, ma piuttosto all'energia dello stesso.

Per un determinata potenza di impulso, dimezzando la durata dell'impulso, τ , dimezza la potenza retrodiffusa. Inoltre, la larghezza di banda elettrica del ricevitore deve adattarsi alla durata dell'impulso; quindi τ dimezzato richiede una banda del ricevitore raddoppiata, e quindi raddoppia la potenza del rumore che influenza la misura.

Come risultato, il SNR è approssimativamente proporzionale al quadrato della risoluzione spaziale. Dimezzare la risoluzione spaziale provoca una riduzione di quattro volte del SNR, e questo non può essere facilmente compensato aumentando la potenza dell'impulso, perché causano immediatamente distorsioni con effetti non lineari.

Un modo per superare questo problema è utilizzare segnali diversi da una sonda a singolo impulso come avviene nel coded-OTDR(COTDR). Con questa nuova tecnica si utilizzano una sequenza di impulsi codificati mediante parole binarie, appartenenti ad un alfabeto di L parole linearmente indipendenti. Per rendere più chiara questa nuova trattazione ci avvaliamo di un esempio, supponiamo di avere $L=3$, le tre parole

potrebbero essere $a=(1,0,0)$, $b=(1,1,0)$ e $c=(0,1,0)$. Quindi $a+b-c=(2,0,0)$, si vede che una combinazione lineare corretta delle tracce OTDR rilevate per ciascuna delle parole, dà la traccia che si sarebbe ottenuta lanciando un singolo impulso. In questo modo la risoluzione spaziale è la stessa della codifica normale, allo stesso tempo, il SNR di ogni misurazione aumentata per ogni un impulso inviato nella fibra. Con questa nuova codifica, il rapporto segnale rumore aumenta e generalizzando:

$$(L + 1) / (2L^{1/2})$$

noto come guadagno di codifica.

Questo SNR extra può quindi essere utilizzato per aumentare la gamma di misura, ridurre il tempo di misura, o migliorare la risoluzione spaziale.

Tuttavia in questo ultimo caso, è ancora necessario un aumento della banda del ricevitore (e conseguente rumore), di conseguenza dimezzando la risoluzione spaziale è indispensabile un aumento di circa 64 volte la lunghezza del codice (10).

2.3.1.2 DOMINIO DELLE FREQUENZE

L'analisi nel dominio delle frequenza può essere effettuata seguendo due differenti modi, basati entrambi sulla misurazione della risposta in frequenza. I due approcci sono: *incoherent optical time reflectometry* (I-OFDR) e *coherent optical time domain reflectometry* (OFDR) anche conosciuto come tecnica in onda continua a frequenza modulate (FMCW).

La configurazione è la stessa di Figura 2.4. La differenza fondamentale è che la fonte non è un impulso bensì un'onda continua di luce modulata in ampiezza da un segnale RF (radio frequenza).

Al segnale RF viene fatta variare linearmente la frequenza, così facendo si ottiene la risposta in frequenza su una determinata banda. Come nel dominio temporale la risoluzione spaziale è inversamente proporzionale alla risoluzione in banda del

segnale sorgente, per cui è necessario avere un ricevitore a banda larga per ottenere una buona risoluzione spaziale.

Lo schema di un OFDR è riportato in Figura 2.7, la sorgente emana un laser altamente coerente ad onda continua, la cui frequenza viene linearmente aumentata fino a diverse decine di nanometri. Il segnale viene inviato in parte nella fibra in prova, in parte utilizzato come oscillatore locale (LO). Il LO viene mischiato col *backscattering*, il risultato viene rilevato dal ricevitore ed è l'interferenza coerente. Questo tipo di soluzione porta dei vantaggi molto rilevanti: mescolare il segnale con LO porta ad una efficace demodulazione a frequenza intermedia, inoltre lavorando sulla velocità di *sweep* è possibile passare da una larghezza di banda di una decina di nanometri

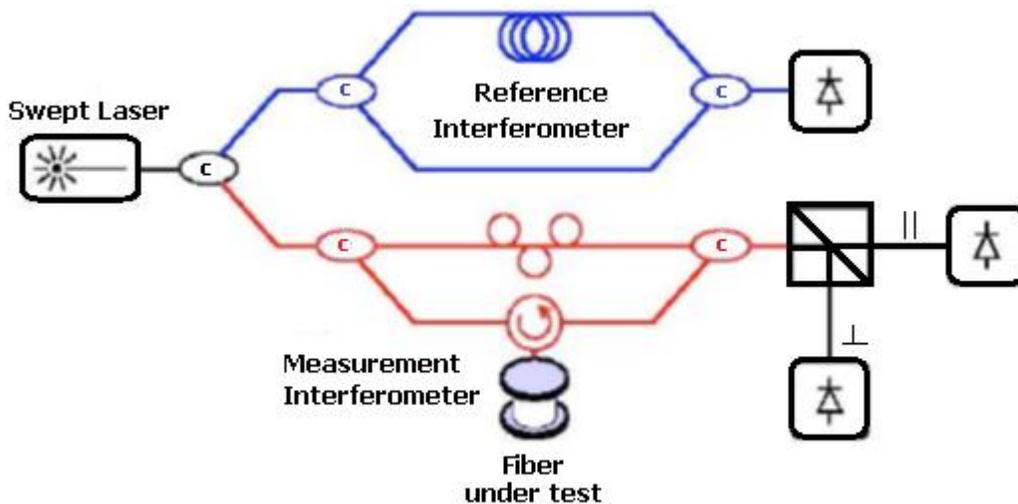


Figura 2.7 Configurazione OFDR.

scansionata dalla sorgente ad un segnale elettrico più comodo ad una di qualche di MHz. La risoluzione è molto elevata, ed è descritta da $\lambda_s \lambda_f / (2n\Delta\lambda)$, dove λ_s, λ_f sono gli estremi della lunghezza d'onda presa in scansione, $\Delta\lambda$ rappresenta la differenza tra i due estremi ed infine n è l'indice di rifrazione della fibra. Attraverso una scansione di una decina di nanometri è possibile raggiungere risoluzioni spaziali micrometriche.

Naturalmente, tutti questi vantaggi portano una maggiore complessità e una gamma limitata di misura. Le prestazioni possono peggiorare seriamente se la frequenza ottica

non è linearmente sweepata; per questo motivo devono essere compensate possibili non linearità. Come esempio, la configurazione mostrata in Figura 2.5 sfrutta un interferometro Mach-Zehnder per misurare la frequenza ottica effettiva.

Per ottenere il meglio della ricezione eterodina, devono essere utilizzati dei fotodiodi bilanciati. Inoltre, essendo basato sull'interferenza ottica, OFDR è intrinsecamente sensibile alla polarizzazione; quindi deve essere utilizzato un analizzatore di polarizzazione. Il fattore più limitante nel OFDR è la coerenza della sorgente. Chiaramente, per il principio di lavoro, ci deve essere coerenza tra il LO e la luce di *backscattering*. Risoluzioni spaziali micrometriche sono quindi raggiunte solo su fibra di lunghezza dell'ordine di poche decine di metri; per pochi chilometri è dell'ordine di alcuni millimetri.

2.3.2 APPLICAZIONI

I sensori di Rayleigh che adesso andremo a vedere sfruttano il fenomeno dei campi evanescenti: essi sono quelli dove il mantello viene modificato o adeguatamente progettato per migliorare l'interazione tra luce e ambiente esterno. Questa interazione è osservabile con l'aumento o decremento dello scattering di Rayleigh ed è misurabile tramite un classico OTDR. In generale sensori in fibra ottica distribuiti (DOFS) del tipo multimodale hanno il vantaggio di avere un sottile *cladding* e ciò porta ad un limite sul campo di misura, al massimo pochi chilometri.

Escludendo il caso di misura di temperatura, che verrà trattato da sensori con altro tipo di scattering, questo tipo di sensori trova ampio spazio nella rilevazione di sostanze chimiche. Sono due i principali approcci adottati: il primo consiste nel rivestire la fibra di materiale appropriato che altera le caratteristiche ottiche (assorbimento e indice di rifrazione) appena avviene il contatto con la sostanza da considerare; nel secondo vengono rimosse piccole sezioni di rivestimento della fibra, in maniera da alterare l'indice di rifrazione. In questo modo però si ottiene un sensore quasi-distribuito.

Un esempio applicativo del primo approccio è l'utilizzo di un rivestimento in acetato di polivinile utile per il rilevamento di acqua e umidità anche se recentemente altri tipi di rivestimenti sono stati introdotti per aumentare la sensibilità a sostanze chimiche come idrocarburi, acido cianidrico, cloro e acido solfidrico. Il meccanismo di rilevamento è una variazione dell'indice di rifrazione in modo da alterare il cammino ottico lungo la fibra. In questo modo è stato possibile osservare la presenza di idrocarburi, puri o disciolti in acqua, rei di avere modificato il rivestimento. Il lavoro mostra come gli idrocarburi possono essere rilevati in acqua usando un semplice

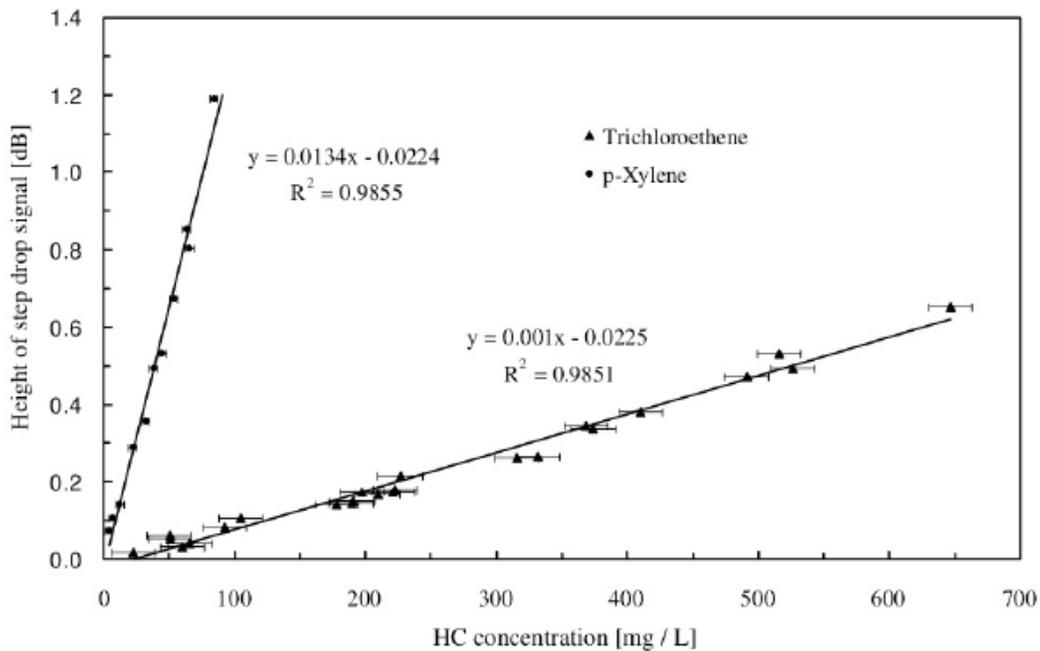


Figura 2.8 Grafico concentrazione di idrocarburi.

OTDR. È stato possibile osservare su lunghezza di 1 km concentrazioni di idrocarburi comprese tra le poche unità e la centinaia di mg/l.

2.4 RAMAN

Per quanto riguarda gli ultimi due fenomeni di scattering, ovvero Brillouin e Raman, tra loro molto simili, analizzeremo solo i casi stimolati, utili nell'ambito sensoristico, piuttosto che quelli spontanei visti come disturbi.

L'effetto Raman è un esempio di interazione non lineare anelastica della radiazione con la materia: un campo elettromagnetico intenso è portato a interagire con i modi vibrazionali propri del materiale di cui è composta la fibra ottica e dare luogo a un nuovo campo a frequenza diversa. Si consideri un modello classico; il campo elettromagnetico dell'onda incidente, che funge da campo di pompa, interagisce con il materiale mettendo in oscillazione gli elettroni di cui è composto. A causa dell'agitazione termica è possibile che siano già attivati dei modi vibrazionali molecolari alla loro frequenza di risonanza, la quale è molto inferiore a quella dei campi ottici, ciò a causa della notevole massa dei nuclei. Le oscillazioni atomiche alterano in generale sia il momento di dipolo sia la polarizzabilità della molecola poiché causano un periodico cambiamento nella distribuzione delle cariche elettriche in essa. Macroscopicamente si ha come conseguenza una modulazione alla frequenza di risonanza molecolare dell'indice di rifrazione del mezzo. L'interazione fra questo e l'onda di pompa produce la generazione di nuova radiazione a frequenza diversa da quella della radiazione incidente. Lo spettro dell'onda luminosa emergente presenta due *side-bands* accanto alla frequenza iniziale spostate fra loro di una quantità pari alla frequenza di vibrazione molecolare.

Se si considera un modello classico è necessario assumere che le vibrazioni molecolari siano già presenti prima che i dipoli siano investiti dall'onda. In realtà l'effetto Raman può causare esso stesso una eccitazione vibrazionale delle molecole e questo si può

capire con un semplice modello quanto-meccanico. Nella Figura 2.9 sono evidenziati i livelli energetici associati ai modi vibrazionali ed agli stati elettronici delle molecole

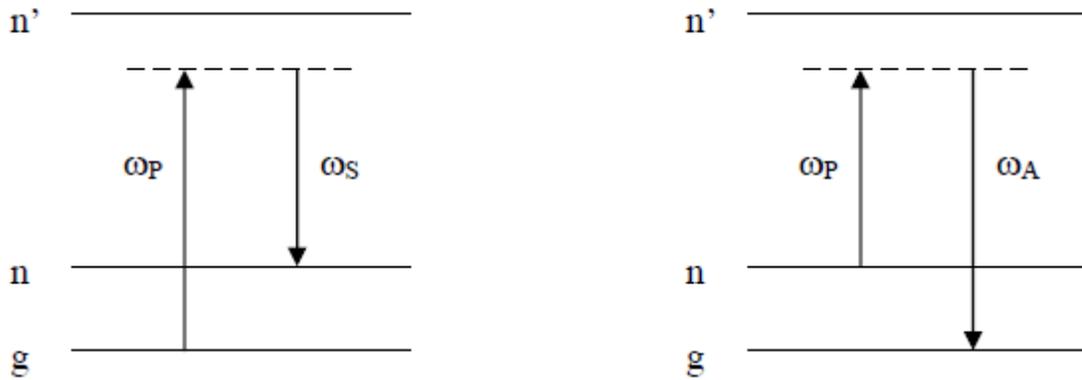


Figura 2.9 Stokes e anti Stokes

del mezzo. Nel primo caso l'assorbimento di un fotone da parte della molecola la porta da uno stato energetico iniziale g in uno stato eccitato virtuale (così chiamato perché non corrisponde a nessuno stato vibrazionale eccitato) associato allo stato eccitato elettronico n' , da cui essa decade molto velocemente portandosi nello stato vibrazionale eccitato n con l'emissione di un altro fotone. Quest'ultimo presenta una frequenza inferiore rispetto al fotone incidente perché parte della sua energia è stata ceduta al mezzo. Il fenomeno appena descritto è lo *shift Stokes*. È anche possibile uno *shift anti-Stokes* in cui la molecola, a causa della transizione virtuale, passa da uno stato vibrazionale primitivo eccitato n allo stato finale g , sempre passando attraverso ad un livello virtuale. In questo caso la radiazione emessa dalla molecola ha energia maggiore rispetto a quella incidente tutto ciò a spese della energia vibrazionale. Nella fibra ottica lo scattering Stokes è assolutamente predominante su quello anti-Stokes per due motivi: da un lato, in condizioni di equilibrio termico il livello g è molto più popolato del livello n in base al fattore di Boltzmann; dall'altro la transizione anti-Stokes nella fibra ottica risulta vietata perché, a causa della natura guidata della luce in essa, non possono essere soddisfatte opportune condizioni di *phase matching*. Quello descritto è l'effetto Raman spontaneo. Tipicamente esso è in grado di convertire una minima parte dell'energia trasportata dal campo incidente, circa un

fattore 10^{-6} di questa, in un'onda elettromagnetica a frequenza inferiore. Questo effetto ha importanti applicazioni in spettroscopia, ma nella trasmissione ottica in fibra si riduce ad un debole fenomeno di disturbo. La situazione cambia quando l'onda di pompa diventa sufficientemente intensa da generare un'onda Stokes secondo le modalità sopra descritte in grado di interagire con la prima. In questo caso le due onde a frequenza diversa si propagano all'interno della fibra e interagiscono fra di loro. In particolare si può ottenere dalla loro unione una modulazione a frequenza vicina a quella di risonanza Raman, che eccita direttamente i modi vibrazionali. Si crea in definitiva un rinforzo reciproco che porta ad un rapido incremento dell'intensità dell'onda Stokes a spese di quella di pompa; questo fenomeno è detto scattering Raman stimolato e si manifesta nella fibra ottica con un forte trasferimento di potenza dall'onda di pompa all'onda Stokes (11).

2.4.1 APPLICAZIONI

Dal suo sviluppo, i sensori Raman sono stati impiegati in una vasta gamma di settori applicativi. Alcune delle applicazioni sono di particolare interesse per le comunità industriali e accademici per le elevate dimensioni, di mercato o di opportunità di crescita. Queste applicazioni includono il rilevamento incendi (come ad esempio in gallerie e impianti industriali), il monitoraggio di pozzi e serbatoi per il settore petrolifero e delle tubature per il trasporto di gas (mostrato in Figura 2.10), rilevamento delle perdite (gasdotto o nave di monitoraggio per l'energia, petrolio e gas a valle e l'industria pesante). Trattare con rilevazione di incendi, sistemi di sicurezza nella produzione di energia e infrastrutture di trasporto richiedono sistemi di rilevazione affidabili in tempo reale e i sensori di tipo Raman sono i candidati ideali per raggiungere questo. Tra le varie applicazioni che richiedono tali sistemi, con capacità di misura senza interruzione su lunghe distanze, i più rilevanti sono allarmi antincendio nelle gallerie (ferrovie, autostrade, metropolitane, ecc.), supporti per cavi e nastri trasportatori. Altre applicazioni che possono beneficiare di questa tecnologia

di rilevazione incendio distribuita sono magazzini, parcheggi multipiano e grandi edifici (ad esempio, centri commerciali e alberghi) (12).



Figura 2.10 Tubature con strumentazione in fibra

2.5 BRILLOUIN

Come precedentemente accennato, un altro effetto non lineare anelastico che ha importanti conseguenze nella trasmissione ottica in fibra è lo scattering Brillouin stimolato. Analogamente all'effetto Raman, l'effetto Brillouin comporta una interazione di tipo fotone-fonone, solo che nel primo caso sono coinvolti i fononi ottici, mentre qui entrano in gioco i fononi acustici del mezzo in cui la luce si propaga. Considerando di nuovo un modello classico, in condizioni di equilibrio termico risultano già attivate all'interno della fibra delle onde acustiche, le quali, agendo come onde di pressione, producono una variazione periodica dell'indice di rifrazione del

mezzo. Ciò che si ha in definitiva è un debole reticolo di diffrazione che viaggia nella fibra alla velocità del suono. All'arrivo dell'onda di pompa si può avere una debole diffrazione Bragg di questa, se il reticolo ha la periodicità giusta e l'onda riflessa, che viaggia in direzione opposta alla prima, presenta una frequenza leggermente inferiore a causa dell'effetto Doppler, poiché il reticolo di diffrazione è in moto. Quello descritto è l'effetto Brillouin spontaneo.

Si ha un processo stimolato quando l'onda Stokes diventa sufficientemente intensa da interagire con l'onda di pompa; l'accoppiamento delle due onde rinforza il reticolo di diffrazione attraverso un processo detto di elettrostrizione, in base al quale un campo elettrico è in grado di indurre una deformazione spaziale e quindi un cambiamento locale dell'indice di rifrazione del materiale. Si innesca di nuovo un processo circolare di rinforzo reciproco fra onda Stokes e onda acustica e si parla in questo caso di scattering Brillouin stimolato.

2.5.1 APPLICAZIONI

In seguito viene spiegato brevemente il funzionamento del sensore basato sul fenomeno dello Scattering Stimolato di Brillouin (SBS). Nella configurazione classica, denominata *pump-probe*, l'interazione in fibra tra due onde luminose contropropaganti a differente frequenza, oltre che generare per effetto elettrostrittivo un'onda acustica, causa uno scambio di potenza tra l'onda di *pump* (quella a frequenza maggiore) e l'onda di *probe* (a frequenza minore). L'ammontare di tale trasferimento è massimo quando la differenza in frequenza tra i due fasci è pari a una frequenza caratteristica della fibra, denominata frequenza di Brillouin. Tale frequenza è dipendente dalle condizioni locali della fibra (deformazione e temperatura). È evidente, dunque, che il monitoraggio dell'interazione pump-probe, al variare dello shift in frequenza tra questi due fasci, consente di effettuare una misura della grandezza che agisce sulla frequenza di Brillouin.

Dall'analisi delle caratteristiche del trasferimento di potenza tra l'onda di *pump* e quella di *probe* è possibile risalire alla distribuzione di temperatura e di deformazione

presenti lungo la fibra. Tipicamente, la distribuzione spaziale della grandezza di interesse è ottenuta inviando lungo la fibra un breve impulso e misurando la luce riflessa o trasmessa con elevata risoluzione temporale. Per ottenere elevate risoluzioni spaziali è necessario l'impiego di impulsi di durata molto breve (decine di nanosecondi); questo comporta l'utilizzo di ricevitori a larga banda con conseguente degrado del rapporto segnale/rumore e necessità di utilizzare complessi sistemi di acquisizione dati.

I campi di applicazione del sensore sviluppato sono tutti quelli dove è richiesto un monitoraggio delle deformazioni e/o della temperatura su distanze che vanno dalle decine di metri sino ai chilometri con risoluzioni spaziali del metro o inferiore come ad esempio:

- Controllo delle deformazioni di grandi infrastrutture civili (ponti, dighe, viadotti, ecc.);
- Controllo delle deformazioni di tubazioni (acquedotti, oleodotti, gasdotti, ecc.);
- Monitoraggio della temperatura in gallerie per il controllo degli incendi;
- Monitoraggio della temperatura in aree vulcaniche;
- Monitoraggio della temperatura in mari e laghi per applicazioni ambientali.

Di notevole valore il fatto che la misura data da questo sensore in fibra è distribuita e non puntuale come gli altri sensori utilizzati per le stesse prove.

2.5.2 METODI DI ACQUISIZIONE

Per l'acquisizione si utilizzano degli analizzatori simili a quelli visti nella sezione dei sensori Rayleigh. Essi sono il *Brillouin Optical Time Domain Analysis* (BOTDA) ed il *Brillouin Optical Time Domain Reflectometry* (BOTDR).

Il sistema di sensori BOTDA utilizza lo scattering Brillouin (SBS) di una fibra ottica. La luce pulsata di pompaggio viene lanciata ad una estremità della fibra e si propaga nella fibra, mentre la luce ad onda continua (CW) è lanciata all'estremità opposta della fibra e si propaga nella direzione opposta. In questa configurazione, l'impulso di

pompa genera un segnale che viaggia all'indietro con una intensità detta guadagno di Brillouin. Quando la frequenza della luce CW è diversa da quella dell'impulso di pompa luminoso come la stessa frequenza di Brillouin della fibra ottica, allora la luce CW è amplificata attraverso l'interazione con l'impulso di pompa. Inoltre, la frequenza di Brillouin in una fibra viene modificato dalla deformazione o temperatura applicata sulla fibra. Pertanto, lo spostamento di frequenza Brillouin può fornire le informazioni di temperatura o di deformazione come la seguente equazione:

$$\nu(\varepsilon, T) = \nu(0,0) + C1\varepsilon + C2T$$

dove ε e T sono rispettivamente la deformazione e la temperatura, mentre $C1$ e $C2$ sono le costanti di deformazione e temperatura che assumono valori rispettivamente di 0.05MHz/micronstrain e 1.2MHz/°C, valutate per fibre monomodali al cui interno viaggia un raggio a lunghezza d'onda di 1500nm. La Figura 2.11 mostra un semplice BOTDA.

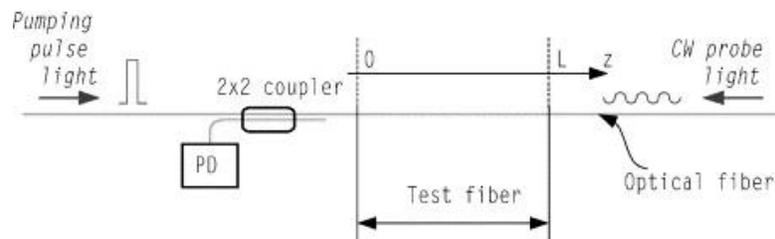


Figura 2.11 BOTDA.

Il BOTDR, in Figura 2.12 è un sistema di rilevamento distribuito in fibra in grado di analizzare temperatura e deformazione, riuscendo a misurare quest'ultime lungo regioni arbitrarie di una fibra ottica. Se il cavo ottico viene riscaldato in una certa parte di esso, le curve di distribuzione di temperatura lungo la fibra vengono misurate dal BOTDR prima e dopo il processo di riscaldamento. Confrontando la differenza tra le due curve è possibile identificare la posizione precisa della regione riscaldata. La posizione di un guasto nella fibra ottica può essere ottenuta utilizzando il BOTDR. La

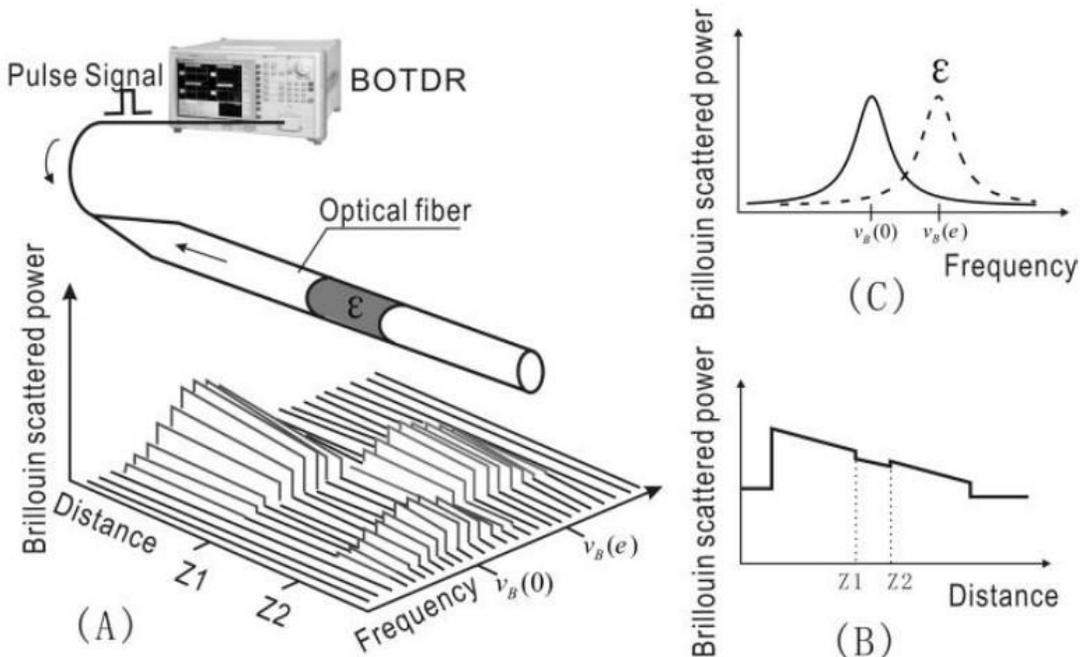


Figura 2.12 BOTDR.

distanza tra il punto difettoso e quello riscaldato lungo il cavo può essere determinata leggendo la distanza tra il sito difettoso e riscaldata sito lungo la fibra. Pertanto il cavo di localizzazione del guasto ottico può essere determinato senza documentazione di progetto relativo e calcolo complicato. L'accuratezza della posizione di guasto dipende dalla risoluzione spaziale del BOTDR e la distanza tra la zona riscaldata e quella difettosa. Minore è la distanza tra i due punti e più accurato sarà il risultato della localizzazione; aumentando i tempi del processo di riscaldamento si riduce la distanza tra la parte riscaldata e quella difettosa e quindi ottenere una maggiore precisione di posizione di guasto.

2.6 CONCLUSIONI

Nei paragrafi trattati in questa sezione sono stata molto evidenti gli illimitati campi di applicazione dei sensori di tipo scattering ma soprattutto l'elevata sensibilità nell'analisi di diversi fenomeni fisici. Purtroppo i costi di queste apparecchiature sono molto elevati portando così ad una valutazione spesso negativa e preferendo sensori alternativi, meno sensibili ma con costi decisamente inferiori.

3 SENSORI QUASI-DISTRIBUITI FBG

I reticoli di Bragg vengono realizzati mediante meccanismi fotocromatici, i quali cambiano permanentemente l'indice di rifrazione del nucleo inciso come mostrato in Figura3.1.

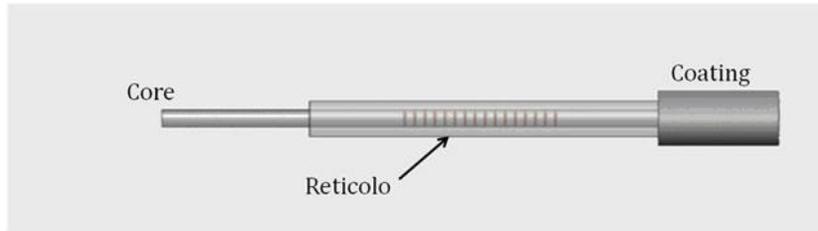


Figura 3.1 Reticolo di Bragg.

In questo modo una sola lunghezza d'onda viene riflessa, detta lunghezza d'onda di Bragg λ_B , ricavabile attraverso l'equazione fondamentale di Bragg che la relaziona al periodo delle frange del reticolo, Λ , e all'indice di rifrazione effettivo n_{eff} . (13)

$$\lambda_B = 2n_{eff}\Lambda$$

Il contributo additivo dei raggi luminosi riflessi avviene solo per quelle lunghezze d'onda legate al passo del reticolo e al particolare indice di rifrazione (Figura3.2).

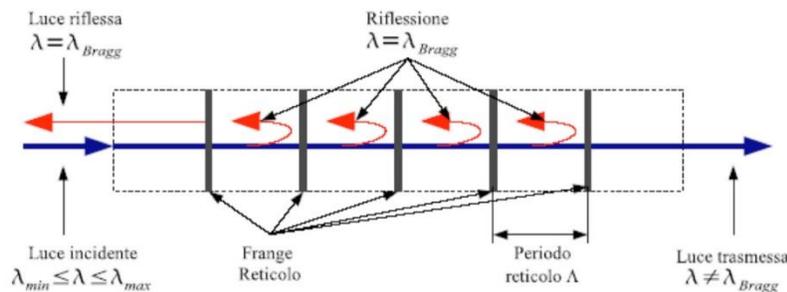


Figura 3.2 Riflessione luce nel reticolo di Bragg.

Come si può vedere dall'equazione fondamentale di Bragg, la lunghezza d'onda subisce una variazione ad ogni alterazione delle proprietà fisiche e meccaniche del reticolo. La deformazione della fibra provocherà, ad esempio, una variazione del passo del reticolo e dell'indice di rifrazione effettivo. Allo stesso modo, il reticolo

risponderà in modo diverso se soggetto a variazioni di temperatura. Proprio per questi motivi gli FBG (*Fiber Bragg Grating*) possono essere utilizzati come sensori per la misura di deformazione e temperatura attraverso la variazione della lunghezza d'onda di Bragg. La lunghezza del reticolo incide sull'intensità della risposta del sensore, ma la lunghezza è anche legata al numero di variazioni dell'indice di rifrazione all'interno del reticolo. La Figura 3.3 mostra la variazione dell'intensità di risposta al variare della lunghezza d'onda del reticolo, a parità di passo Λ .

Un altro parametro che può variare nei reticoli è la spaziatura tra le frange. Esistono

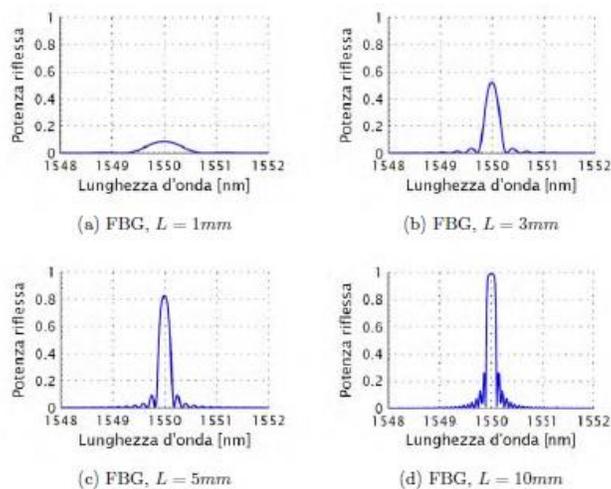


Figura 3.3 Variazione intensità risposta.

due diverse tipologie di reticolo:

- **Uniforme:** questa tipologia di reticolo è caratterizzata da una periodicità costante delle frange. Ciò permette la riflessione di una singola lunghezza d'onda luminosa, ottenendo uno spettro di riflessione molto stretto e centrato sulla lunghezza d'onda di Bragg λ_B .
- **Non uniforme (*chirped*):** questa seconda tipologia presenta una variazione monotona delle sue caratteristiche; tale variazione è ottenuta modificando sia la spaziatura delle singole frange sia l'indice di rifrazione del core. Per questo genera uno spettro di riflessione più ampio, dato che la riflessione della luce avviene su diverse lunghezze d'onda. (13) La ricostruzione della deformazione

richiede però procedure più complesse rispetto alla mera lettura di una variazione di lunghezza d'onda del caso precedente, la deformazione è infatti legata alla forma dello spettro. (14)

In Figura 3.4 è mostrato un esempio di spettro di riflessione e di geometria nei due diversi reticoli.

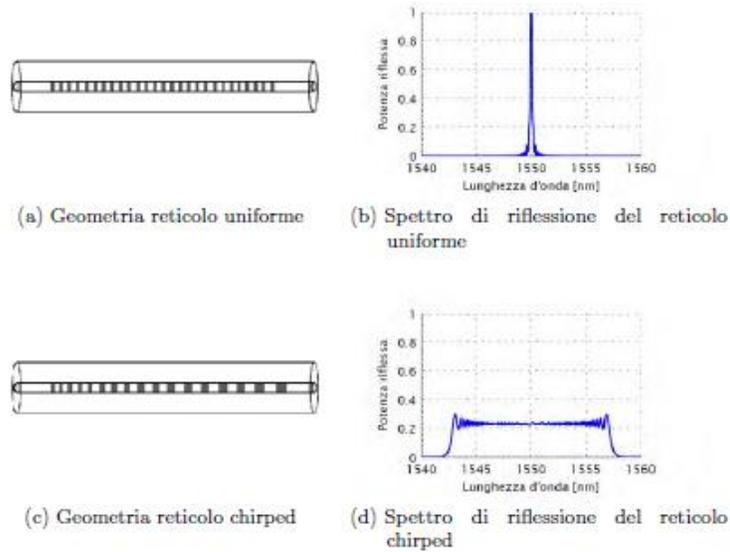


Figura 3.4 Confronto tra geometrie e spettro di riflessione tra le due differenti tipologie di reticolo di Bragg.

3.1.1 LEGAME FOTO-TERMO-ELASTICO

Come visto nella sezione precedente, una sollecitazione agente sul sensore si manifesta per mezzo di una variazione nello spettro riflesso. Diventa necessario, per poter valutare l'entità della sollecitazione, stabilire una relazione tra essa e le caratteristiche dello spettro. Per fare ciò si ricorre al legame foto-termo-elastico, che lega la deformazione alla variazione di proprietà ottiche di un reticolo uniforme (14) (15) (16). Differenziando l'equazione fondamentale di Bragg si può evidenziare la dipendenza delle variazioni di lunghezza d'onda dalle grandezze da misurare:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = \frac{\Delta\Lambda}{\Lambda} + \frac{\Delta n_{eff}}{n_{eff}} = \varepsilon_z + \frac{\Delta n_{eff}}{n_{eff}}$$

Con $\Delta\Lambda$ variazione del passo che, divisa per il passo del reticolo non deformato Λ , dà la deformazione lungo l'asse del sensore ε_z . Il termine Δn_{eff} invece rappresenta la variazione di indice di rifrazione del reticolo dovuta alla sollecitazione meccanico o termica. La deformazione assiale può essere scomposta, in modo da riuscire ad evidenziare la componente meccanica e quella termica:

$$\varepsilon_z = \varepsilon_z^t + \varepsilon_z^m = \alpha\Delta T + \varepsilon_z^m$$

Dove α rappresenta il coefficiente di dilatazione termica della fibra ottica. La variazione di indice di rifrazione è descritta invece dalla relazione (17):

$$\Delta n_{eff} = \frac{n_{eff}^3}{2} \left[p_{12}\varepsilon_z + (p_{11} + p_{12})\varepsilon_r - \left(\frac{2}{n_{eff}^3} \frac{dn}{dT} \right) \Delta T \right]$$

Dove:

- p_{ij} sono le componenti del tensore opto-elastico.
- ε_r la deformazione radiale del core della fibra.
- ΔT la variazione di temperatura.

Sostituendo quest'ultima equazione nell'equazione ottenuta differenziando la fondamentale di Bragg si ottiene il legame foto-termo-elastico completo:

$$\Delta\lambda_B = \lambda_B \left[\varepsilon_z - \frac{n_{eff}^2}{2} [p_{12}\varepsilon_z + (p_{11} + p_{12})\varepsilon_r] \right] + \lambda_B \left[\alpha + \frac{1}{n_{eff}} \left(\frac{dn}{dT} \right) \right] \Delta T$$

È possibile semplificare questa equazione introducendo delle costanti:

- Costante foto-elastica $p_e = \frac{n_{eff}^2}{2} [p_{12} - \nu(p_{11} + p_{12})]$.
- Coefficiente termo-ottico $\zeta = \frac{1}{n_{eff}} \left(\frac{dn}{dT} \right)$.

Avendo definito queste due costanti è possibile riscrivere l'equazione mettendo in evidenza la dipendenza dalla temperatura e dalla sollecitazione meccanica:

$$\Delta\lambda_B = \lambda_B(1 - p_e)\varepsilon_z + \lambda_B(\alpha + \zeta) \Delta T$$

oppure, definendo due nuovi costanti K_ε e K_T , dette costanti di proporzionalità

$$\Delta\lambda_B = (K_\varepsilon\varepsilon_z + K_T)\Delta T$$

Tendenzialmente le costanti di proporzionalità sono determinate sperimentalmente, dato che spesso non sono note in modo esatto tutte le grandezze necessarie ad un calcolo analitico (13). I ragionamenti applicati sin qui al caso specifico dei reticoli a passo costante possono essere applicati a reticoli *chirped*, purché la lunghezza delle sezioni sia sufficientemente corta.

3.1.2 TECNOLOGIA DI PRODUZIONE DRAW TOWER GRATINGS

Nel processo produttivo tradizionale della fibra ottica, essa viene inizialmente filata tramite estrusione a caldo e poi ricoperta con il coating. Dal momento che il coating non permette il passaggio della luce, la porzione di fibra destinata all'iscrizione viene prima privata, con uno specifico trattamento chiamato *stripping*, dal coating. Una volta terminato questo processo, la fibra viene esposta ad un laser a luce UV che, modificando localmente l'indice di rifrazione della fibra, iscrive il reticolo. Come ultima operazione, la parte trattata viene ricoperta con un nuovo coating (recoating) e i vari reticoli fotoincisi vengono marcati automaticamente sulla fibra. In Figura 3.5 è possibile vedere una schematizzazione del processo produttivo in questione (18). Il procedimento appena descritto indebolisce la fibra nel punto in cui viene rimosso il coating inizialmente, il che ne limita sia l'affidabilità che il campo di misura del sensore. Questo può essere un problema critico nella realizzazione di array di sensori, dal momento che la zona interessata da stripping e recoating può essere molto estesa, aumentando la probabilità che si crei un difetto.

I sensori Draw Tower Grating invece sono iscritti direttamente dopo il processo di estrusione a caldo della fibra, prima della deposizione del coating come si può notare dalla Figura 3.5.

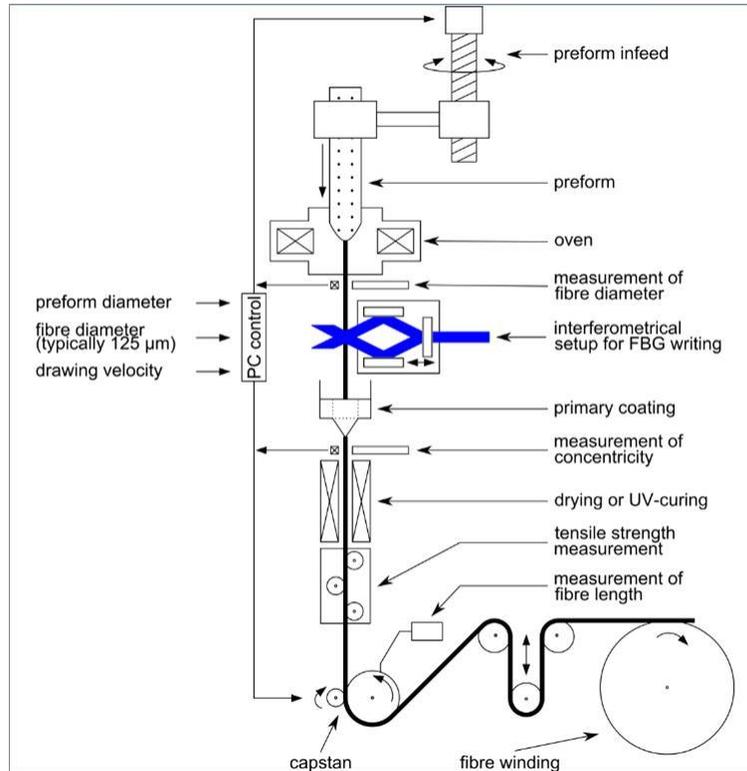


Figura 3.5 Processo di produzione di sensori Draw Tower Gratings

In questo modo vengono mantenute le proprietà meccaniche della fibra originale, dal momento che non è più necessario rimuovere il coating per inscrivere il reticolo.

Questa tecnologia presenta molti vantaggi rispetto ad un processo di produzione industriale (19).

- Elevata resistenza meccanica: dal momento che il coating viene posto sulla fibra dopo l'iscrizione del reticolo, non sono più necessarie le operazioni di stripping e recoating dei processi tradizionali. Per questo motivo la resistenza meccanica risulta pari a quella della fibra originale.
- Possibilità di produrre array di sensori: il processo permette di creare array di sensori molto lunghi, eventualmente senza discontinuità tra un sensore ed il successivo e senza bisogno di incollare più fibre in sequenza. Variando la

lunghezza dei singoli sensori e la loro lunghezza d'onda è possibile ottenere spettri con caratteristiche diverse a seconda delle esigenze.

- Bassi costi: essendo un processo completamente automatico, i costi di un array di sensori risultano essere contenuti, di poco superiori a quelli di un singolo sensore ottenuto con processi tradizionali.

3.1.3 COMPENSAZIONE DELLA TEMPERATURA

Come già visto la temperatura influenza in maniera significativa il segnale del FBG, per questo motivo si vogliono effettuare appropriate compensazioni. Attualmente la tecnologia FBG non permette la possibilità di autocompensazione, il che significa che una variazione di temperatura del provino provoca una variazione di lunghezza d'onda del picco.

Un primo approccio alla compensazione della temperatura è quello di utilizzare un secondo sensore FBG, utile solo alla misura della temperatura. Al segnale del primo FBG che misura sia la deformazione che la temperatura, viene sottratto, tramite una successiva elaborazione dei dati, quello del sensore che misura solo la temperatura, in modo da compensarne l'effetto. Il compensatore deve essere posto in una zona del provino in cui non si abbiano deformazioni meccaniche ma che risenta della stessa temperatura del primo. Si possono raggiungere risultati accurati per le deformazioni meccaniche semplicemente manipolando le equazioni caratterizzanti l'FBG:

$$\frac{\Delta\lambda_m}{\lambda_{0m}} - \frac{\Delta\lambda_c}{\lambda_{0c}} = k * \varepsilon_m$$

$$\varepsilon_m = \frac{1}{k} * \left(\frac{\Delta\lambda_m}{\lambda_{0m}} - \frac{\Delta\lambda_c}{\lambda_{0c}} \right)$$

dove $\Delta\lambda_m$ rappresenta la variazione di lunghezza d'onda del FBG che misura la deformazione, λ_{0m} la lunghezza d'onda a riposo dell'FBG che misura la deformazione, $\Delta\lambda_c$ la variazione di lunghezza d'onda del FBG utilizzato come compensatore e λ_{0c} la lunghezza d'onda a riposo del FBG compensatore. Non sempre

però è possibile trovare una posizione sul provino in cui non si abbiano deformazioni meccaniche in cui poter fissare il FBG compensatore (3).

Nel caso in cui non fosse possibile utilizzare un compensatore, si può usare un sistema che compensa direttamente la temperatura, tendendo a far diminuire la dipendenza dalla temperatura usando un particolare packaging. Questa tipologia di sensore permette di rendere invariante alla temperatura la risposta del reticolo. Questo può essere ottenuto annullando il coefficiente di proporzionalità fra le due grandezze nell'equazione:

$$\Delta\lambda_B = \lambda_B * (\alpha + \zeta) * \Delta T$$

Il sensore schematizzato in Figura 3.6 è realizzato inglobando il FBG in un tubo di materiale polimerico a liquido cristallino (LPC) e resina epossidica. (20)

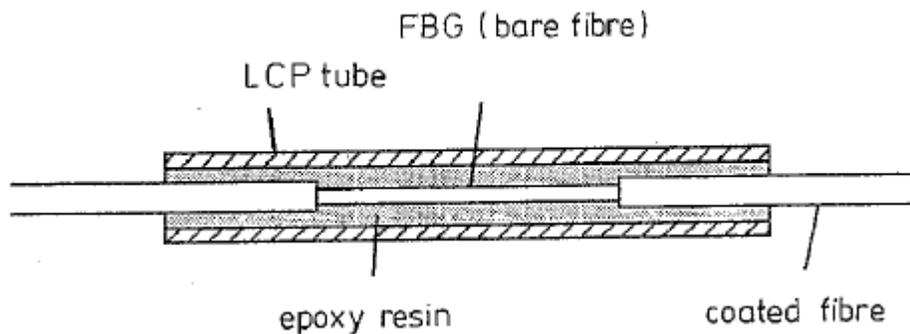


Figura 3.6 Sensore FBG inglobato in tubetto LPC.

Il coefficiente di dilatazione termica (CTE) del polimero cristallino è negativo, il che consente, dimensionando opportunamente il tubetto, di ottenere un CTE complessivo del sistema uguale ed opposto al coefficiente termo-ottico. Questo sistema di misura è adatto all'inglobamento in strutture di diverso tipo in quanto la compensazione diretta della temperatura è garantita dall'opportuno dimensionamento dei diversi componenti. Chiaramente, essendo la fibra rivestita come si poteva vedere in Figura 3.6, le dimensioni aumentano notevolmente ed aumenta di conseguenza l'ingombro di questo sensore. In Figura 3.7 si può vedere la dipendenza dalla temperatura per λ_B , misurata sia per l'FBG compensato sia per l'FBG non compensato per avere un paragone. Nei due casi sperimentati si è misurato un

$d\lambda_B/dT$ di $1.0\text{nm}/100^\circ\text{C}$ per il FBG non compensato mentre per quello compensato si è misurato un $d\lambda_B/dT$ di $0.13\text{nm}/100^\circ\text{C}$ (20).

Come si può notare dal grafico, grazie al particolare packaging, la dipendenza dalla temperatura è molto diminuita.

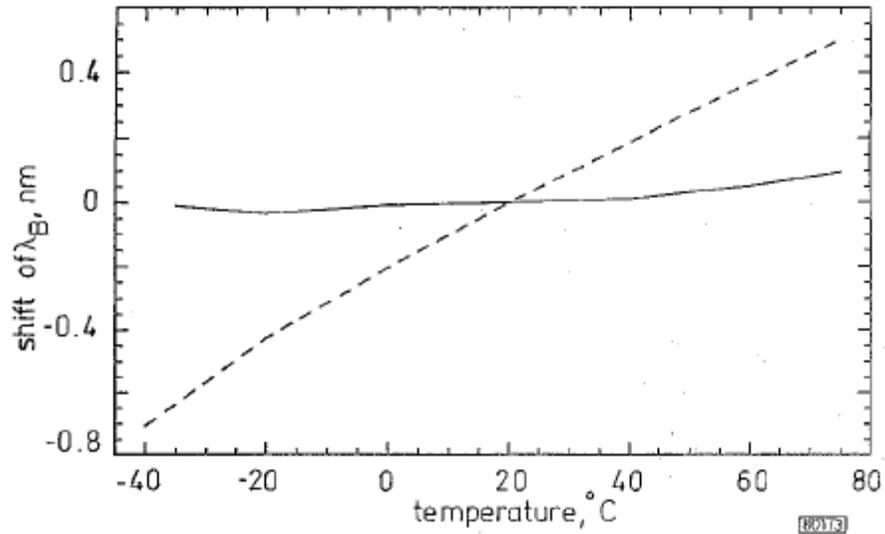


Figura 3.7 Dipendenza dalla temperatura di λ_B per il FBG compensato e per quello non compensato. Temperatura di riferimento 20°C , linea tratteggiata non compensato, linea continua compensato.

4 SENSORI INTERFEROMETRICI

4.1 PRINCIPI DI INTERFEROMETRIA

L'interferometria è una tecnica basata sulla sovrapposizione di due o più fasci ottici in accordo con la teoria ondulatoria della luce, ovvero che l'onda risultante dalla combinazione di onde separate ha proprietà legate a quelle dello stato originale dell'onda. Quando due onde alla stessa frequenza si combinano, l'onda risultante dipende dalla differenza di fase tra le due onde: onde in fase tra loro subiscono interferenza costruttiva, mentre onde fuori fase subiscono interferenza distruttiva. L'interferometria, nata nel diciassettesimo secolo ma sviluppata solo nei primi anni '60, è oggi uno dei più importanti metodi per effettuare misure di precisione in ambito industriale e di ricerca.

Consideriamo inizialmente due sorgenti virtuali S_1 e S_2 ottenute dalla stessa sorgente primaria S . Dato che entrambe le sorgenti sono equidistanti da S , i raggi che esse generano saranno in fase tra loro e avranno la stessa ampiezza.

Supponiamo inoltre che la sorgente S sia alimentata da una luce monocromatica con lunghezza d'onda λ . La medesima luce emessa da S_1 e S_2 in qualsiasi istante t può essere descritta come:

$$E = E_0 \sin \frac{2\pi t}{T} = E_0 \sin \frac{2\pi ct}{\lambda}$$

dove E_0 rappresenta l'ampiezza, T il periodo e c la velocità della luce.

Viaggiando da S_1 a un punto P , l'onda percorre un cammino $x_1 = S_1P$ e al suo arrivo è descritta da:

$$E_1 = E_0 \sin \left\{ \frac{2\pi}{\lambda} (ct - x_1) \right\} = E_0 \sin(\omega t - \phi_1)$$

con $\omega = \frac{2\pi c}{\lambda} = \frac{2\pi}{T}$ frequenza angolare e $\phi_1 = \frac{2\pi x_1}{\lambda}$ la fase dell'onda. Allo stesso modo l'onda che da S_2 arriva in P è data da:

$$E_2 = E_0 \sin \left\{ \frac{2\pi}{\lambda} (ct - x_2) \right\} = E_0 \sin(\omega t - \phi_2)$$

La differenza di fase tra le due onde è data da:

$$\phi = \phi_2 - \phi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} (x_2 - x_1) = \frac{2\pi \Delta}{\lambda}$$

dove $\Delta = x_2 - x_1 = S_2P - S_1P$ rappresenta la differenza di cammini. In Figura 4.1 viene mostrato uno schema dell'esperimento.

Ipotizzando che $y \ll D$ e che $d \ll D$ possiamo considerare i campi elettro-magnetici E_1 ed E_2 in P come nella stessa direzione. In questa condizione la sovrapposizione di E_1 ed E_2 è semplicemente la loro somma che risulta:

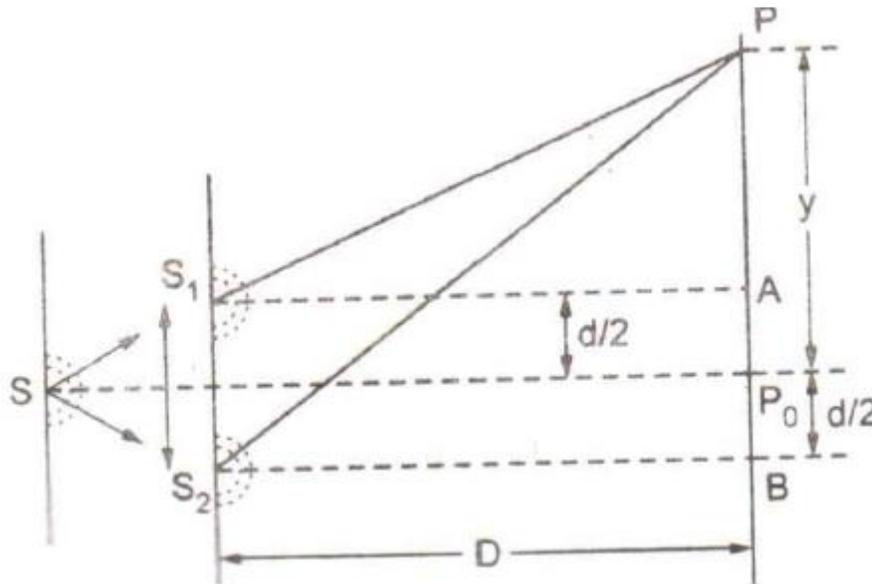


Figura 4.1 Schema rappresentativo l'esempio trattato.

$$\begin{aligned} E &= E_1 + E_2 = E_0 \sin(\omega t - \phi_1) + E_0 \sin(\omega t - \phi_2) \\ &= E_0 [(\cos \phi_1 + \cos \phi_2) \sin \omega t - (\sin \phi_1 + \sin \phi_2) \cos \omega t] \end{aligned}$$

sviluppando si ottiene $E_0(\cos \phi_1 + \cos \phi_2) = R \cos \theta$ e $E_0(\sin \phi_1 + \sin \phi_2) = R \sin \theta$ e quindi, sostituendo queste due ultime semplificazioni nella precedente equazione si ottiene:

$$E = R \sin(\omega t - \phi)$$

dove R è la nuova ampiezza del nuovo raggio e ϕ la nuova fase. L'intensità dipenderà dal quadrato dell'ampiezza risultante: sommando i quadrati dei due termini sopra ricavati si ottiene:

$$R^2 = 2E_0^2[1 + \cos(\phi_2 - \phi_1)] = 2E_0^2(1 + \cos \phi)$$

Il valore del coseno varia ovviamente tra -1 e 1 mentre quello dell'intensità tra 0 e $4E_0^2$ quindi il valore dell'intensità risultante I sarà massimo se R^2 sarà massimo, ovvero se

$$\cos \phi = 1 \text{ o } \phi = 0, 2\pi, 4\pi, \dots$$

quindi,

$$\frac{2\pi\Delta}{\lambda} = 0, 2\pi, 4\pi, \dots$$

e si ottiene alla fine

$$\Delta = 0, \lambda, 2\lambda, \dots$$

quindi in definitiva il massimo valore di I è

$$I_{max} = KR^2 = 4KE_0^2$$

dove K è la costante di proporzionalità. In questo specifico caso l'interferenza viene detta *costruttiva*.

L'intensità risultante è invece minima quando $\cos \phi = -1$ o $\phi = \pi, 3\pi, 5\pi$, quindi

$$\frac{2\pi\Delta}{\lambda} = \pi, 3\pi, 5\pi, \dots$$

il che significa

$$\Delta = \frac{\lambda}{2}, \frac{3\lambda}{2}, \frac{5\lambda}{2}, \dots$$

il minimo valore risulta quindi essere $I_{min} = 0$. In questo caso l'interferenza viene detta *distruttiva*.

Le due condizioni di massimo e minimo sono dunque rispettivamente:

$$\Delta = S_2P - S_1P = m\lambda, m = 0, 1, 2, \dots$$

$$\Delta = S_2P - S_1P = \left(m + \frac{1}{2}\right)\lambda, m = 0, 1, 2, \dots$$

Le condizioni di massimo e di minimo costituiscono le frange scure e chiare.

È possibile ricavare la posizione delle due frange:

$$(S_2P)^2 = (S_2B)^2 + (BP)^2 = D^2 + \left(y + \frac{d}{2}\right)^2$$

$$S_2P = D \left(1 + \frac{\left(y + \frac{d}{2}\right)^2}{D^2}\right)$$

Dato che inizialmente è stato assunto $y \ll D$ e $d \ll D$ possiamo sviluppare il termine binomiale e ottenere:

$$S_2P = D + \frac{1}{2D} \left(y + \frac{d}{2}\right)^2$$

In uguale modo si può ricavare

$$S_1P = D + \frac{1}{2D} \left(y - \frac{d}{2}\right)^2$$

quindi

$$\Delta = S_2P - S_1P = \frac{1}{2D} \times 4y \times \frac{d}{2} = \frac{yd}{D}$$

Ora, per quanto riguarda le frange chiare:

$$\Delta = m\lambda$$

quindi

$$y_m = \frac{d}{D} = m\lambda$$

che da

$$y_m = \frac{myD}{d}$$

Nelle precedenti relazione y_m indica la posizione dell' m -esima frangia; per la frangia centrale a P_0 , $m = 0$ e $y_0 = 0$ e la successiva frange chiara si troverà a $y_1 = \frac{D\lambda}{d}$ e così via. Per la frangia chiara $m - 1$ si avrà:

si avrà:

$$y_{m-1} = \frac{(m-1)D\lambda}{d} \text{ con } m = 1, 2, 3, \dots$$

l'ampiezza della frangia sarà data da

$$y_m - y_{m-1} = \frac{D\lambda}{d}$$

Uguualmente, le frange scure soddisfano la relazione:

$$y_{m'} = \left(m - \frac{1}{2}\right) \frac{D\lambda}{d}$$

La prima frangia scura si troverà, con $m = 1$ a

$$y_{1'} = \frac{1}{2} \frac{D\lambda}{d}$$

mentre la seconda frangia si troverà, con $m = 2$ a

$$y_{2'} = \frac{3}{2} \frac{D\lambda}{d}$$

e così via. Lo spazio tra due frange scure consecutive è $\frac{D\lambda}{d}$.

Come si può vedere le frange sono equispaziate, c'è una frangia scura tra due frange chiare, lo spessore delle frange è proporzionale a D e inversamente proporzionale a d , l'intensità di tutte le frange chiare è la stessa mentre quella di tutte le frange scure è zero.

La distribuzione di intensità delle frange segue la seguente legge:

$$I = 2KE_0^2(1 + \cos\phi) = I_0 \cos^2\left(\frac{\phi}{2}\right)$$

Ricordando le equazioni precedentemente ricavate, si può scrivere l'intensità in termini di y, d, D e λ come:

$$I = I_0 \cos^2\left(\frac{\pi y D}{\lambda d}\right)$$

4.2 INTERFEROMETRO A FIBRA OTTICA DI SAGNAC

4.2.1 EFFETTO SAGNAC

Per ricavare la relazione che lega lo sfasamento tra CW (*clock wise*) e CCW (*counterclock wise*) indotto dalla rotazione si può utilizzare un approccio cinematico. In prima approssimazione si può considerare un interferometro costituito da un anello circolare nel quale i due modi si propagano nel vuoto. In Figura 4.2 si può osservare uno schema dell'interferometro.

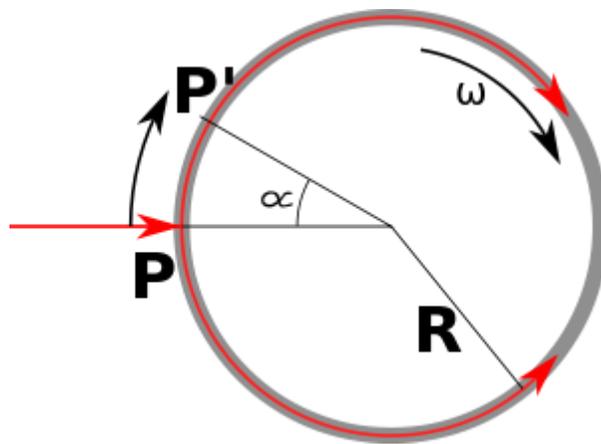


Figura 4.2 Interferometro ad anello di Sagnac.

La luce entra nell'interferometro nel punto P ed è diviso dal *beam splitter* nei due segnali che si andranno poi a propagare CW e CCW. Quando l'interferometro è a riposo, ovvero la velocità angolare è nulla, l'OPL (*optical path length*) dei due segnali è lo stesso. Anche la velocità dei due segnali è la stessa ed è uguale a c (dove c è la velocità della luce nel vuoto). Dopo aver percorso l'intera circonferenza, entrambi i raggi entrano nel *beam splitter* dopo un intervallo di tempo τ_r che è uguale a:

$$\tau_r = \frac{2\pi R}{c}$$

dove R è il raggio dell'interferometro.

Se l'anello ruota a velocità Ω , il *beam splitter* posizionato in P si muove durante l'intervallo di tempo τ_r di una lunghezza $\Delta l = \Omega R \tau_r$. Il raggio CW che si

propaga in maniera concorde al senso di rotazione percorre una distanza maggiore di $2\pi R$ per completare il giro dato che l'interferometro ruota di un piccolo angolo durante il tempo che il raggio impiega a fare il giro. Il raggio CCW invece deve percorrere un percorso più breve di $2\pi R$ per compiere il giro. La differenza tra i cammini ottici (*optical path difference*, OPD) di CW (L_{CW}) e CCW (L_{CCW}) è data da:

$$\Delta L = L_{CW} - L_{CCW} = 2\Delta l = 2\Omega R\tau_r = \frac{4\pi\Omega R^2}{c}$$

Dato che CW e CCW si propagano alla stessa velocità, il raggio CCW arriva a P prima dell'onda CW. Il ritardo tra i due segnali ottici è pari a:

$$\Delta t = \frac{\Delta L}{c} = \frac{4\pi\Omega R^2}{c^2}$$

Lo sfasamento $\Delta\varphi$ tra le due onde dovuto alla rotazione può essere scritta come:

$$\Delta\varphi = \Delta t \frac{2\pi c}{\lambda} = \frac{8\pi^2 R^2}{c^2} \Omega$$

dove λ è la lunghezza d'onda del segnale ottico. L'equazione dello sfasamento così ottenuta è valida solo per una singola rotazione dell'interferometro. Se il cammino ottico dei due raggi consiste in più giri (k) lo sfasamento diventa:

$$\Delta\varphi = \frac{8\pi^2 R^2}{c^2} k\Omega$$

Ora consideriamo un interferometro simile a quello appena trattato in cui però si sostituisce, come mezzo trasmissivo, il vuoto ad un mezzo dielettrico omogeneo avente indice di rifrazione n . Quando l'interferometro è a riposo, la luce viaggia attraverso il mezzo ad una velocità pari a c/n in entrambe le direzioni e il tempo di percorrenza di entrambe le onde attraverso l'anello risulta essere pari a $n \cdot \tau_r$. Le onde risultano essere in fase tra loro anche dopo il tempo di propagazione $n \cdot \tau_r$. Quando il circuito è in movimento, il *beam splitter* posizionato in P, nel lasso di tempo $n \cdot \tau_r$ si muoverà di $n\Delta l$ e quindi l'OPL di CW risulterà pari a:

$$L_{CW} = 2\pi R + n\Delta l = 2\pi R + \frac{2\pi n\Omega R^2}{c}$$

mentre l'OPD del raggio CCW sarà:

$$L_{CCW} = 2\pi R - n\Delta l = 2\pi R - \frac{2\pi n\Omega R^2}{c}$$

in questo caso la velocità della luce non sarà la stessa per entrambi i segnali; in particolare la velocità del raggio CW sarà:

$$v_{CW} = \frac{c}{n} + \alpha_d \Omega R$$

mentre quella dell'onda CCW:

$$v_{CCW} = \frac{c}{n} - \alpha_d \Omega R$$

dove α_d è il coefficiente di resistenza di Frensel-Fizeau che è dato dalla relazione

$$\alpha_d = 1 - n^{-2}$$

I termini additivi nella velocità della luce sono dovuti alla resistenza della luce mentre si propaga in un mezzo in movimento a velocità costante.

CW e CCW arrivano quindi in P ad istanti differenti e la differenza di tempo tra i due può essere calcolata come:

$$\Delta t = \frac{L_{CW}}{v_{CW}} - \frac{L_{CCW}}{v_{CCW}} = \frac{2\pi R + \frac{2\pi n\Omega R^2}{c}}{\frac{c}{n} + \alpha_d \Omega R} - \frac{2\pi R - \frac{2\pi n\Omega R^2}{c}}{\frac{c}{n} - \alpha_d \Omega R}$$

Ipotizzando che $c^2/n^2 \gg \alpha_d \Omega^2 R^2$ si ottiene

$$\Delta t \cong \frac{4\pi R^2 n^2 \Omega (1 - \alpha_d)}{c^2} = \frac{4\pi R^2 \Omega}{c^2}$$

Come si può osservare, questa differenza di tempo è identica a quella del caso precedente in cui veniva usato il vuoto come mezzo di propagazione. È possibile dimostrare rigorosamente questo risultato.

Come detto prima, la rotazione induce una differenza di frequenza tra i due modi che si propagano in direzioni opposte in una cavità ottica.

Un risonatore ottico a riposo, in cui la propagazione avviene nel vuoto, mantiene un modo ottico la cui frequenza di risonanza $\nu_{q,0}$ soddisfa la seguente relazione:

$$qc = \nu_{q,0} p$$

dove q è un numero intero che rappresenta l'ordine di risonanza e p il perimetro del risonatore. Se due modi risonanti contro-propaganti di ordine q sono eccitati in una cavità ottica, le loro frequenze di risonanza sono frazionate dalla rotazione:

$$\nu_q^{CW} = \frac{qc}{p_+}; \nu_q^{CCW} = \frac{qc}{p_-}$$

dove p_+ e p_- sono i due perimetri dei cammini ottici affrontati dai due modi risonanti. La differenza tra essi è denotata con Δp . La differenza di frequenza tra i due modi risonanti di ordine q è $\Delta \nu$ ed è pari a:

$$\Delta \nu = \nu_q^{CCW} - \nu_q^{CW} = qc \left(\frac{1}{p_-} - \frac{1}{p_+} \right) \cong qc \frac{\Delta p}{p^2}$$

Combinando quest'ultima equazione con $qc = \nu_{q,0} p$ si ottiene

$$\Delta \nu = \nu_{q,0} \frac{\Delta p}{p}$$

L'espressione appena ricavata dello split di frequenza non varia se la propagazione ottica all'interno del risonatore avviene in un mezzo trasmissivo avente indice di rifrazione n o in una guida ottica avente indice effettivo n_{eff} . Per un risonatore circolare $\Delta p = 4\pi\Omega R^2/c$, p è invece $2\pi R$ e quindi si può scrivere $\Delta \nu$ come:

$$\Delta\nu = v_{q,0} \frac{2R}{c} \Omega$$

dove R è il raggio del risonatore.

Se la cavità ottica avesse una geometria arbitraria la differenza $\Delta\nu$ risulta:

$$\Delta\nu = \frac{4av_{q,0}}{pc} \Omega$$

dove a è l'area racchiusa dal cammino ottico.

4.2.2 CONFIGURAZIONE DEL SENSORE

La configurazione di un interferometro di Sagnac è mostrata in Figura 4.3.

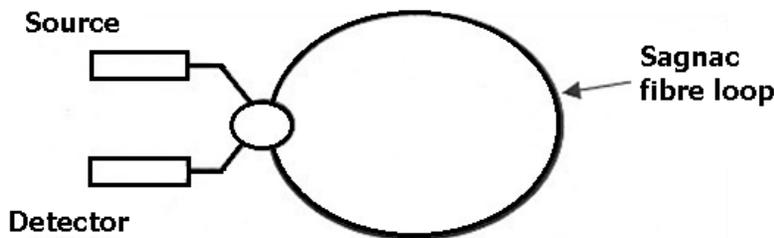


Figura 4.3 Rappresentazione schematica di un interferometro di Sagnac.

La sorgente laser entra in un *optical fiber coupler* (OFC) nel quale la luce in ingresso viene divisa in due fasci di ugual densità. Questi due fasci viaggiano attraverso la fibra ottica monomodale in due direzioni opposte: *clockwise* (CW) e *counterclockwise* (CCW). La bobina d'uscita è poi collegata ad un singolo rivelatore, a cui arrivano entrambi i segnali una volta che hanno effettuato il giro completo dalla fibra.

Grazie alla configurazione fisica di questo sensore, il suo principale impiego è stato quello per le misure di rotazione. Quando non lo si utilizza a tale scopo, i modi CW e CCW sono in fase mentre, a causa della rotazione, uno dei due cammini ottici risulta più corto rispetto all'altro. L'effetto Sagnac fa in modo che lo spettro interferometrico dipenda dalla frequenza angolare (21). La fase totale di ognuno dei due modi è la somma delle fasi di Sagnac, $+\Phi_s$ e $-\Phi_s$, e lo spostamento di fase introdotto dal divisore di raggio (*beam splitter*) Φ_{BS} prima dell'ingresso nella bobina. È possibile

ricavare, attraverso i legami tra la propagazione dei raggi e la velocità angolare, la relazione tra fase di Sagnac e la rotazione del giroscopio:

$$2\Phi_s = R_\phi \Omega$$

con R_ϕ la sensibilità di fase (cioè la misura dell'elettricità in uscita per ogni input ottico). Il fattore di scala è dato da $R_\phi = 8\pi A/\lambda_c$, con $A = \pi R^2$, con R raggio della bobina di fibra ottica. La risposta del FOG (*Fiber Optic Gyro*) è una funzione cosinusoidale della fase di Sagnac.

Il punto di massima sensibilità, data la dipendenza cosinusoidale, non è quindi facilmente raggiungibile; nella funzione coseno lo si trova alla fase $= \pm \pi/2$, e per raggiungerlo si può applicare una modulazione di fase ad entrambi i segnali CW e CCW in modo da mantenere il giroscopio attorno al punto di funzionamento in cui la sensibilità è massima. Questa modulazione può essere introdotta inserendo un *optical phase modulator* dopo il *beam splitter* che produce i due segnali CW e CCW. Tipicamente il segnale modulante è un'onda quadra avente periodo uguale a $2\Delta\tau$, con $\Delta\tau$ la differenza di tempo impiegata dal raggio luminoso per propagarsi dal *beam splitter* al modulatore di fase. In Figura 4.4 sono riportati lo schema dell'IFOG (*Interferometric Fiber Optic Gyro*) con modulatore e il segnale di modulazione.

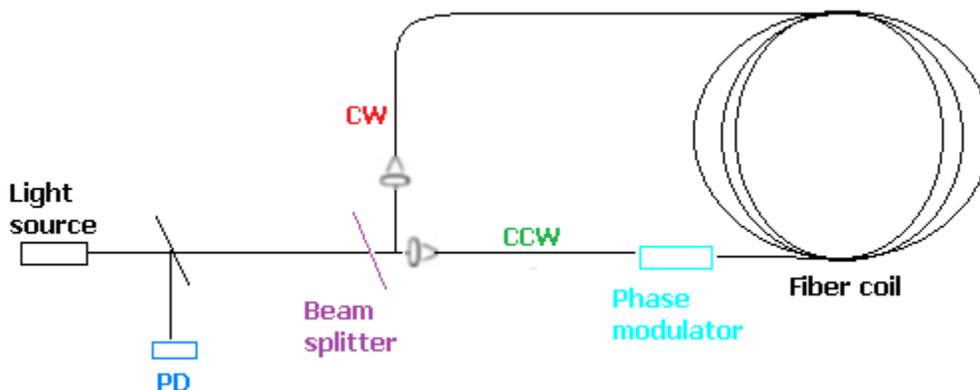


Figura 4.4 Modulazione di fase del raggio CW e CCW in un IFOG (2).

Esiste un valore minimo di velocità angolare rilevabile: essa dipende dal prodotto $R \times L$ e dalla potenza del fascio laser, con L la lunghezza totale della bobina e R il suo raggio. Un esempio di questa dipendenza è riportato in Figura 4.5: nell'esempio è stato

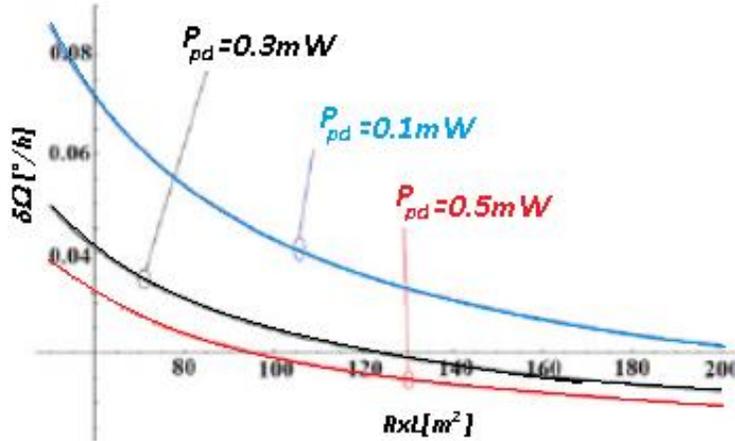


Figura 4.5 Velocità angolare minima rilevabile.

usato un sensore IFOG con banda di 20 Hz, operante a $1.55 \mu\text{m}$ con varie P_{pd} (0.1, 0.3, 0.5 mW).

Uno svantaggio della configurazione FOG mostrata precedentemente è costituito dal rumore di fondo molto elevato dovuto al fatto che l'output è preso direttamente dal *beamsplitter* usato per mandare i raggi laser all'interno della bobina. Per quanto riguarda il rumore in uscita dal sensore, esso è un rumore bianco, funzione però della dimensione della bobina e dell'intensità della luce in uscita. Un parametro importante nella scelta del FOG è il *drift rate*, ovvero i *deg/h* in funzione del tempo come mostrato in Figura 4.5: in base al tipo di applicazione può esserci un vincolo più o meno stringente sulla deriva; ad esempio, per un *missile seeker* sono accettabili derive fino a 10 gradi all'ora, mentre per sistemi di puntamento si richiedono derive non

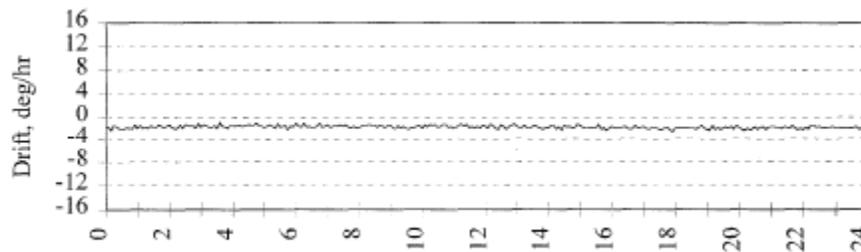


Figura 4.6 Test di deriva per 24 ore.

superiori ad un grado per ora: tale accuratezza è garantita dai sensori IFOG ovvero sensori FOG con i fasci luminosi sfasati in partenza. Il requisito più impegnativo per un giroscopio rimane comunque una stabilità nel drift nonostante le alte variazioni di temperatura e ciò è garantito non da una compensazione della temperatura, ma da una progettazione del sensore per un range di temperature militare, ovvero da $-70\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $+80\text{ }^{\circ}\text{C}$, garantendo quindi un corretto funzionamento senza bisogno di compensatore (22).

La letteratura propone molte soluzioni al problema della dipendenza cosinusoidale del segnale come ad esempio la traslazione di Φ_s da $f=0$ ad una frequenza portante f_m . Con questo metodo, il segnale risultante sarà $\cos(2\pi f_m t + \Phi_s)$ e comparandolo con il segnale di riferimento $\cos(2\pi f_m t)$ si può recuperare il valore della fase di Sagnac. Le soluzioni più utilizzate restano però della modulazione di fase (2).

4.2.3 APPLICAZIONI

Grazie al fatto che il FOG è composto da soli cinque componenti (la bobina di fibra ottica, il circuito ottico, l'accoppiatore, la fonte e il *photodetector*), che si può modificare a piacimento il packaging del sensore e il fatto che si può sistemare la bobina anche in remoto, rendono molto utilizzato questo sensore (22). Proprio il vantaggio di porre la bobina in remoto è stato sfruttato per la misurazione della velocità di rotazione di un giunto cardanico, con la bobina montata all'interno del giunto stesso. Non solo, ma l'IFOG è stato anche usato largamente in applicazioni militari quali sistemi di puntamento per missili, *missile seeker*, stabilizzatori di videocamere montate su elicotteri e altre applicazioni che richiedono una banda molto elevata. Usando il FOG la fibra ottica come elemento sensibile del sensore ha il vantaggio appunto della grande banda passante, limitata tendenzialmente dal rate in uscita del convertitore digitale presente nella catena di condizionamento del segnale in uscita dal gyro. Nelle applicazioni militari, oltre l'elevata banda passante è molto sfruttata anche l'insensibilità a molti disturbi quali quelli elettrici e magnetici (22). Un altro campo in cui i FOG sono molto utilizzati è quello nautico: negli INS (*Inertial*

Navigation System) ne sono presenti 3. Questo sistema di navigazione viene spesso usato in ambienti sottomarini (anche a profondità di 3000 metri) senza la presenza dell'uomo. Il sistema deve quindi essere in grado di mantenere le coordinate dettategli dalla superficie in maniera molto precisa; si arriva ad una deriva che va sotto i $5m/h$. Uno dei vantaggi di utilizzare un giroscopio a fibra ottica e non un classico meccanico sta anche nella potenza assorbita: meno di 10 W. Per quanto riguarda la banda passante, essa si aggira attorno ai 400÷500 Hz.

La configurazione standard mostrata inizialmente, che è la stessa per FOG e IFOG, non è reciproca: il *beam splitter* introduce uno sfasamento di $\pi/2$ tra il raggio trasmesso e il raggio riflesso, ciò significa che, a riposo, i due raggi non sono in fase tra loro. Questo problema può essere risolto usando la configurazione reciproca (o minima) mostrata in Figura 4.7:

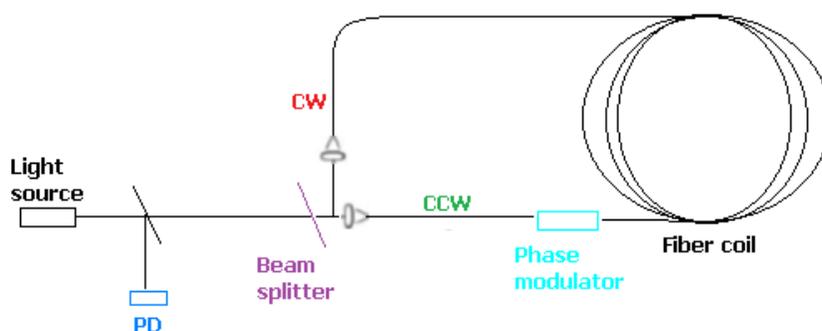


Figura 4.7 Configurazione reciproca iFOG.

In questa configurazione sia il raggio CW che quello CCW vengono riflessi due volte attraverso i *beamsplitters*, in questo modo entrano in fase nel *photodetector* quando la bobina non è in movimento. Si possono effettuare due diverse configurazioni: anello chiuso o anello aperto. La differenza tra le due risiede nella presenza o meno di un modulatore di fase nell'anello di retroazione. Nella configurazione open-loop il modulatore non è presente e si può osservare una forte non linearità per alti valori di Ω (maggiori di $10^\circ/sec$). Dato che una buona linearità su tutto il range dinamico è un requisito fondamentale per gli IFOG ad alte prestazioni, tipicamente la

configurazione ad anello aperto non viene usata quando è richiesta un'alta accuratezza.

Il minimo angolo rilevabile dal sensore è:

$$\delta\Omega = \frac{c\lambda}{4RL} \sqrt{\frac{Bhc}{\eta\lambda P_{pd}}} * \frac{3600 * 180}{\pi} = \frac{c\lambda}{4RL} \Pi * \frac{3600 * 180}{\pi} [^\circ/h]$$

Dove P_{pd} è la potenza ottica media in ingresso al *photodetector*, η la sua efficienza, B la banda passante del sensore e h la costante di Planck. $\Pi = \sqrt{\frac{Bhc}{\eta\lambda P_{pd}}}$ è il parametro che dipende dalle prestazioni del sistema di lettura.

4.3 INTERFEROMETRO IN FIBRA OTTICA DI MACH-ZEHNDER (MZI)

4.3.1 QUADRATURA

Negli interferometri che si basano su due bracci come Michelson e Mach-Zehnder, la luce viene inizialmente suddivisa in due fasci che poi verranno ricombinati insieme. La luce risultante dalla ricombinazione dei due fasci ha una potenza P_{out} che dipende dalla differenza di fase tra i due fasci, chiamata $\Delta\Phi_b$. Leggendo poi questa differenza di fase si può risalire all'intensità del fenomeno fisico che si intende misurare.

Nel braccio sensibile il misurando modifica l'indice di rifrazione della fibra N_{eff} inducendo anche una variazione di fase del raggio nel braccio:

$$\Delta\Phi_{m(misurando)} = \frac{2\pi}{\lambda_0} L_{int} \Delta N_{eff}$$

dove λ_0 è la lunghezza d'onda nel vuoto della luce utilizzata e L_{int} la lunghezza di interazione tra misurando e braccio sensibile. La differenza di fase sarà tanto maggiore tanto più sarà grande L_{int} e ΔN_{eff} e più sarà piccolo λ_0 .

In un caso ideale la potenza in uscita del segnale può essere espressa da:

$$P_{out} = \sum_k P_{in,k} (1 + \cos \Delta\Phi_{m,k})$$

dove $P_{in,k}$ è la potenza fornita al k-esimo modo, $\Delta\Phi_{m,k}$ è la differenza di fase indotta dal misurando al k-esimo modo. Nel caso in cui si propaghi un solo modo all'interno dei due bracci, la funzione di trasferimento data da P_{out}/P_{in} è funzione dello sfasamento $\Delta\Phi_m$ come rappresentato in Figura 4.8. I punti in cui $\Delta\Phi_m = (n + 1/2)\pi$ sono detti punti di quadratura: tale punto è fondamentale ai fini della buona riuscita della misura in quanto un valore troppo tendente al massimo della frangia o al minimo non permetterebbe una corretta sovrapposizione della differenza di fase indotta dal misurando in quanto la attenuerebbe. Si sono sviluppati molti metodi attivi per

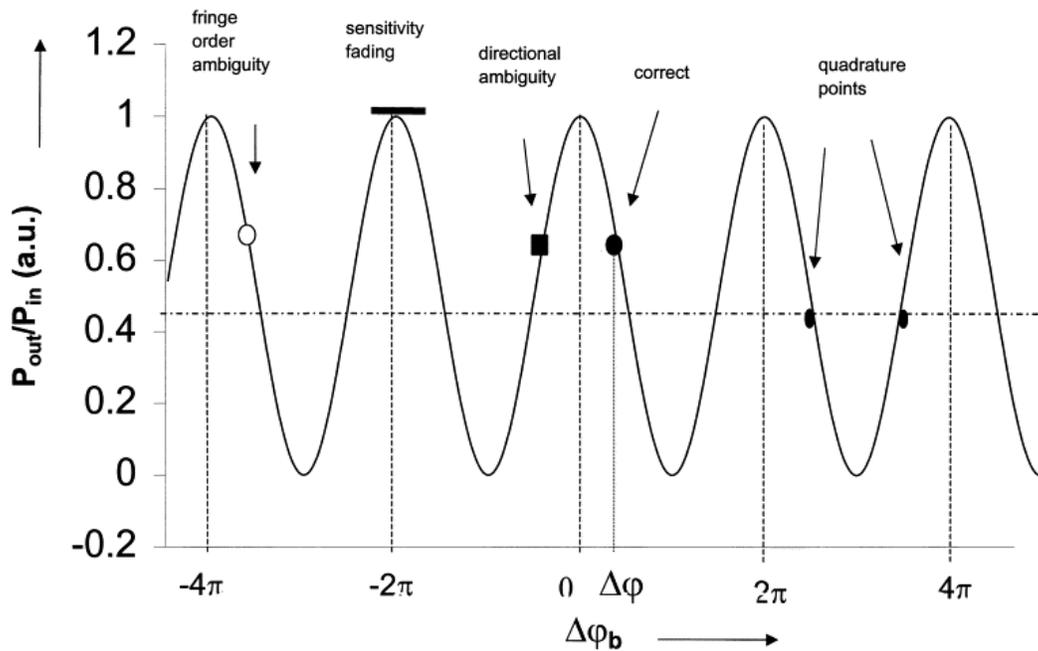


Figura 4.8 Rappresentazione della fdt di un MZI in funzione della differenza di fase $[\Delta\Phi]$.

mantenere in quadratura la fase, tutti molto dispendiosi. Un metodo molto interessante e consolidato, in quanto utilizza un metodo passivo, è quello di utilizzare un 3x3 coupler.

Come già mostrato nel testo precedentemente questo metodo passivo sfrutta legami trigonometrici che garantiscono, in ogni istante, che il sensore risulti sempre in quadratura grazie allo sfasamento di 120° tra i tre segnali in uscita dal *coupler* (23).

4.3.2 CONFIGURAZIONE DEL SENSORE

Lo schema in Figura 4.9 mostra la configurazione di un interferometro in fibra ottica di Mach-Zehnder.

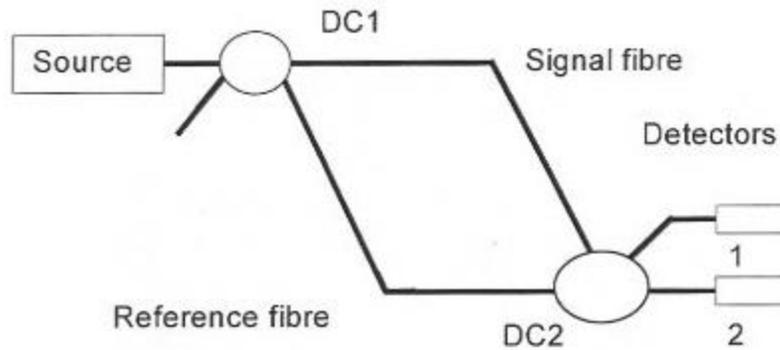


Figura 4.9 Interferometro di Mach-Zehnder in fibra ottica.

Questo interferometro è costituito da due accoppiatori 2×2 all'uscita e all'ingresso. L'eccitazione è applicata alla *signal fibre* e il suo effetto produce una differenza di cammino ottico tra la fibra di riferimento e quella di segnale. L'intensità della luce in uscita dall'interferometro può essere espressa dalle seguenti formule (24):

$$I = 2A^2(1 + \cos \Delta\phi)$$

$$\Delta\phi = \frac{2\pi n_0}{\lambda} \left\{ 1 - \frac{n_0}{2} [(1 - \nu)P_{12} - \nu_f P_{11}] \right\} \int_{L_f} \varepsilon_f dx$$

dove $\Delta\phi$ è lo sfasamento ottico, n_0 l'indice di rifrazione della fibra, λ la lunghezza d'onda, ν_f il rapporto di Poisson, P_{11} e P_{12} sono le costanti di Pockel mentre L_f è la lunghezza della fibra ottica e ε_f il suo allungamento. Dato che i termini che precedono l'integrale sono costanti per ogni fibra, lo sfasamento ottico totale risulterà quindi proporzionale all'integrale della deformazione della fibra. Misurando $\Delta\phi$ l'integrale della deformazione della fibra può essere ricavato facilmente come:

$$\int_{L_f} \varepsilon_f dx = \frac{\Delta\phi}{\frac{2\pi n_0}{\lambda} \left\{ 1 - \frac{n_0}{2} [(1 - \nu)P_{12} - \nu_f P_{11}] \right\}}$$

L'integrale appena ricavato mostra la variazione di lunghezza della fibra, che è vincolata alla struttura da monitorare. La deformazione media per $\Delta\phi$ è:

$$\varepsilon_{avg} = \frac{\int_{L_f} \varepsilon_f dx}{L_f} = \frac{\lambda\Delta\phi}{2L_f\pi n_0 \left\{ 1 - \frac{n_0}{2} [(1 - \nu)P_{12} - \nu_f P_{11}] \right\}}$$

Quindi, una volta che lo sfasamento è stato demodulato, la deformazione della struttura su cui è vincolata la fibra può essere ricavata usando quest'ultima equazione.

4.3.3 DEMODULAZIONE DELLO SFASAMENTO

Per demodulare lo sfasamento $\Delta\phi$ dell'interferometro viene utilizzato un accoppiatore 3x3. In Figura4.10 è mostrato un diagramma dello schema di demodulazione: esso consiste in un accoppiatore 1x2 all'ingresso e un 3x3 all'uscita. All'uscita del primo dei due accoppiatori sono compresi la fibra sensibile e la fibra di riferimento dell'interferometro di Mach-Zehnder.

La fibra sensibile è vincolata alla struttura del quale si vogliono misurare temperatura o deformazione. Una variazione di temperatura o deformazione della struttura inducono una variazione nel cammino ottico tra le due fibre. La differenza di cammino ottico induce uno sfasamento nell'interferometro. I due segnali ottici sono guidati in due dei tre canali d'uscita dell'accoppiatore, dove interferiscono tra di loro. Di seguito

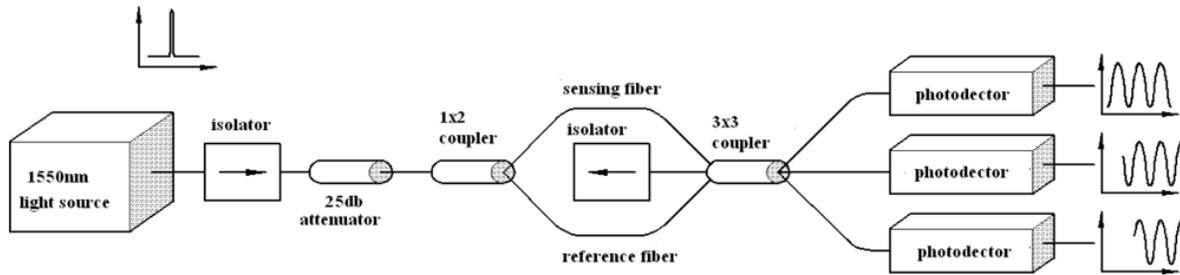


Figura 4.10 Rappresentazione schematica dell'interferometro di Mach-Zehnder.

viene mostrato il metodo di demodulazione di Brown (25) (26). Le tre uscite dell'accoppiatore 3x3 sono tendenzialmente sfasati di 120° tra di loro:

$$x_1 = C + B \cos[\Delta\phi(t)]$$

$$x_2 = C + B \cos[\Delta\phi(t) - 120^\circ]$$

$$x_3 = C + B \cos[\Delta\phi(t) + 120^\circ]$$

Dove i pedici 1,2 e 3 indicano rispettivamente le tre uscite dell'accoppiatore, $\Delta\phi$ lo sfasamento tra i due bracci dell'interferometro, C il valore centrale attorno al quale oscilla l'uscita con ampiezza B . C è considerabile come un DC offset e può essere ricavato sommando i tre segnali come di seguito:

$$\begin{aligned} x_1 + x_2 + x_3 &= 3C + B\{\cos[\Delta\phi(t)] + \cos[\Delta\phi(t) + 120^\circ] + \cos[\Delta\phi(t) - 120^\circ]\} \\ &= 3C \end{aligned}$$

$$C = \frac{1}{3}(x_1 + x_2 + x_3)$$

si definiscono tre nuovi parametri y_1, y_2, y_3 come di seguito:

$$y_1 = x_1 - C = B \cos[\Delta\phi(t)]$$

$$y_2 = x_2 - C = B \cos[\Delta\phi(t) - 120^\circ]$$

$$y_3 = x_3 - C = B \cos[\Delta\phi(t) + 120^\circ]$$

Lo step successivo consiste nel prendere la differenza tra tutte le possibili coppie di derivate delle nuove variabili ($\dot{y}_1, \dot{y}_2, \dot{y}_3$) e moltiplicarla per il terzo segnale non differenziato:

$$d = y_1(\dot{y}_2 - \dot{y}_3) = \sqrt{3}B^2\dot{\Delta\phi}(t) \cos[\Delta\phi(t)]^2$$

$$e = y_2(\dot{y}_3 - \dot{y}_1) = \sqrt{3}B^2\dot{\Delta\phi}(t) \cos[\Delta\phi(t) - 120^\circ]^2$$

$$f = y_3(\dot{y}_1 - \dot{y}_2) = \sqrt{3}B^2\dot{\Delta\phi}(t) \cos[\Delta\phi(t) + 120^\circ]^2$$

sommando le tre equazione così ottenute, si ricava:

$$N = d + e + f = \frac{3}{2}\sqrt{3}B^2\dot{\Delta\phi}(t)$$

sommando tra di loro i quadrati di y_1, y_2, y_3 si ottiene:

$$D = y_1^2 + y_2^2 + y_3^2 = B^2\{\cos[\Delta\phi(t)]^2 + \cos[\Delta\phi(t) - 120^\circ]^2 + \cos[\Delta\phi(t) + 120^\circ]^2\}$$

dividendo N per D si ottiene:

$$Z = \frac{N}{D} = \sqrt{3}\dot{\Delta\phi}(t)$$

quest'ultima equazione può essere integrata per ottenere lo sfasamento $\Delta\phi(t)$:

$$\Delta\phi(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \int Z dt$$

Una volta determinato lo sfasamento lo si può sostituire all'interno dell'equazione di ϵ_{avg} e ricavare la deformazione della struttura su cui il sensore è stato vincolato. Questa operazione si può effettuare con molti software quali matlab; in Figura4.11 è mostrato un esempio di schema per la demodulazione.

Questa configurazione di interferometro non ha vincoli sulla banda passante, però, per effettuare misure ad alta frequenza bisogna disporre di un sistema di acquisizione ad alta velocità, il che impone un vincolo sulla massima frequenza del fenomeno

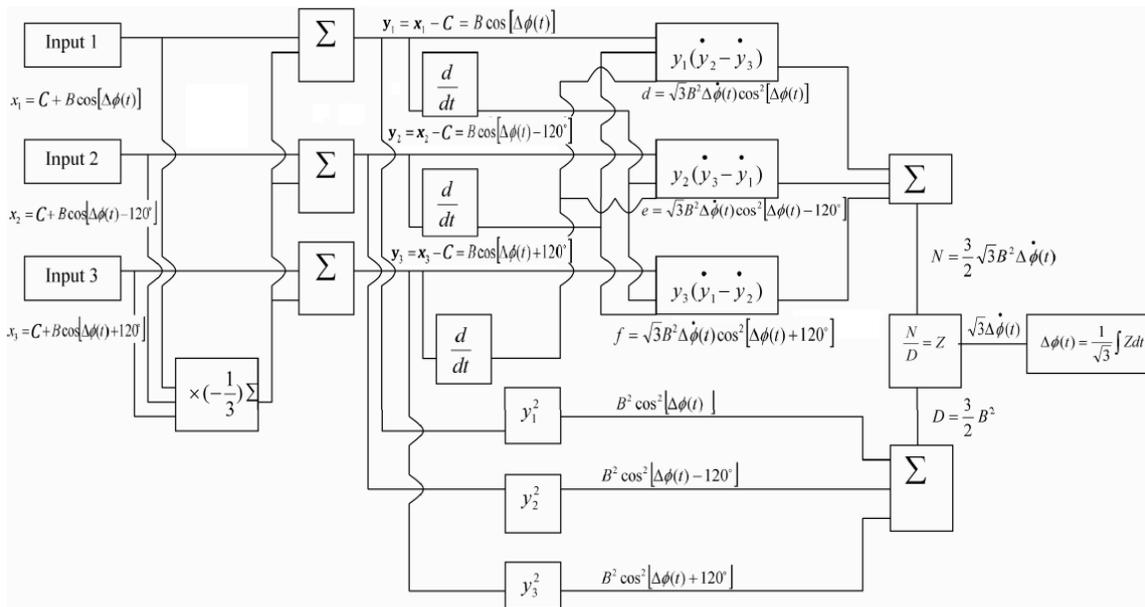


Figura 4.11 Diagramma a blocchi per la demodulazione della fase (24) .

osservabile. Altri vantaggi di questa configurazione sono l'elevata sensibilità, la semplicità, il costo ridotto e la facilità di implementazione.

4.3.4 EVOLUZIONE DELLA CONFIGURAZIONE A DUE BRACCI

Lo schema che utilizza due bracci separati è stato abbandonato in poco tempo, lasciando spazio a interferometri basati sullo stesso principio ma costituiti da una singola fibra ottica: una *long period fiber gratings* (LPG). In Figura 4.12 sono rappresentate varie configurazioni di interferometri Mach-Zehnder. Come mostrato in Figura 4.12(a) una parte del raggio si accoppia ai modi del rivestimento, dato che il modo del nucleo di una singola monomodale (SMF), attraverso un LPG, è accoppiato al modo del rivestimento della stessa fibra, e poi riaccoppiato al modo del nucleo attraverso il secondo LPG. Il raggio accoppiato e quello disaccoppiato interferiscono tra di loro, il che dà un sensore MZI compatto e funzionale. Questo tipo di sensore ha lo stesso cammino fisico sia per il braccio di riferimento che per quello sensibile, ma la differenza di cammino ottico è dovuta alla dispersione modale: i modi del rivestimento hanno un indice effettivo minore rispetto a quelli del nucleo. Questo sensore presenta però un problema: lavora con una banda passante limitata; ciò è dovuto al fenomeno di accoppiamento di fase che si verifica a causa delle griglie

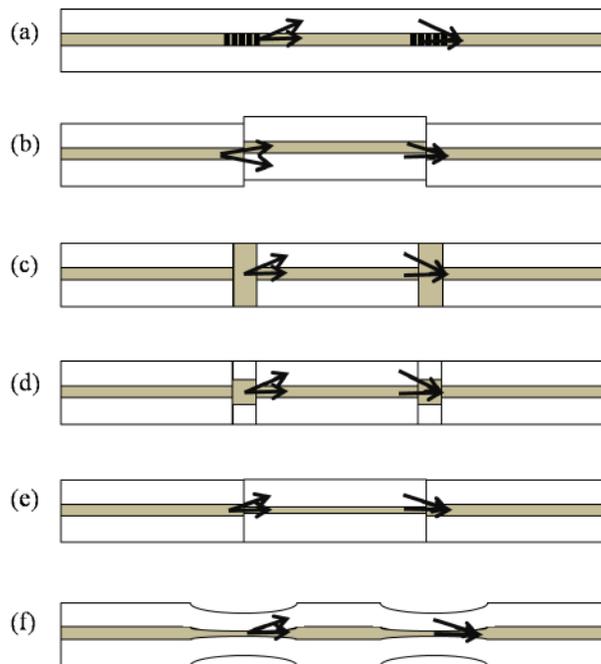


Figura 4.12 MZI costituito da (a) un paio di LPGs, (b) core mismatch, (c) air-hole collapsing, (d) fibre multimodali, (e) fibra monomodale a nucleo ridotto, (f) assottigliamento.

incise all'interno del nucleo. Inoltre, per ottenere alte prestazioni, i due LPG dovrebbero essere assolutamente identici.

Un altro modo per costruire un MZI è quello di collegare due fibre ottiche tra di loro con un piccolo sfasamento laterale, come mostrato in Figura 4.12(b). A causa dell'offset, una parte del fascio modale sul nucleo si accoppia con i modi del nucleo senza essere fortemente influenzato dalla lunghezza d'onda. La fusione per creare questo sfasamento spaziale tra due fibre è molto facile da realizzare e molto veloce, ciò lo rende poco costoso. A differenza del modello precedente, con questo è possibile usare ogni tipo di lunghezza d'onda. Modificando l'offset tra le due fibre è possibile controllare il numero di modi del rivestimento coinvolti.

Un altro metodo per la costruzione di un MZI in linea è quello del *collapsing air holes*; esso non necessita di processi di allineamento o taglio della fibra. Come si può vedere in Figura 4.12(c), una parte del raggio che corre nel nucleo si espande nella zona “*air hole collapsed region*” di una *photonic crystal fiber* (PCF), in modo tale da permettere ad una parte di esso di accoppiarsi con i modi di rivestimento. In questo caso però, controllare il numero di modi in gioco nell'accoppiamento non è così facile come nel caso dello sfasamento tra nuclei; inoltre, le perdite dovute all'inserimento di regioni d'aria sono maggiori rispetto al caso precedente. Si è però dimostrato che combinando questa tecnologia con quella LPG è possibile ridurre le perdite a circa 3 dB. Il MZI in linea, basato su PCF ha molti vantaggi, come ad esempio la possibilità di operare a temperature molto elevate e la bassa sensibilità a fenomeni trasversali, dovuta principalmente al non uso di core drogati rispetto alle SMF. Tuttavia, gran parte dei MZI in linea utilizzano l'interferenza multimodale.

Un altro metodo di divisione del fascio consiste nell'usare nuclei di dimensione diversa, come mostrato in Figura 4.12(d,e). La prima delle due mostra un metodo nel quale un piccolo segmento di MMF è saldato in due punti di un SMF. In questo caso, la luce che si propaga lungo il nucleo della SMF si diffonde appena incontra la regione di MMF, dopodiché si accoppia al rivestimento e al nucleo della successiva sezione

di SMF, per poi ricombinarsi con la seconda sezione di MMF. La Figura 4.12(e) invece mostra una variazione del precedente metodo: una sezione di fibra con nucleo molto piccolo è inserita tra due SMF convenzionali. Nella regione in cui il nucleo è più piccolo, il raggio è guidato non solo dal modo del nucleo ma anche da quello di rivestimento. Un ultimo metodo per la creazione di un effettivo MZI in linea è quello di assottigliare la fibra in due punti, come mostrato in Figura 4.12(f). Grazie all'assottigliamento, il diametro del nucleo risulta incrementato e ciò permette a una parte di esso di accoppiarsi con i modi di rivestimento. Questa soluzione è molto economica e molto semplice, ma l'assottigliamento della fibra la rende molto meno resistente alle sollecitazioni meccaniche, soprattutto nelle zone in cui la fibra è stata assottigliata.

Con questi sensori sono possibili misurazioni simultanee: usando LPG in una fibra a doppio rivestimento DCF (*double cladding fiber*) è possibile misurare contemporaneamente la temperatura e la deformazione, riducendo al minimo gli effetti dell'una sull'altra. Grazie al doppio rivestimento, il modo della copertura più esterna è guidato dal confine della guarnizione più interna, in modo tale da potersi propagare indipendentemente dalla presenza del rivestimento. Grazie a questa proprietà del doppio rivestimento, le zone prive di griglie tra le due griglie dell'LPG risultano insensibili alle sollecitazioni fisiche esterne. Configurando il sensore in modo tale che la deformazione venga applicata solo tra le due griglie e la temperatura lungo tutta la fibra, la fase e il modulo del MZI sono termicamente traslate allo stesso

modo, ma la deformazione ha effetto solo sulla fase. In Figura 4.13 vengono riportati grafici di risposta del sensore a variazioni di temperatura e deformazione (27).

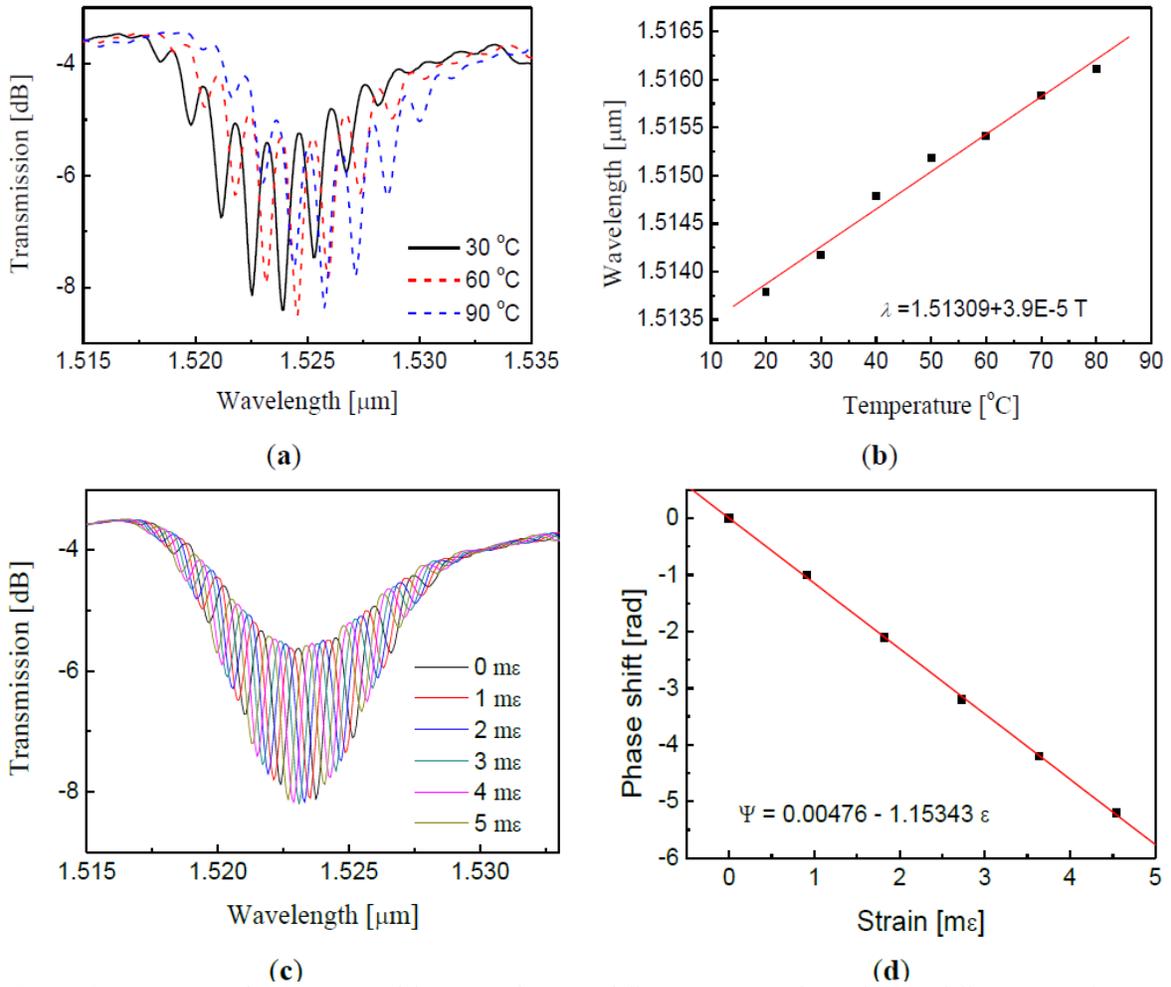


Figura 4.13 (a) spettro di trasmissione del sensore al variare della temperatura; (b) traslazione dello spettro in funzione della temperatura. (c) spettro al variare della deformazione. Solo la fase ne è influenzata. (d) traslazione dello spettro in funzione della deformazione.

4.3.5 APPLICAZIONI

Lo studio e l'impiego di questa tipologia di sensori è stato spinto principalmente dal basso costo di realizzazione, dalla semplicità di tale processo, dalla versatilità del sensore e dalla possibilità di misurare contemporaneamente due fenomeni, come ad esempio visto prima la temperatura e la deformazione.

Un'applicazione potenziale di questo sensore, nel caso in cui sia costruito con PCF (costituito di silice fuso, materiale termo resistente), è la misura di temperatura in ambienti critici, con temperature oltre i 1500 °C (28).

La configurazione Mach-Zehnder in linea viene anche utilizzata per creare sensori di livello in un liquido. Ne esistono di due tipi: puntuali e continui. Grazie alle proprietà sopracitate come basso costo di produzione e semplicità nel processo e la possibilità di effettuare la misura a lunghe distanze, spesso viene preferito ad altre configurazioni basate su FBG, Michelson etc. Eperimenti riportano una sensibilità di $2.8nm/cm$ e una buona linearità di risposta. Questa tipologia di sensori può essere ulteriormente sviluppata per migliorarne la sensibilità e l'attitudine al *multisensing* (29). Un'ulteriore grandezza che questo sensore è in grado di misurare è l'indice di rifrazione. Una possibile configurazione è quella mostrata in Figura4.12(b). All'aumento dell'indice di rifazione (RI) dell'ambiente in cui il sensore è posto, corrisponde un aumento dell'RI effettivo del modo di rivestimento, mentre quello del nucleo rimane pressoché costante. In questo modo, la differenza di RI tra il nucleo e il rivestimento diminuisce e lo schema interferometrico in uscita dal sensore passa ad un lunghezza d'onda più piccolo (30).

La risoluzione dipende sia dall'ordine dell'interferenza sia dalla lunghezza del MZI. Un ordine più basso di interferenza e una maggior lunghezza della fibra possono aumentare la sensibilità. Un aumento eccessivo della lunghezza della fibra porta si all'aumento della sensibilità ma anche alla riduzione del range di misure effettuabili (31).

4.4 INTERFEROMETRO DI MICHELSON IN FIBRA OTTICA

In Figura 4.14 viene riportato uno schema di funzionamento dell'interferometro di Michelson (*Michelson interferometer*, MI) in fibra ottica.

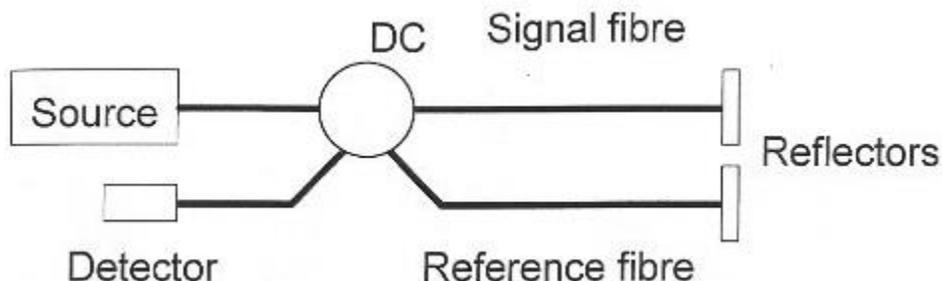


Figura 4.14 Interferometro di Michelson in fibra ottica.

Questo interferometro è una variante del Mach-Zehnder: sono presenti il braccio di riferimento e quello sensibile, ma alla fine dei due bracci è presente una superficie riflettente o, in alcune varianti, una griglia di Bragg e inoltre è presente un unico *beam splitter*. Il segnale riflesso viene poi accoppiato in modo che il segnale del braccio sensibile interferisca con quello di riferimento per poi essere letto ed elaborato. Grazie alla totale riflessione, la sensibilità di questo sensore è doppia rispetto a quella del MZI dato che il raggio passa due volte nel braccio sensibile. Un primo problema di questa configurazione riguarda l'eventuale instabilità generata dalla riflessione del raggio verso la sorgente stessa; questo problema può essere risolto utilizzando un isolatore ottico, ovvero un dispositivo in grado di far passare la luce solo in un verso. Un ulteriore problema riguarda l'inversione di polarizzazione causata da birifrangenze casuali all'interno della fibra; il segnale riflesso dagli specchi nei due bracci, potrebbero non avere la stessa polarizzazione una volta ricombinati. Questo errore potrebbe ridurre notevolmente le prestazioni del sensore. Per risolvere questo problema si sono utilizzati specchi di Faraday, i quali sono composti di un rotatore di Faraday a 45° e uno specchio totalmente riflettente. La polarizzazione del segnale ottico che si riflette alla fine di ogni braccio ruota di 45° , per una polarizzazione totale di 90° dopo la riflessione sullo specchio di Faraday.

4.4.1 EVOLUZIONE DELLA CONFIGURAZIONE A DUE BRACCI

Come per i MZI, anche la ricerca su MI si è sviluppata verso la tecnologia in-line. Il funzionamento, anche nel caso in-line, è molto simile al MZI, con la differenza che il MI necessita di una sola fibra che viene utilizzata sia come *beam splitter* che come combinatorio, il che lo rende molto più compatto e facile da installare. Dato che il segnale ottico viaggia lungo la fibra due volte, la differenza di fase relativa tra il modo del nucleo e quello del rivestimento può essere espresso come:

$$\Phi_{MI}^m = \frac{4\pi\Delta n_{eff}^m L}{\lambda}$$

con Δn_{eff}^m il RI effettivo tra il modo del nucleo e l' m -esimo modo di rivestimento, L la lunghezza di interazione e λ la lunghezza d'onda in ingresso. Fino ad ora sono stati sviluppati molti tipi diversi di in-line MI, basati su diverse configurazioni di fibre: inserendo una sezione di SMF in una MMF, utilizzando *air-holes collapsing* di una PCF e molti altri. Quest'ultimo tipo di sensore presenta una sensibilità RI molto elevata e una bassa sensibilità alla temperatura; tuttavia per la costruzione di questo sensore servono fibre speciali il che lo rendono troppo costoso per l'utilizzo industriale. Dall'altro lato, usando fibre "tradizionali" per abbassare il costo del sensore significa usare LPFG (*long period fiber grating*), assottigliamento della fibra e struttura ad offset dei nuclei. Sebbene con i LPFG sia possibile realizzare un accoppiamento e un ri-accoppiamento tra i modi di nucleo e quelli di rivestimento, la sua fabbricazione richiede, per il suo allineamento, attrezzatura fotolitografica molto costosa. In Figura 4.15 sono mostrati due tipi di interferometri di Michelson in linea basati rispettivamente sull'assottigliamento della fibra e sull'offset del nucleo.

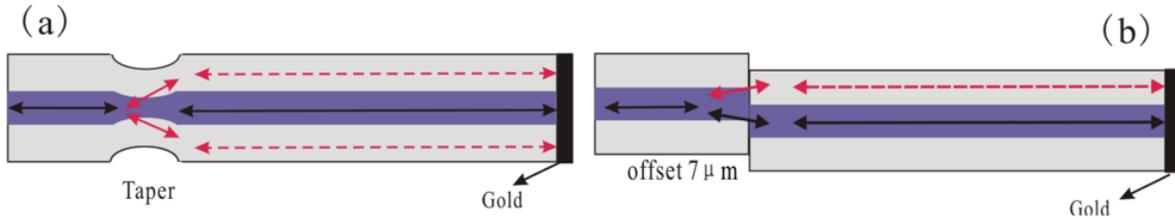


Figura 4.15 Schema di due MI in linea basati su: (a) assottigliamento della fibra; (b) struttura con offset sul nucleo.

Come si può notare in Figura 4.15(a) la luce nel nucleo viene parzialmente accoppiata al rivestimento grazie al restringimento della fibra. Esso viene poi attenuato ma grazie alla lamina d'oro presente a fine fibra la luce viene riflessa ed entrambi i modi vengono ri-accoppiati insieme attraverso il restringimento. Figura 4.15(b) mostra l'offset tra il nucleo, che ha lo stesso effetto sull'accoppiamento e ri-accoppiamento del restringimento nel caso precedente. Sono anche stati sviluppati MI con altre forme, come ad esempio quello a *peanut-shape* (32) mostrato in Figura 4.16.

In questa configurazione, la struttura a nocciolina può fungere sia da *beam splitter* che

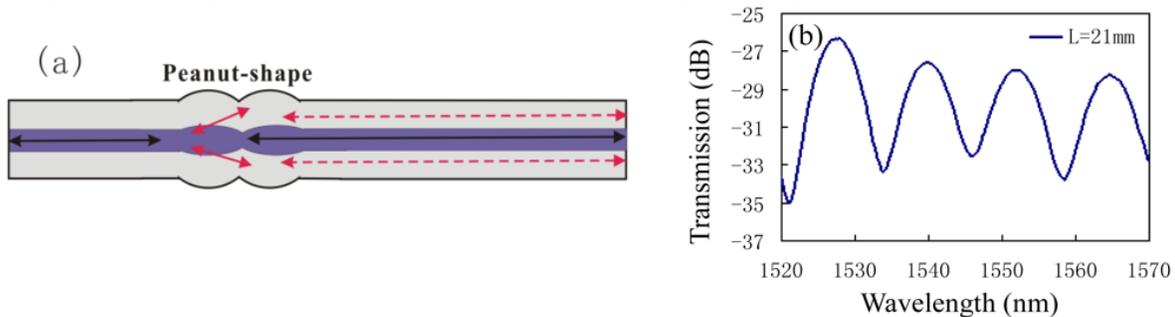


Figura 4.16 (a) schema di funzionamento del MI *peanut-shape*; (b) spettro di riflessione.

da ricombinatore. Dato che il nucleo della fibra ha un coefficiente termo-ottico molto più elevato rispetto a quello del rivestimento, questo tipo di sensore presenta una sensibilità di temperatura alta, intorno a $0.096 \text{ nm}/^\circ\text{C}$. Oltre ad una buona sensibilità questo sensore presenta una buona resistenza alle alte temperature: è stato provato (32) che fino a temperature di $900 \text{ }^\circ\text{C}$ lo spettro non viene deteriorato e ciò lo rende utilizzabile come sensore per le alte temperature. Rispetto ad altri sensori in fibra quest'ultimo oltre a mostrare una più alta sensibilità in temperatura presenta anche costi di produzione minori.

In definitiva, dato che questa tipologia di sensori richiede un solo accoppiatore da usare come *splitter/combiner* e rileva la luce riflessa per effettuare la misura, il sistema di misura risulta più semplice rispetto a quello del MZI. Confrontando i vari tipi di MI, quello basato sull'assottigliamento della fibra e quello basato sull'offset del nucleo hanno una sensibilità di RI simile a quello basato su LPFG, ma costa meno produrli. A causa però delle deformazioni imposte alla fibra per creare i sensori, questi presentano una minor resistenza meccanica (33).

Un ultimo MI che ci preme presentare è quello mostrato in Figura 4.17, ovvero un MI basato su PCF riempita di liquido (*liquid-filled*) da qui l'acronimo LF-PCFMI (*liquid-filled photonic crystal fiber michelson interferometer*). Questo è un sensore ad elevata sensibilità:

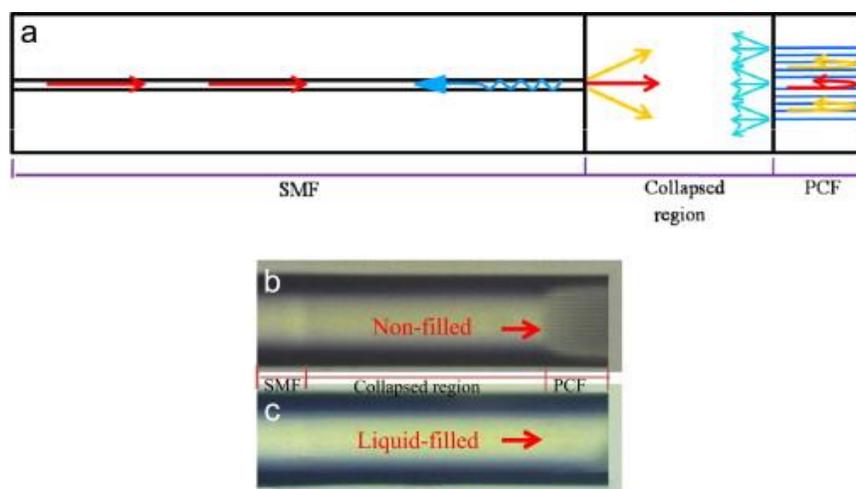


Figura 4.17 (a) configurazione dell'LF-PCFMI. Fotografia della punta del sensore nel caso (b) fibra non riempita di liquido e (c) riempita di liquido.

E' stato dimostrato che la sensibilità rispetto alla temperatura è molto maggiore rispetto ad un LPFG. È stata raggiunto uno spostamento della lunghezza d'onda di 27 nm con una variazione di temperatura di 5 °C. Questo è un sensore molto sensibile, ultracompatto, *tip typed*, in linea LF-PCFMI basato sulla dispersione dei materiali per aumentare la sensibilità rispetto alla temperatura (34).

4.4.2 APPLICAZIONI

Negli ultimi anni si sono sviluppati molti sensori in fibra ottica per la misura della velocità dei flussi. Uno degli ultimi sviluppati è il sensore basato su una particolare fibra a due nuclei (*twin-core*) come mostrato in Figura 4.18.

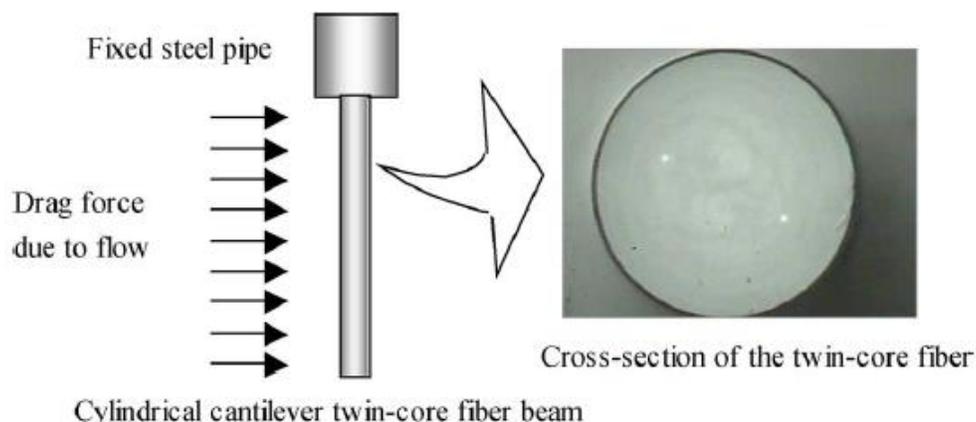


Figura 4.18 Schema di funzionamento del sensore di velocità del flusso.

Grazie alla particolare disposizione delle due fibre all'interno della travetta, questo sensore può compensare automaticamente gli effetti della temperatura e della pressione dell'ambiente circostante dato che entrambe le fibre sono affette dallo stesso fenomeno. La sensibilità del sensore tuttavia dipende dalla temperatura del liquido in cui è immerso dato che la viscosità del fluido misurato dipende dalla temperatura e la viscosità è uno dei parametri che influiscono sulla sensibilità del sensore. In Figura 4.18 viene riportato uno schema dell'esperimento (35).

È possibile ricavare la relazione che lega la deformazione della trave alla *drag force*:

$$D = 4\pi\eta b_1 u$$

Con D la *drag force* per unità di lunghezza del cilindro circolare, η la viscosità del fluido e b_1 un coefficiente legato alla posizione del cilindro e alla sua porosità. Questa tipologia di sensore riesce a percepire velocità nell'ordine di mm/s e presenta caratteristiche uniche come compattezza e semplicità; la sua sensibilità non dipende dalla lunghezza del cilindro, modificando l'orientamento delle due fibre all'interno di

esso si può regolare la sensibilità. Può anche essere usato per identificare il verso del flusso e il suo massimo valore in termini di velocità.

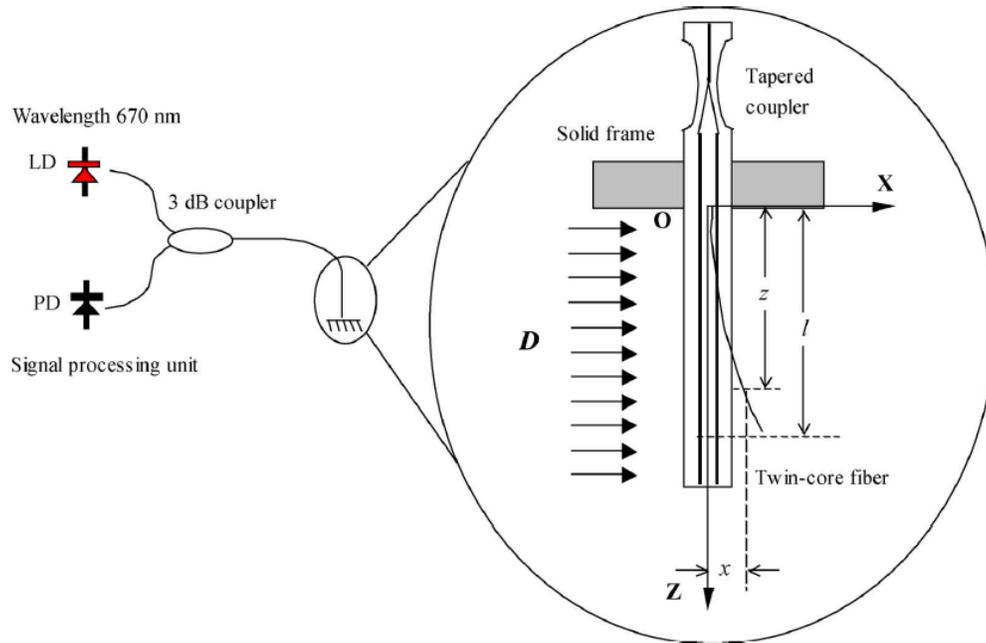


Figura 4.19 Schema del sistema di misurazione.

Un altro sensore sviluppato sul principio del MI è l'inclinometro. Il procedimento di costruzione di questo sensore è molto semplice in quanto si basa sull'assottigliamento della punta della fibra come mostrato in Figura 4.19. L'assottigliamento della fibra fa in modo che una parte del fascio del nucleo si accoppi con i modi di rivestimento; entrambi i modi si propagano fino alla fine della fibra dove vengono riflessi da uno specchio. L'interferenza tra la luce retroriflessa del nucleo e i modi del rivestimento si verificano nella regione ristretta della fibra. La fase risultante dall'interferenza dei fasci in questo interferometro di Michelson è una funzione ben nota della lunghezza d'onda (36).

Lo sfasamento dei due segnali è stato ricavato come:

$$\Delta\Phi = 4\pi\delta n_{eff}L\left(\frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2}\right)$$

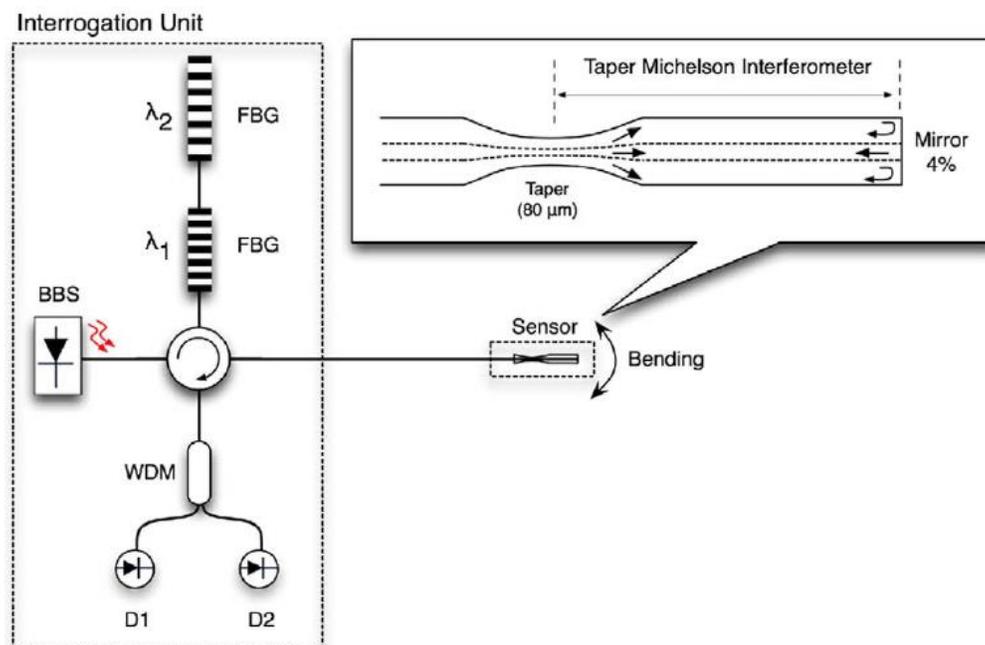


Figura 4.20 Setup dell'esperimento per l'interrogazione del sensore. L'ingrandimento mostra il restringimento della fibra.

dove δn_{eff} è l'effettivo indice di rifrazione tra i modi di nucleo e rivestimento all'interno della cavità nella fibra, L la lunghezza della cavità, λ_i la risonanza ottica delle due lunghezze d'onda discriminanti generate dai due FBG. Queste due lunghezze d'onda devono essere scelte in modo tale che lo sfasamento sia un multiplo dispari di $\frac{\pi}{2}$. Quando l'angolo misurato cambia, varia anche la curvatura applicata alla punta del sensore a causa del peso della fibra dopo la cavità, andando ad agire sull'accoppiamento dei modi di nucleo e di rivestimento. Questo genera un'alterazione nell'OPD tra i due modi che origina uno sfasamento. Questo sensore arriva ad avere una sensibilità di 1.13 rad/degree ottenuta tra i 4° e i 7° . Essendo questo sensore ancora in fase di studio, presenta una non linearità (probabilmente dovuta a rilassamenti meccanici) e necessita di una compensazione di temperatura. In questo esperimento il range è stato limitato a 7° ma questo non è un vincolo assoluto ma solo dovuto a difficoltà meccaniche dello stadio che traduce la rotazione. Questo interferometro, come già accennato, può anche essere utilizzato come estensimetro. Le sue caratteristiche fisiche (simili a quelle del MZI) sono molto apprezzate nell'ambito civile ed aerospaziale grazie alle ridotte dimensioni e all'insensibilità a

molti disturbi. Un fenomeno utilizzato nella costruzione di MI è quello della funzione di contrasto. Tale funzione dipende dall'allungamento del braccio di misura. Per questo sensore si utilizza la configurazione a due bracci come mostrato in Figura 4.3. Nell'esperimento riportato in (37) si è raggiunto un range di misurazione di 5mm con un'incertezza di $28\mu\text{m}$ per un sensore di lunghezza 1m. un aspetto importante per questa tipologia di configurazione è la stabilità della fonte laser: un piccolo cambiamento produce una variazione anche della funzione di contrasto, richiedendo una nuova taratura dell'intero sistema di misura. Anche qui la temperatura va compensata, a meno che il braccio di riferimento non sia nello stesso ambiente termico del braccio sensibile. Questo sensore potrebbe essere direttamente incorporato nelle strutture o saldato su esse in modo da monitorare in maniera continua la deformazione del misurando.

Utilizzando una particolare fibra è possibile realizzare un sensore in grado di misurare sia la temperatura che l'indice di rifrazione. La fibra in questione è la Hi-Bi, una fibra in grado di mantenere la polarizzazione. Essendo basato sul MI, la realizzazione di questo sensore risulta molto semplice: basta connettere insieme una sezione di fibra Hi-Bi e un controllore di polarizzazione tra le due uscite di un 3dB *coupler* in modo tale che la fibra Hi-Bi possa indurre uno sbilanciamento del cammino tra le due onde, generando uno spettro di interferenza. A causa della sorgente di luce ad alta polarizzazione richiesta dal circuito e alla gran quantità di fibra ottica richiesta per la misurazione, questo sensore purtroppo risulta ingombrante e costoso. L'RI dell'ambiente circostante e la temperatura possono essere osservati misurando la variazione del tasso di estinzione interferometrico e la variazione della lunghezza d'onda. In (38) è stato presentato un sensore con lo stesso principio di funzionamento ma con numerosi vantaggi quali semplice struttura, costo basso e nessuna necessità di un controllore di polarizzazione. Nell'esperimento riportato nell'articolo (38) si è arrivati ad una sensibilità di 30.1141 dB/RIU (RI unit) e $1.057 \text{ nm}/^\circ$.

4.5 INTERFEROMETRO DI FABRY-PEROT IN FIBRA

L'interferometro di Fabry-Perot è costituito di due riflettori ottici paralleli, con riflettività $R_1(\omega)$ e $R_2(\omega)$ rispettivamente e separati da una cavità di lunghezza L . I riflettori possono essere specchi, interfaccia tra due dielettrici oppure da reticoli di Bragg. La cavità può essere costituita da fibra o da un qualsiasi altro mezzo ottico. Una prima suddivisione può essere fatta in base al raggio luminoso utilizzato per la misura. Come si può vedere in Figura 4.21 il primo tipo di interferometro utilizza la luce trasmessa mentre il secondo utilizza la luce riflessa.

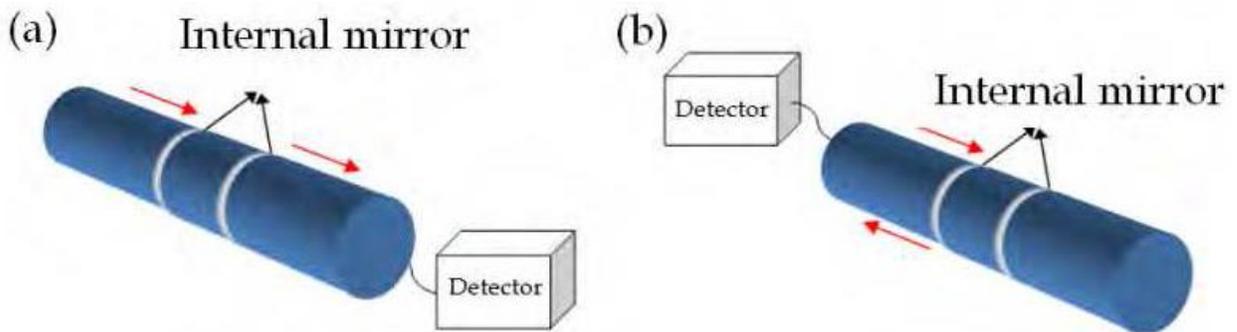


Figura 4.21 (a) Fabry-Perot basato sulla luce trasmessa (b) Fabry-Perot basato sulla luce riflessa.

L'interferenza avviene a causa delle numerose sovrapposizioni del fascio luminoso sui due specchi in entrambe le tipologie di interferometro. Proprio a causa di queste riflessioni il raggio è funzione della lunghezza della cavità, dell'indice medio di riflessione e riflessività degli specchi. La differenza di fase è data da:

$$\delta_{FPI} = \frac{2\pi}{\lambda} n2L$$

con λ lunghezza d'onda della luce incidente, n l'indice di rifrazione del materiale che compone la cavità e L la lunghezza fisica della cavità. Quando è presente una perturbazione, la differenza di fase viene influenzata dalla differenza di cammino ottico (OPD) dell'interferometro. L'FSR (*Free Spectral Range*) ovvero la spaziatura tra picchi adiacenti in uno spettro, è anch'essa influenzata dall'OPD. Più è piccolo l'OPD più è grande l'FSR; un ampio FSR fornisce un ampio range dinamico al

seniore ma ne abbassa la risoluzione. In base all'applicazione bisogna trovare il miglior compromesso tra risoluzione e dinamica.

La principale classificazione suddivide gli interferometri Fabry-Perot in fibra ottica (FPI) in due tipi: intrinseci (IFPI) ed estrinseci (EFPI). Nella prima categoria gli specchi sono separati da un SMF, mentre nella seconda essi si trovano separati da un materiale (solido o liquido) che non fa parte della fibra. In altre parole: quando la cavità non è costituita dalla fibra stessa, il sensore è chiamato estrinseco. In Figura4.22(a) si può osservare un EFPI la cui cavità è costituita da aria mentre in Figura4.22(b) è rappresentato un IFPI. In entrambi i casi la luce dall'emettitore è guidata da una SMF.

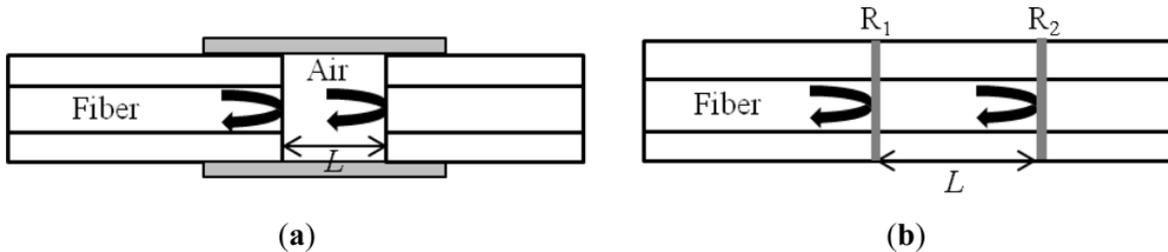


Figura 4.22 (a) EFPI, (b) IFPI.

In Figura4.23 sono riportati esempi di IFPI. Come si può vedere esistono varie configurazioni, ognuna con caratteristiche diverse. In base al fenomeno fisico che si desidera misurare è possibile scegliere tra le varie configurazioni.

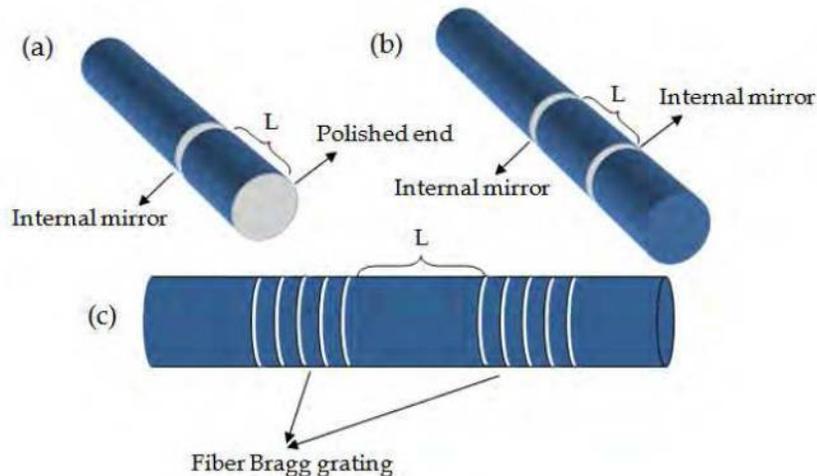


Figura 4.23 Rappresentazioni schematiche di tre IFPI.

Questa tipologia di interferometri presenta pregi e difetti, come tutti i sensori. Uno dei primi pregi è la presenza degli specchi all'interno della fibra, senza cavità esposte ai fenomeni esterni; come accennato sopra esistono diverse tipologie di specchi e, in base al fenomeno che si desidera misurare, è possibile scegliere la combinazione che meglio misura tale fenomeno. Purtroppo per la costruzione di questi sensori richiede l'impiego di macchinari e metodi molto costosi per la realizzazione della cavità.

Per quanto riguarda gli interferometri Fabry-Perot in fibra estrinseci, essi sfruttano una cavità non composta dalla fibra (come si può vedere in Figura 4.24) che può quindi essere costituita di vari materiali atti ad essere sensibili ad un particolare fenomeno fisico. Con questi sensori è possibile misurare concentrazioni di gas, onde di pressione e molti altri.

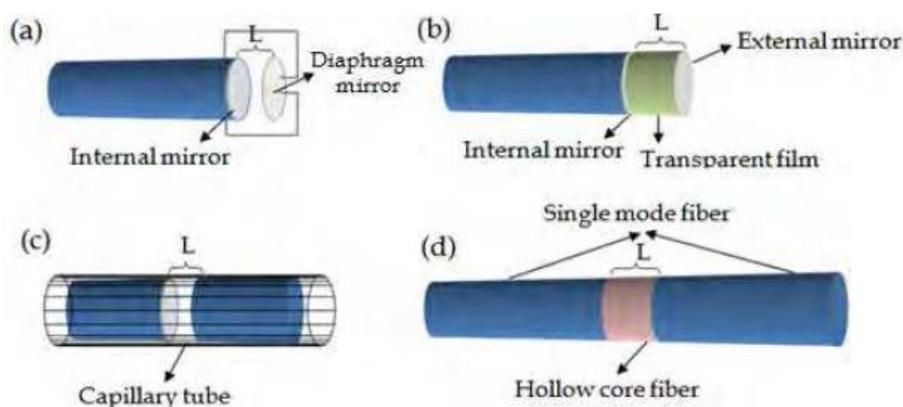


Figura 4.24 Rappresentazione schematica di quattro EFPI.

Il processo produttivo è relativamente semplice e non richiede l'impiego di sofisticati e costosi processi. Presenta però alcuni difetti come problemi di *packaging*, allineamento complicato e una bassa efficienza di accoppiamento.

4.5.1 APPLICAZIONI

4.5.1.1 TEMPERATURA

Gli FFPI sono molto sensibili alle radiazioni termiche. Fino ad 'ora il range più ampio di misurazione è stato da -200 a 1050° . Sensori con lo stesso principio di funzionamento vengono utilizzati per la misura delle variazioni di temperatura del corpo umano o per misure puntuali a lunga distanza di temperature fino a 1000° . In alcuni sensori si è preferito l'utilizzo di fibre a nucleo sottile arrivando a sensibilità di circa $18.3 \text{ pm}/^{\circ}\text{C}$ capace di percepire temperature fino a 850°C (39). Sono stati costruiti sensori completamente in silice, in linea, che misurano contemporaneamente accelerazione e temperatura.

4.5.1.2 VIBRAZIONI MECCANICHE

Sensori FPI hanno svolto un ruolo significativo nel rilevamento geologico, diagnosi di grandi strutture civili ($<10\text{Hz}$), sistemi di navigazione, elettronica di consumo, monitoraggio terremoti ($<20\text{Hz}$) ed esplorazioni di campi petroliferi. Per la misura di vibrazioni periodiche e non è stato costruito un EFPI a due cavità. (40)

4.5.1.3 ONDE ACUSTICHE

La sensibilità alle onde acustiche varia al variare della lunghezza della fibra. Non è richiesto un braccio di riferimento, il che permette al segnale di non aver sovrapposto il segnale di riferimento associato appunto al braccio di riferimento. È stato implementato un sensore che utilizza un diaframma per determinare le proprietà di attenuazione delle onde acustiche nell'acqua, arrivando ad ottenere un coefficiente di attenuazione di $0.0626/\text{cm}$.

4.5.1.4 ULTRASUONI

Questa tipologia di sensori è usata per la ricerca di una varietà di difetti in alcuni materiali, monitoraggio della salute delle strutture e di processi produttivi. Lo sviluppo di un sensore EFPI ha portato ad una sensibilità di $61 \text{ mV}/\text{MPa}$. Un altro Fabry-Perot che si basa però su un film polimerico ha portato ad ottimi risultati in un

range di non oltre e 10KPa. Un sensore in linea è stato costruito utilizzando un nucleo cavo di una PCF ottenendo una sensibilità doppia rispetto agli FBG che è circa $7.29 \times 10^{-3} \text{ nm/MPa}$. La banda più ampia di questa tipologia di sensori risulta essere di 2.5 MHz.

4.5.1.5 VOLTAGGIO

Gli FPI sono anche precisi e poco costosi misuratori di voltaggio per sistemi di distribuzione di energia o grandi impianti. La tensione può essere misurata otticamente contando il numero di impulsi emessi dalla sorgente con un sensore FFPI. È stato sviluppato un sensore piezo-ottico per la misura di tensione basato su un FPI. Esso arriva a misurare fino a 400 V rms e può anche essere usato come trasduttore opto elettrico. È stato sviluppato anche un sensore specifico per le linee di distribuzione in grado di misurare fino a 800 kV/m fornendo una misura distribuita.

(41)

4.5.1.6 CAMPO MAGNETICO

I campi magnetici AC e DC vengono rilevati usando il metodo del conteggio. Generalmente quantizzare un segnale induce ad un errore di misura, ma grazie a questo sensore tale errore può essere diminuito. Si usa un sensore EFPI che utilizza un liquido magnetico per aumentare la propria sensibilità. Sensori di questo tipo riescono a raggiungere sensibilità di 0.0431 nm/Gs e $33 \text{ pm/}^\circ\text{e}$.

4.5.1.7 PRESSIONE

Per la misura della pressione si utilizzano sensori FPI che utilizzano la deflessione di una membrana per relazionarsi alla variazione di pressione. Si è arrivati ad una sensibilità di 0.11 rad/kPa ed è proporzionale alle dimensioni della membrana. Sono stati ideate e sviluppate molte varianti, che differiscono per dimensione, sensibilità e dimensioni del sensore. Un sensore in miniatura, sempre basato sul FPI, ha riportato valori di sensibilità di $0.0106 \text{ } \mu\text{m/psi}$ su un range di 1.9-7.9 psi.

4.5.1.8 DEFORMAZIONE

Sono stati sviluppati molti sensori per la deformazione basati su FPI alcuni dei quali realizzati unendo questa tecnologia con quella di Michelson. Uno dei sensori più interessanti è quello insensibile alla temperatura realizzato mediante *etching* chimico e riporta una sensibilità di circa $3.15 \text{ pm}/\mu\text{m}$. (42)

4.5.1.9 UMIDITA'

Esistono nano-sensori che operano in un range che va dall' 11.3% al 100% di umidità relativa con un tempo di risposta molto breve. Questa tipologia di sensori, grazie alle ridotte dimensioni e velocità di risposta sono utilizzabili nel monitoraggio del respiro umano.

4.5.1.10 GAS

Ultimamente questo ambito sta destando sempre più interesse grazie alla varietà di campi in cui è applicabile: industria, sanità, campi di battaglia e sicurezza nazionale. Un sensore FPI con uno strato di polianilina e nafion depositato sulla testa del sensore è stato usato per rilevare la presenza di ammoniaca nell'aria. Ci sono sensori che arrivano ad avere sensibilità fino a $0.1 \text{ pm}/\text{ppm}$ come ad esempio nel caso del sensore sopraccitato.

4.5.1.11 RI

Sensori di RI sono molto richiesti e sviluppati. Si sono sviluppati sensori in linea basati su FPI che rilevano l'indice di rifrazione, inscrivendo un micro-canale perpendicolare e intersecante il nucleo della fibra in modo da consentire l'interazione tra il flusso di liquido e il *light-liquid* nel micro-canale. Tale sensore arriva a una sensibilità di circa $994 \text{ nm}/\text{RIU}$ ed è inoltre dotato di una scarsissima sensibilità alla temperatura (circa $4.8 \times 10^{-6} \text{ RIU}/^\circ\text{C}$). Proprio quest'ultima caratteristica lo rende un sensore potenzialmente molto applicabile in ambienti in cui la temperatura varia molto.

SENSORI INTERFEROMETRICI

In Figura 4.25 viene riportato un grafico in cui si rappresenta la percentuale di applicazioni in cui gli FPI sono stati impiegati per ogni periodo di tempo.

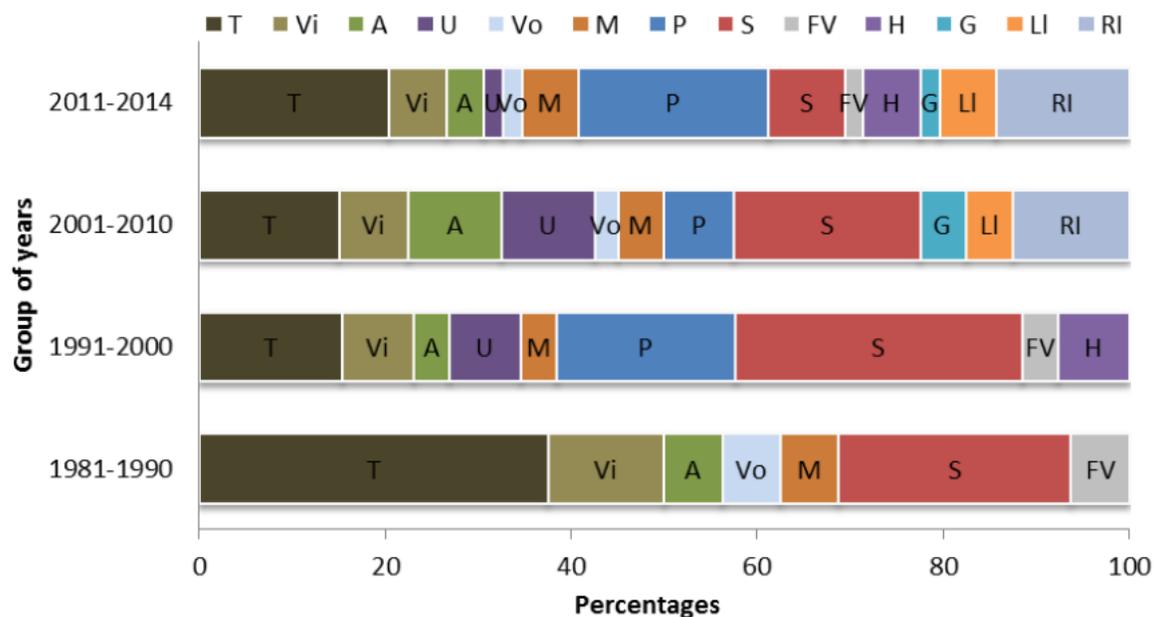


Figura 4.25 T= temperatura, Vi= vibrazioni, A= acustico, U=ultrasuoni, Vo= voltaggio, M=magnetico, P=pressione, S=deformazione, FV= velocità del flusso, H=umidità, G=gas, Ll=livello liquido, RI=indice di rifrazione.

5 MERCATO

La grande varietà delle applicazioni in cui è possibile utilizzare sensori in fibra ottica ha dato un notevole contributo per la crescita e l'affermazione sul mercato di questi ultimi. Inizialmente però le strumentazioni elettroniche costose o inadeguate portavano solo i dipartimenti militari o le grandi industrie alla scelta di questi sensori. Nella Figura 5.1 è possibile valutare in quanti settori è presente la tecnologia in fibra.

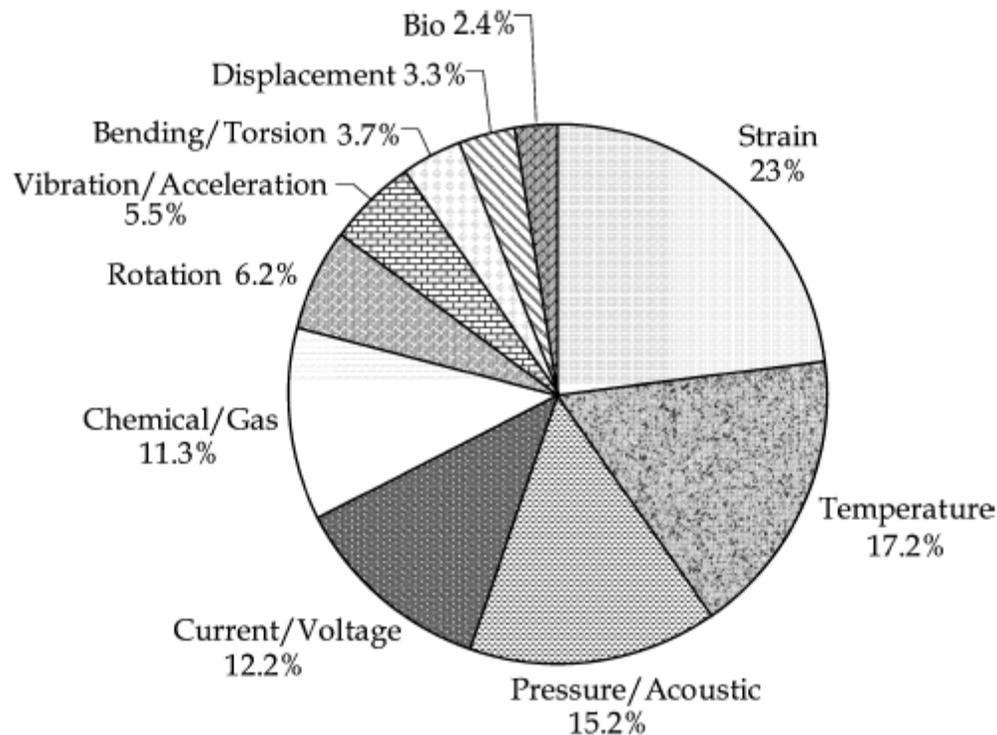


Figura 5.1 Digramma utilizzo FOS.

Le previsioni di mercato sono molto positive, perché con la continua evoluzione della elettronica, quindi abbassamento del costo delle apparecchiature (come mostra la Figura 5.2), tutti i vantaggi dell'usufruire delle fibre hanno fatto innalzare notevolmente la richiesta. Mentre nella Figura 5.3 è osservabile la crescita della domanda di OFS, con un aumento del tasso di crescita (*Compound Annual Growth Rate*) del 4.5% rispetto al 2013.

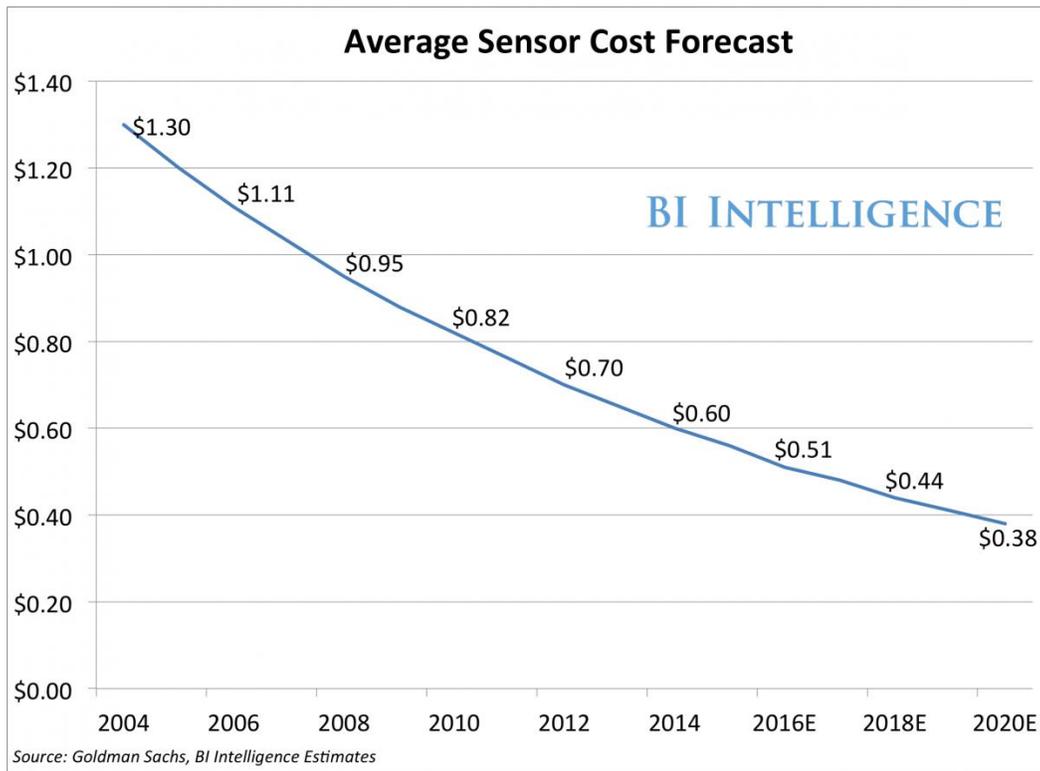


Figura 5.3 Previsione sui costi per i sensori..

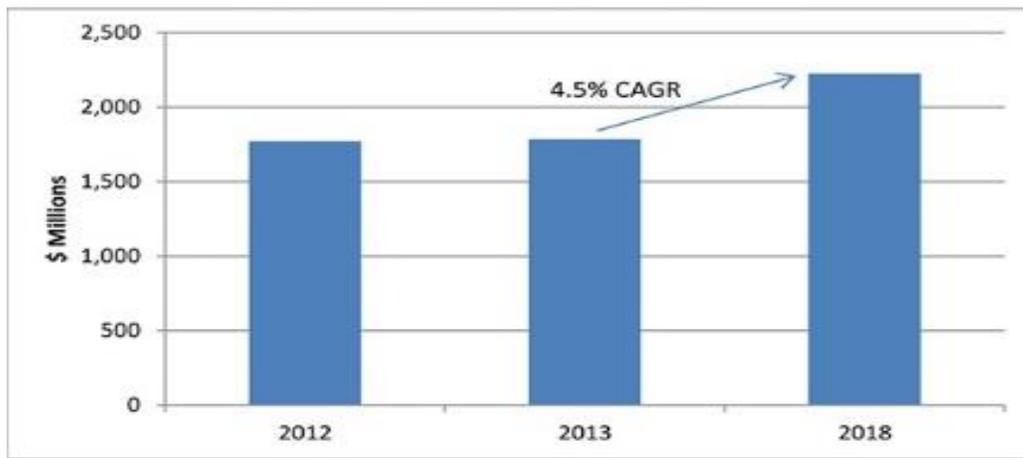


Figura 5.2 Previsione di crescita del mercato dei sensori in fibra ottica.

Il calcolo del tasso è definito con l'espressione:

$$CAGR = \frac{\text{valore finale}}{\text{valore iniziale}}^{\frac{1}{\# \text{anni}}} - 1$$

Queste previsioni portano a concludere che ci si aspetta una continua crescita nell'impiego di sensori con tecnologia in fibra ma soprattutto un'affermazione, nei prossimi anni come sensori indispensabili ai fini di una corretta misura.

6 UTILIZZI PARTICOLARI FOS

Le principali caratteristiche di insensibilità dei sensori in fibra ottica vengono sfruttate per applicazioni in cui i classici sensori elettronici non potrebbero essere utilizzati.

6.1 MONITORAGGIO CONTATTO PANTOGRAFO- CATENARIA

Uno dei più comuni modi per trasferire energia elettrica dalla linea sopraelevata al veicolo di terra, garantendo la sua regolare corsa, è quello di usare un contatto strisciante tra il collettore del pantografo e la linea. Una buona alimentazione è garantita quando il contatto tra il collettore del pantografo e il cavo è regolare, ovvero quando la forza di contatto tra i due non subisce grandi variazioni. Al contrario, quando questa forza varia, si possono presentare due diversi casi: nel primo caso potrebbe verificarsi un distacco, che provocherebbe un troncamento dell'alimentazione al locomotore oppure la generazione di archi elettrici, i quali causerebbero usura sia nel cavo che nel collettore e genererebbero un forte disturbo elettrico ed elettromagnetico; nel secondo caso, quando la forza di contatto è troppo elevata, si genererebbe usura causata principalmente dalla forza d'attrito tra collettore e catenaria. Generalmente quest'ultimo fenomeno si verifica in presenza di singolarità nella linea, ovvero punti in cui sono presenti sovrapposizioni tra diverse linee o incroci, oppure in un errato posizionamento dei pendini (*droppers*) che provoca un disallineamento tra i cavi. Lo studio e la quantificazione di questa forza sono quindi aspetti molto importanti per garantire una buona qualità dell'energia fornita al veicolo e per monitorare l'usura. Proprio l'usura è causa di elevati costi di manutenzione, specialmente quando i cavi vanno sostituiti; monitorando il contatto tra catenaria e pantografo è possibile identificare problemi lungo la linea in modo da effettuare interventi miranti di manutenzione meno costosi ed effettuare sostituzione dei cavi

solo quando necessario: osservando la forza di contatto è possibile monitorare lo stato di usura del cavo e del collettore (43) (44) (45).

Il metodo più usato è quello di impiegare un pantografo equipaggiato di sensori in grado di misurare la forza di contatto.

La forza principale agente sul pantografo è una combinazione di più forze: forza di contatto verticale, forza d'inerzia e forza aerodinamica. In Figura 6.1 viene rappresentato uno schema delle forze in gioco.

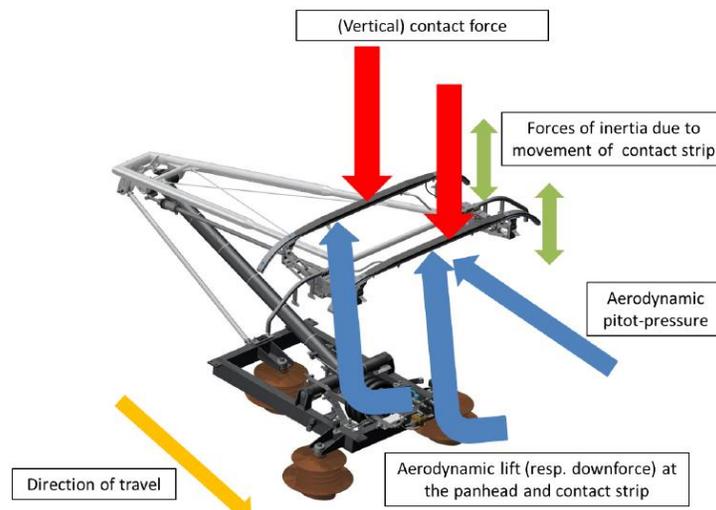


Figura 6.1 Schema relativo alle forze agenti su pantografo.

La forza di contatto totale può essere calcolata come:

$$F_c = \sum_{i=1}^{k_f} F_{sensor,i} + \frac{m_a}{k_a} \sum_{i=1}^{k_a} a_{sensor,i} + F_{corr,aero}$$

dove F_c è la forza di contatto, $F_{sensor,i}$ la forza misurata dal sensore i -esimo, $a_{sensor,i}$ l'accelerazione misurata dal sensore i -esimo, k_f il numero di sensori di forza, k_a il numero degli accelerometri, m_a massa sopra il sensore di forza e $F_{corr,aero}$ la forza aerodinamica correttiva. I parametri $F_{sensor,i}$ e $a_{sensor,i}$ vengono misurati tramite sensori in fibra ottica, in particolare con FBG. Il parametro $F_{corr,aero}$ è un parametro che dipende dalla tipologia di pantografo. In Figura 6.2 è possibile osservare il

posizionamento dei sensori; attraverso i valori di forza misurati nei due punti è possibile risalire alla posizione della striscia di contatto:

$$x = \frac{F_2}{F_1 + F_2} L - \frac{L}{2}$$

dove $F_{1,2}$ sono i sensori che restituiscono il valore della forza misurato nella striscia di contatto ed L la distanza tra essi. Quando $x = 0$ significa che la linea di contatto si trova esattamente nel mezzo dei due sensori.

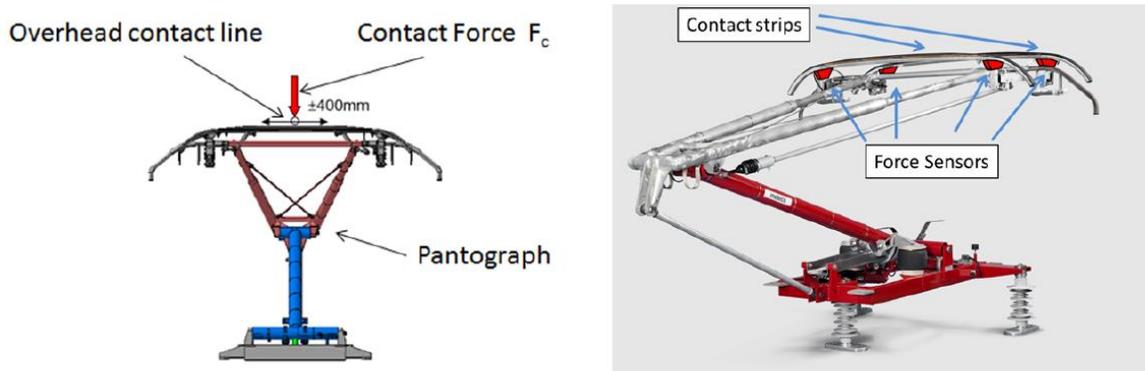


Figura 6.2 A sinistra pantografo e forze di contatto; a destra posizionamento dei sensori di forza.

Il costo dell'impianto appena descritto risulta inferiore rispetto ai tradizionali attualmente montati sui locomotori. Il sensore in fibra ottica impiegato (FSTA131021-500N) è quello mostrato in Figura6.3; esso è stato costruito



Figura 6.3 Sensore utilizzato per l'esperimento.

appositamente per lavorare in questo ambiente ostile e durare nel tempo. Le sue principali caratteristiche sono:

- Range di misura: $\pm 500\text{N}$.

- Sensore composto da tre FBG: uno per deformazioni positive, uno per deformazioni negative e uno per la misura di temperatura.
- Fibra ottica protetta all'interno della scocca del sensore.
- Zona sensibile del sensore protetta con silicone ed alluminio.

Oltre a questo sensore però, dato che anche l'inerzia prende parte nelle forze in gioco, è necessario un accelerometro per determinare l'entità della forza d'inerzia. Nell'esperimento condotto dalla *Austrian Research Promotion Agency* sono stati utilizzati quattro accelerometri in fibra ottica basati anch'essi sulla tecnologia FBG; il loro range è di $\pm 20g$ e dato che in ogni sensore sono pretesi due FBG, la temperatura viene compensata.

I risultati ottenuti dal team che ha condotto l'esperimento sono molto positivi: ad uno zigzag indotto con ampiezza $965mm$ i sensori di forza rispondono con prontezza seguendo i movimenti tra catenaria e pantografo e le accelerazioni in gioco.

Nel giugno del 2014 questo sistema di monitoraggio è stato montato su di una motrice ÖBB Taurus 1116 (45).

Un altro sistema utilizzato per il medesimo scopo è quello presentato da P.Boffi *et al* (44), che propone un metodo alternativo a quello basato su FBG, più semplice e meno costoso. Il sistema in questione si basa su un interferometro in fibra ottica di Michelson. Usando un metodo interferometrico si ottiene un sensore molto più sensibile dato che si utilizza la fase per effettuare la misurazione del fenomeno d'interesse. Questo sensore punta a misurare l'interazione tra pantografo e catenaria sia in fase di accelerazione/decelerazione sia in fase di moto costante. L'utilizzo della fase e di un accoppiatore 3x3 obbliga all'utilizzo di un algoritmo di demodulazione per la corretta lettura dei dati. L'esperimento condotto mostra come questo impianto riesca a monitorare interazioni a bassa frequenza (fino a 20 Hz) e ad alta (44).

6.2 PROGNOSTIC E HEALT MANAGEMENT

Un ambiente in cui la fibra ottica ha trovato largo impiego è quello militare. Un aspetto molto importante è quello del cablaggio: esso ha un impatto non trascurabile sulla sicurezza, i costi di mantenimento e la prontezza per tutti i mezzi aerei. Dati della marina americana indicano che 1416 missioni hanno abortito a causa di malfunzionamenti ai cavi e che circa il 5-9% delle 20 milioni di ore di manodopera per la manutenzione sono consumate in ricerca e riparazione di problemi ai cavi. Problematiche ai cavi portano via quindi milioni di dollari l'anno. Con il passare del tempo, l'isolamento dei cavi può diventare fragile permettendo quindi archi elettrici che possono danneggiare l'intera struttura dell'aereo. Varie ispezioni hanno dimostrato che i cavi tradizionali presentano rotture nell'isolamento anche quando sono relativamente nuovi. Un piccolo arco può carbonizzare completamente la guarnizione, portando al deterioramento in brevissimo tempo. Oltre a questo fenomeno, anche le vibrazioni possono danneggiare la guarnizione dei cavi facendoli sfregare l'uno sull'altro o contro qualche superficie dura. Anche se in minima parte, la manutenzione stessa può deteriorare il rivestimento del cavo; basti pensare a quando si intrecciano cavi, quando vengono pinzati, piegati oltre la loro soglia di curvatura, quando vengono investiti dai residui incandescenti di lavorazioni sui metalli circostanti, sostanze chimiche abrasive o anche semplicemente acqua. Il bisogno di un sistema di monitoraggio del sistema di cavi all'interno dell'aereo è sempre maggiore, soprattutto se il velivolo opera ad elevate altezze in cui temperatura e pressione possono essere proibitive. Ci sono strumenti diffusi ed usati per la ricerca di anomalie, ma sono tutti molto costosi e non si spingono oltre ad aree limitate, tendenzialmente solo quelle accessibili. Chung Lee *et al.* hanno realizzato un sistema di monitoraggio basato sulla fibra ottica fluorescente che garantisce monitoraggio continuo del sistema di cavi indipendentemente dalla bassa pressione e in grado di determinare intensità e posizione della scarica del cavo. In Figura 6.4 è possibile vedere la disposizione del sistema di monitoraggio ed il suo funzionamento;

all'estremità della fibra è presente una superficie completamente riflettente in modo da far tornare indietro il raggio trasmesso: il raggio trasmesso e quello riflesso avranno una differenza di tempo al loro arrivo.

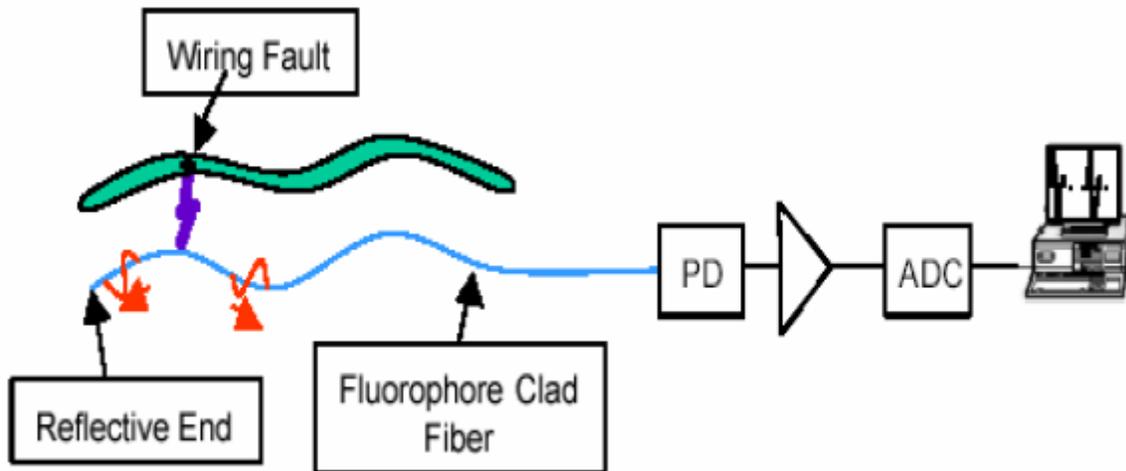


Figura 6.4 Diagramma sistema di monitoraggio.

Misurando tale differenza e conoscendo la lunghezza totale L della fibra è possibile ricavare la posizione esatta della scarica nel cavo elettrico tramite la formula:

$$l = L - \frac{1}{2} c \Delta t$$

Δt rappresenta la differenza di tempo tra i due fasci e c la velocità della luce all'interno della fibra.

6.2.1 SETUP ESPERIMENTO

Il banco è stato preparato per poter misurare la risposta della luce UV, lo spettro di emissione e il fenomeno di scarica. Come mostrato in Figura 6.5 un LED UV con lunghezza d'onda di 400 nm illumina la fibra rivestita di fluoroforo. Il led è guidato da impulsi a 350 kHz con ampiezza $1.2 \mu\text{sec}$. La distanza tra la fibra e la sorgente è stata mantenuta attorno a 3 mm ; l'estremo della fibra è stato accoppiato con un APD (*Avalanche Photo Diode*) in silicone e connesso all'oscilloscopio tramite il TIA (*Trans-Impedance Amplifier*).

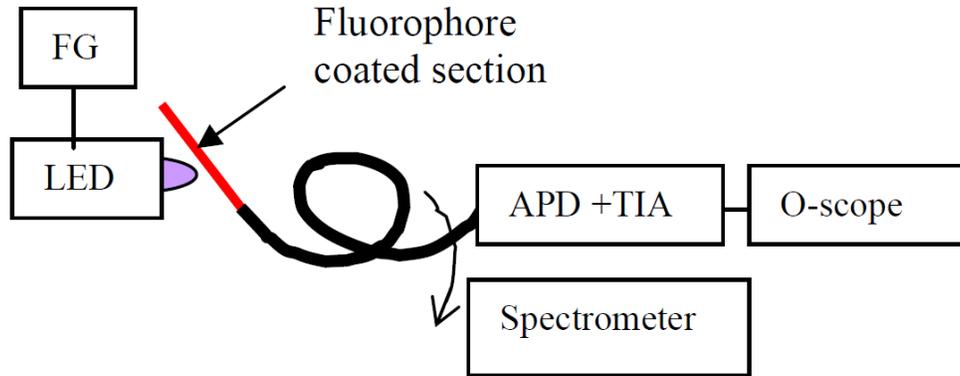


Figura 6.5 Setup per la misura della risposta del raggio UV e dello spettro di emissione.

La distanza tra la fibra e la sorgente è stata mantenuta attorno a 3 mm ; l'estremo della fibra è stato accoppiato con un APD in silicone e connesso all'oscilloscopio tramite il TIA. L'APD e il TIA forniscono una banda di 200 MHz che può risolvere impulsi luminosi di 50 nsec . Il Led emette luce bianco-blu per eccitare il fluoroforo e l'emissione fluorescente viene guidata dalla fibra fino all'APD. In Figura 6.6 è possibile notare la schermata dell'oscilloscopio in cui si nota il rumore casuale dei fotoni fluorescenti all'accensione del LED.

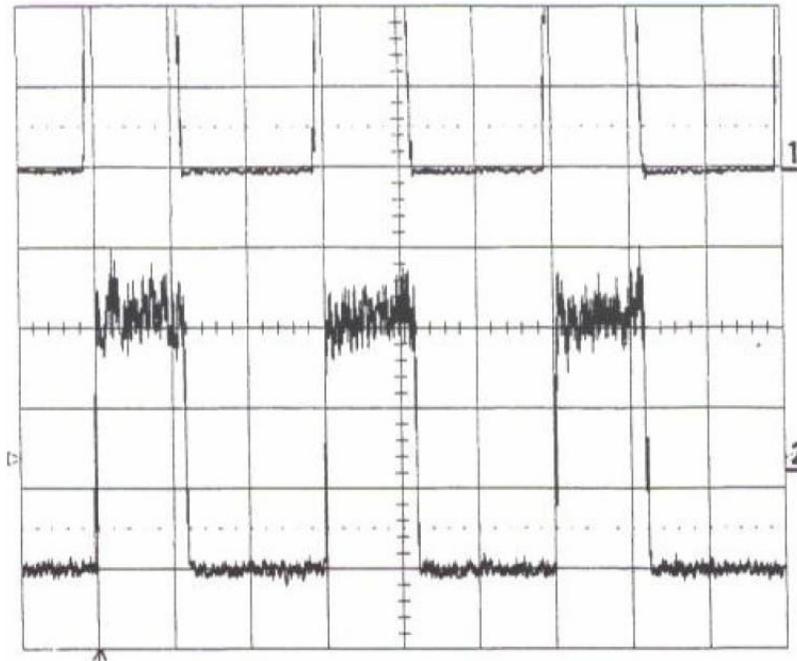


Figura 6.6 In alto si può osservare segnale elettrico modulante mentre in basso le pulsazioni UV fluorescenti indotte. Sull'asse orizzontale $1\text{ }\mu\text{sec/div}$, asse verticale: 20 mV/div .

I risultati ottenuti confermano l'idea di utilizzare questo apparato per la localizzazione delle scariche. Dopo questo setup si è passati alla simulazione del fenomeno di scarica: al verificarsi di questo fenomeno, si generano onde UV e altre onde di bassa lunghezza d'onda che andranno poi ad eccitare il rivestimento di fluorofloro. Per simulare il fenomeno, la fibra è stata posizionata vicino a due elettrodi, a 3 mm di distanza da essi, com'è possibile osservare in Figura 6.7. Il tasso di ripetizione del

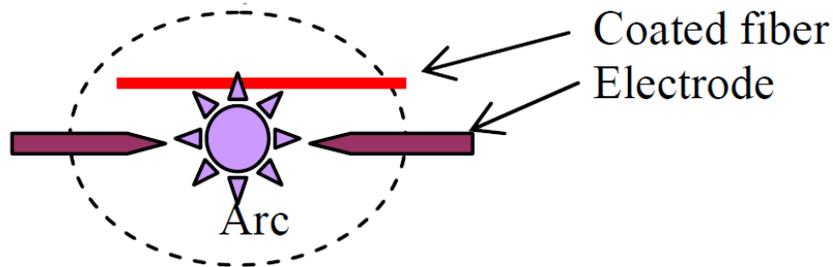


Figura 6.7 Setup per la rilevazione di archi di scarica.

fenomeno è stato impostato a 250 kHz, facendolo continuare per 2 secondi. Quando viene applicato il treno di impulsi, si genera una serie di impulsi alla stessa frequenza; essi vengono ricevuti dall'APD e il risultato è possibile vederlo in Figura 6.8.

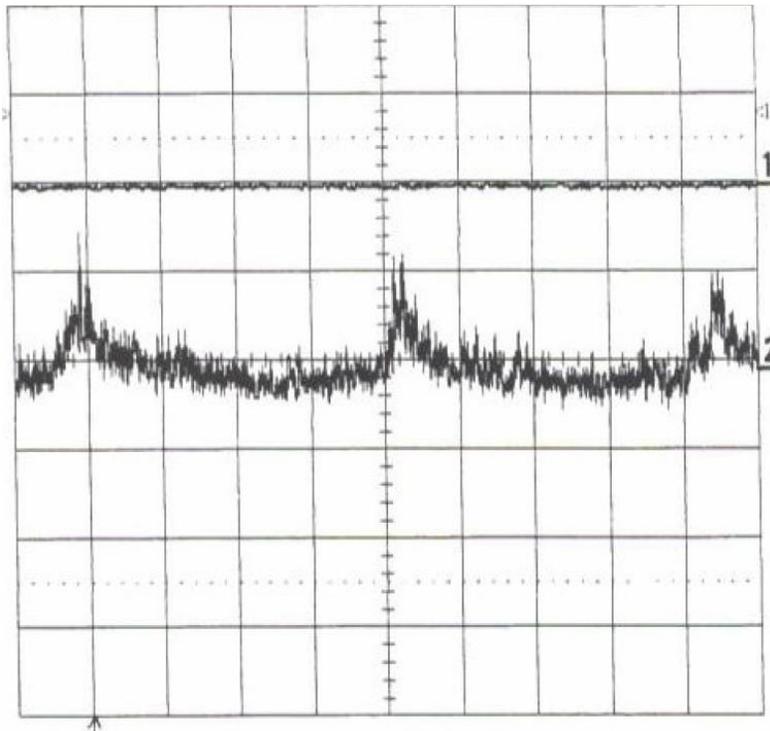


Figura 6.8 Archi di scarica rilevati. Asse orizzontale: $\mu\text{sec}/\text{div}$; asse verticale: $10\text{mV}/\text{div}$.

Per migliorare le prestazioni di questo sensore è possibile utilizzare un APD e ADC migliore (2GHz di banda) a discapito dei costi.

L'utilizzo delle fibre ottiche per la misura di fenomeni elettrici è molto conveniente per svariati motivi come:

- Dimensioni ridotte, leggerezza e flessibilità: le fibre ottiche in commercio presentano un diametro esterno di 250 μm e pesa 1/3 dei fili di rame.
- Non invasività, nessuna probabilità di danni: le fibre ottiche utilizzano laser, il quale è completamente immune ai disturbi EMI e quindi non genera scintille di scarica che spesso provocano rumore, falsi allarmi e in alcuni casi incendi.
- Resistenza alle alte temperature: le fibre basate sul silicio fuso possono sopportare temperature oltre a 1000 °C e quindi tali sensori potrebbero fornire informazioni anche nel caso in cui fossero inghiottiti nelle fiamme.
- Alta densità e bassi costi: la fibra ottica è in grado di gestire una banda molto alta, da pochi Hz fino a decine di GHz. Può anche essere usata come mezzo trasmissivo oltre che da sensore, influenzando quindi positivamente sui costi.
- Multisensing: la stessa fibra ottica è in grado di misurare più fenomeni fisici alla volta.

Il sensore sviluppato e implementato da Chung Lee *et al.* presenta notevoli vantaggi e alti potenziali per un futuro sviluppo per il mondo dell'industria (46).

6.3 TEMPERATURA INTERNA TRASFORMATORE AD ALTA POTENZA

I sistemi di elettronica di potenza come generatori di potenza, cavi di trasmissione etc. hanno la necessità di operare al di sotto della loro temperatura limite, per garantire il corretto isolamento e non danneggiarlo: un riscaldamento eccessivo dell'isolamento può portare alla scopertura del cavo. Per garantire che il sistema operi al di sotto di questa temperatura è necessario un impianto di monitoraggio distribuito della temperatura in quanto un guasto al sistema di potenza comporta grandi perdite di profitto. Con i sensori convenzionali in commercio non è però possibile effettuare una misura puntuale di temperatura a causa dell'alta tensione, tipicamente dell'ordine di decine di kV , durante il normale esercizio. Per questo motivo i sensori in fibra ottica FBG sembrano i migliori candidati al compito di monitorare la temperatura di questi sistemi. Oltre alla possibilità di effettuare misura puntuali di temperatura, gli FBG forniscono la possibilità di essere disposti in array in modo da fornire una misura quasi distribuita di temperatura lungo la fibra. Un ultimo vantaggio è rappresentato dalla linearità tra lo shift in frequenza dell'onda di Bragg e la variazione delle proprietà del reticolo, ovvero, ogni fenomeno che modifica tale reticolo (temperatura, deformazione, pressione etc.) può essere misurato dallo shift in frequenza dell'onda di Bragg.

6.3.1 SETUP ESPERIMENTO

In Figura 6.9 è riportato lo schema del setup dell'esperimento. La sorgente luminosa è generata da un ASE (*Amplified Spontaneous Emission*) con range spettrale che varia tra $1530\text{ nm} \sim 1610\text{ nm}$ mentre l'array di FBG composto da 10 sensori con lunghezza d'onda centrale nominale di $1542.09\text{ nm} \sim 1558.96\text{ nm}$. Il filtro (F-P *filter*) è composto da un Fabry-Perot MEMS con una banda di 4 GHz , usato come filtro di scansione delle lunghezze d'onda. La luce riflessa dai FBG passa attraverso il filtro, la cui banda passante è modulata da un segnale a rampa come si può vedere

in Figura6.9, che trasforma il segnale dal dominio delle frequenze a quello temporale.

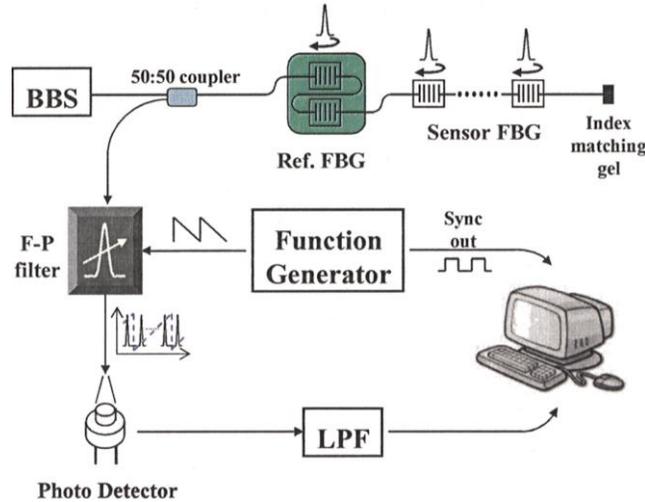


Figura 6.8 Schema del sensore di temperatura tramite FBG.

Dopo questo passaggio la luce è rilevata dal *photodetector* (PD) e può essere analizzata, localizzando i picchi nel segnale. In Figura6.10 si può notare come i picchi totali del segnale siano 12, ovvero i 10 dell'array (SG, *sensor grating*) e i due estremi di riferimento detti *reference grating* (RG). Tali estremi sono usati per sopprimere un eventuale non linearità introdotta dal filtro. Con una simulazione di 8 ore è stata misurata una deriva di meno di 0.6°C in tutto il periodo. L'accuratezza della misura di temperatura dipende dall'accuratezza nella localizzazione dei picchi: per molte ragioni come ad esempio una deformazione imposta alla fibra o una sollecitazione irregolare su di essa, lo spettro riflesso può essere distorto, rendendo meno accurata la localizzazione dei picchi e quindi la misura di temperatura. Per sopprimere questi disturbi Myonghwan *et al.* hanno applicato un algoritmo di *line-fitting* al profilo temporale (Figura6.11). Si presume che i picchi di riflessione dei reticoli abbiano forma Gaussiana e quindi la miglior curva di adattamento viene determinata quando l'MSE (*Mean Square Error*) tra tale curva e quella temporale è minimo in modo da aumentare anche la risoluzione dato che il picco della curva Gaussiana può essere determinato in una scala molto minore rispetto all'errore di quantizzazione presente nella curva temporale.

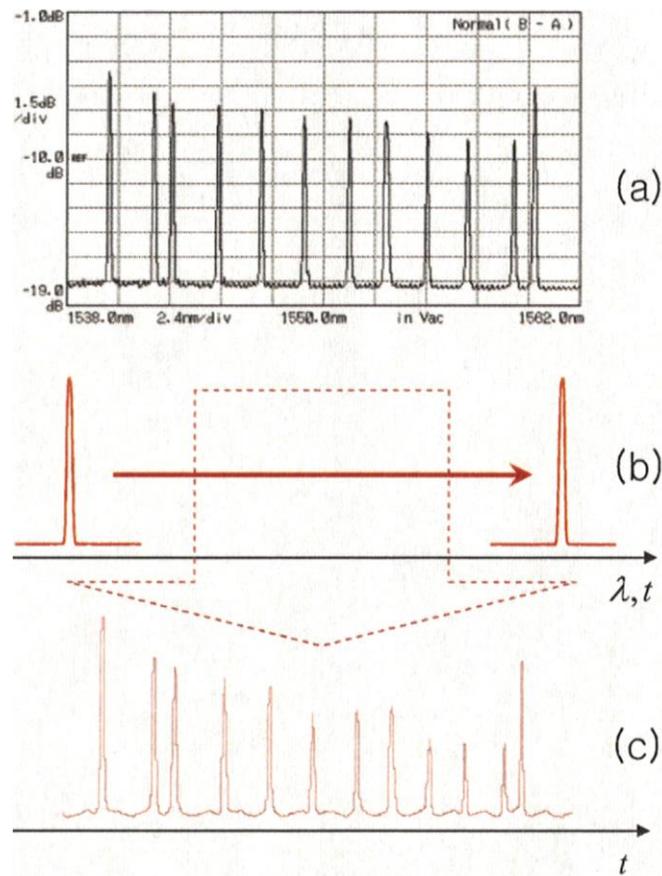


Figura 6.9 Spettro di riflessione nel dominio (a) ottico, (b) temporale (c) scansione del filtro.

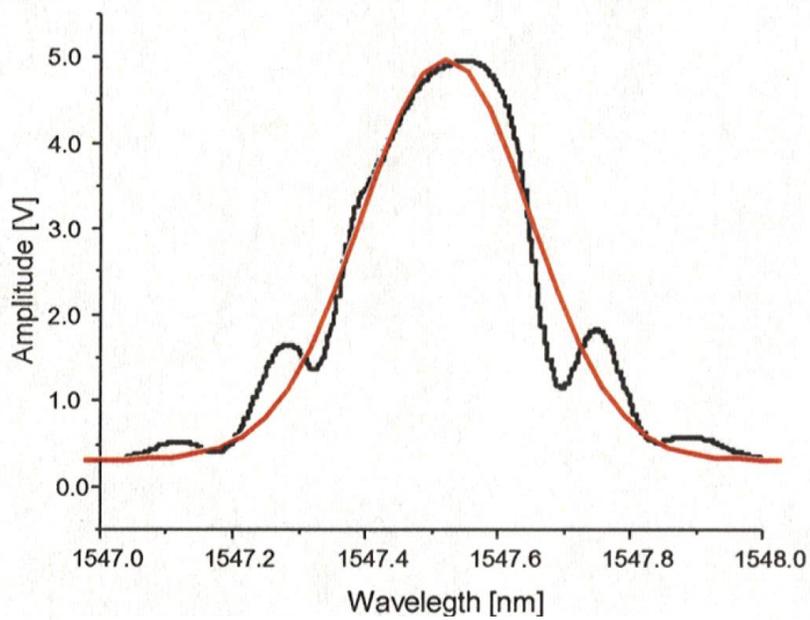


Figura 6.10 Algoritmo di line-fitting Gaussiano.

Il sensore FBG sviluppato è stato testato su un trasformatore immerso nell'olio da 20 kVA che simula il trasformatore di potenza. Le misure effettuate con i FBG, confrontate con quelle effettuate con termocoppie, mostrano un minor contributo di errori casuali dato che non sono influenzati da rumori dovuti a *switching* o operazioni di potenza.

Dopo questa prova su banco, si è passati ad una prova sul campo: 10 FBG sono stati attaccati su un trasformatore da 3000 kVA e per due mesi è stato effettuato un monitoraggio della temperatura. Per tutto il tempo di prova i sensori hanno correttamente misurato la temperatura e non sono stati verificati funzionamenti anomali o rotture.

In conclusione, questo array di sensori di temperatura ha dimostrato una deriva di soli 0.6 ° e un errore lineare inferiore a 0.4%. Grazie alle proprietà della fibra la misura è meno influenzata da fenomeni elettrici, tipici di questo ambiente. È stato provato in seguito, con la prova di due mesi, che questo sensore presenta un'adeguata stabilità per il mondo dell'industria (47). Esistono altre applicazioni interessanti che sfruttano le proprietà della fibra ottica per effettuare misure in ambienti ostili in cui altri sensori non riuscirebbero ad operare.

Un'applicazione simile a quella trattata è quella che utilizza sensori FBG in un impianto di generazione idroelettrico *grid-connected*. In questa specifica applicazione l'obiettivo primario è quello di misurare la temperatura e ridurre il numero di fili di rame, in modo da diminuire i costi di installazione, di manutenzione e di operazione. L'impianto su cui il sensore è stato provato è la UHE-Samuel da 216 MW, in Porto Velho, Brasile; questo generatore opera ad una temperatura di 95° C a pieno carico e necessita di 24 ore per arrivare a 45° C e permettere l'installazione del sensore. L'FBG utilizzato per l'esperimento è stato inserito in un tubicino di rame di 10 cm a forma di U in modo da garantire un buon scambio di calore tra la fibra ottica e l'aria di raffreddamento (Figura6.12). Oltre a favorire lo scambio termico, il tubo in rame protegge la fibra da eventuali deformazioni che si potrebbero verificare nel caso in

cui il sensore fosse direttamente vincolato alla struttura da misurare. Sono stati utilizzati sei sensori in totale, disposti attorno allo statore, dietro ad ogni radiatore del generatore. Per collegare tutti i sensori in rete non è stato utilizzato un cavo di rame ma fibra ottica commerciale, immune a disturbi EMI. L'interrogazione ottica è costituita da una sorgente ottica a banda larga che illumina tutto l'array di sensori.

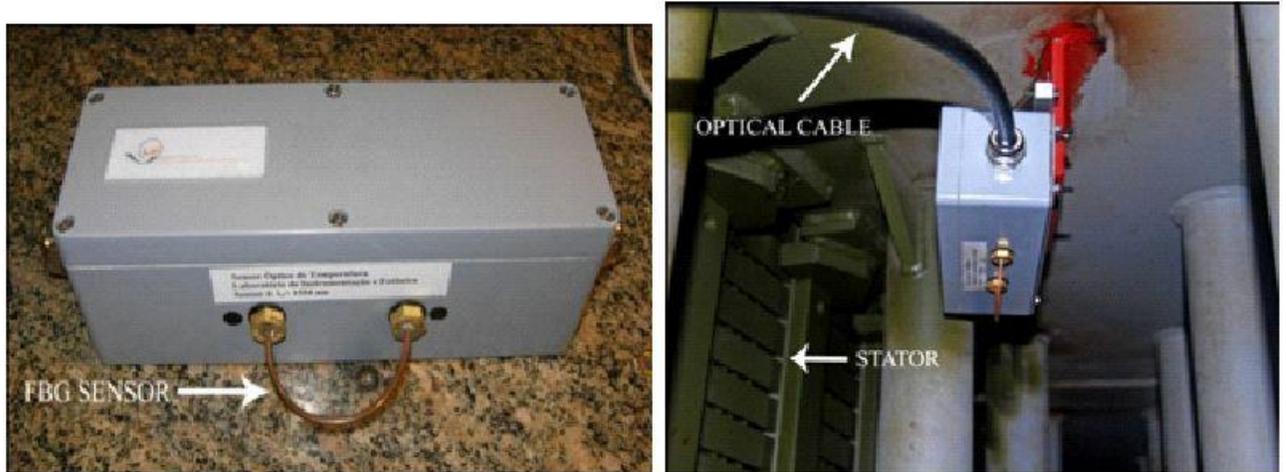


Figura 6.11 Scatola contenente il sensore FBG a sinistra; a destra il sensore installato.

La luce riflessa da ogni sensore viene letta da un interrogatore ottico (nel caso specifico Spectral Eye 400-FOS&S) che identifica il centro dell'onda riflessa dall'FBG. Usando i dati ricavati in laboratorio durante la calibratura, si può ricavare la temperatura rilevata da ogni sensore. In Figura 6.13 si può osservare come siano collegati in rete tutti e sei i sensori e come i dati vengano trasmessi al centro di elaborazione dati che può anche essere molto distante.

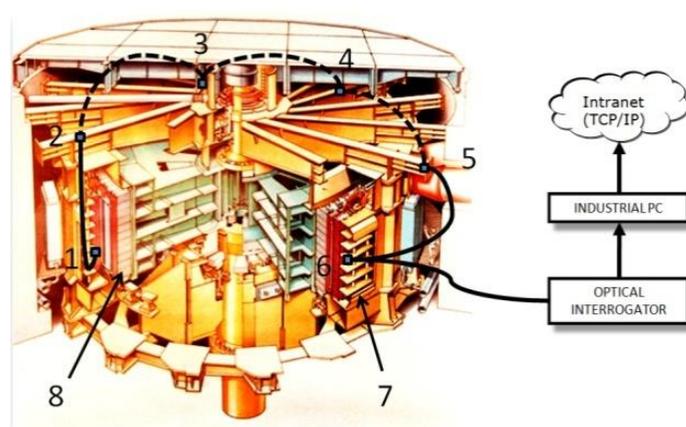


Figura 6.12 Da 1 a 6 sensori FBG; 7 radiatore; 8 statore.

6.3.2 RISULTATI

Subito dopo l'installazione i sensori hanno iniziato a misurare la temperatura. In Figura 6.14 è rappresentato il grafico con tutte le misure di temperatura sovrapposte nell'arco di 24 ore: come si può vedere la temperatura si aggira attorno ai 33 °C, la temperatura ambiente prima dell'accensione dell'impianto. Per il test, il macchinario

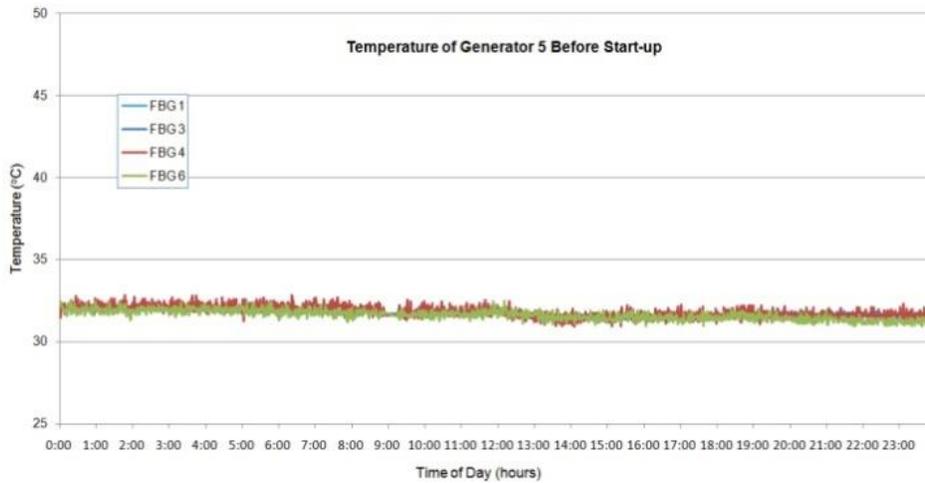


Figura 6.13 Temperatura del generatore prima dell'accensione

è stato avviato e fermato più volte; in Figura 6.15 è mostrato l'andamento della temperatura in una delle accensioni.

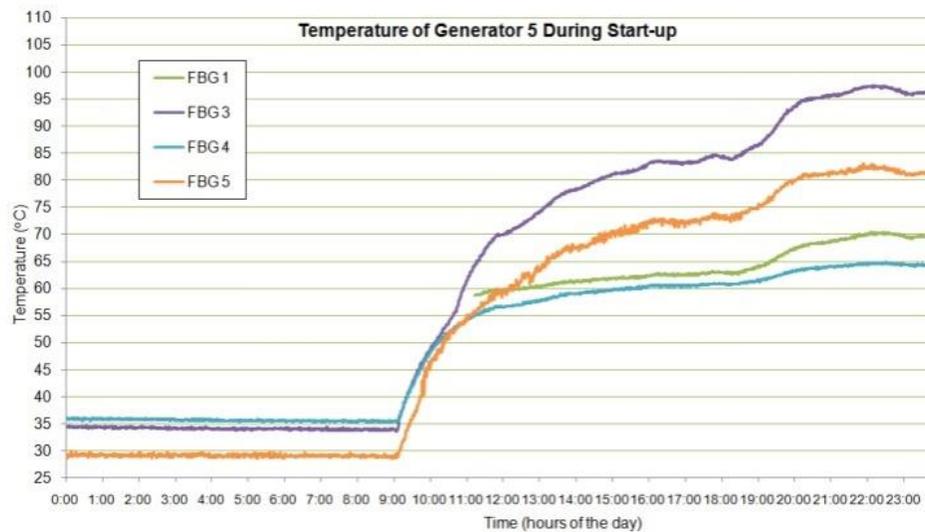


Figura 6.14. Evoluzione della temperatura durante l'accensione.

Come si può notare, le temperature di partenza misurate dai sensori sono diverse, il che è normale dato che l'impianto è stato fatto ripartire da una precedente condizione di lavoro. Alle 9:00 la macchina è stata avviata. Guardando l'andamento del sensore FBG3 si nota come passi da 35°C a 85°C mentre alle 18:00, dopo esser stato attaccato alla rete nazionale, la temperatura sale a 95°C stabilizzandosi. In Figura 6.16 è rappresentato l'andamento a regime: si può notare come, nel tempo, la temperatura non sia stabile ma vari; ciò è dovuto a come il generatore risponde alle variazioni di carico nell'arco della giornata. Come passo finale dell'esperimento, è stato montato

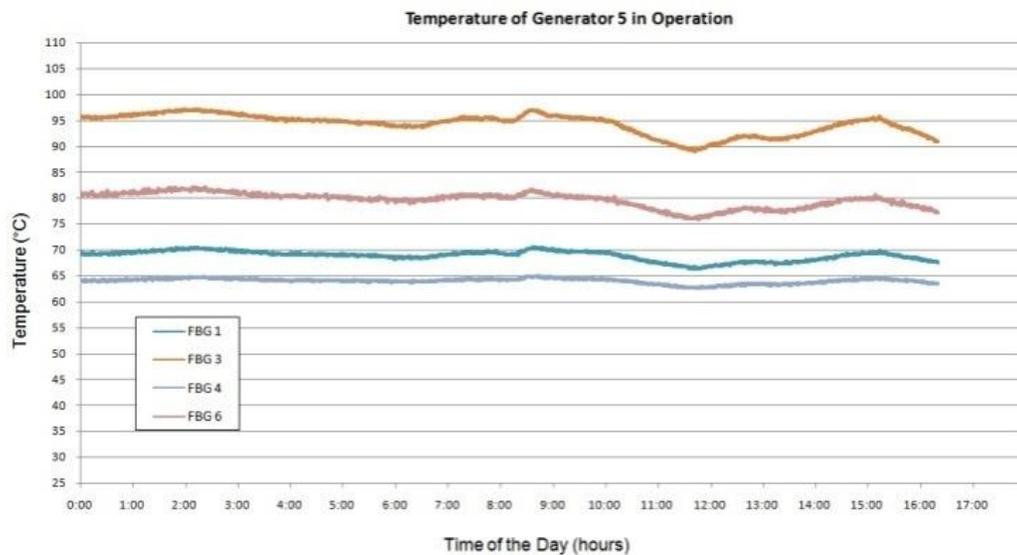


Figura 6.15 Risposta a regime del generatore.

uno strumento di confronto per stabilire se le temperature misurate con i FBG fossero accurate o meno. Per effettuare tale confronto è stata usata una termocoppia, direttamente attaccata al tubo di rame contenente la fibra. Dopo aver fissato la termocoppia al tubicino di rame sono state effettuate ulteriori misure, ottenendo così due coppie di dati per ogni istante di tempo. Figura 6.17 mostra l'evoluzione della temperatura nell'arco di qualche ora: è possibile notare come entrambe le curve seguano lo stesso percorso, che è quello di transitorio quando l'impianto viene acceso. Si può osservare anche come, essendo la termocoppia elettromeccanica, il segnale da essa generato sia soggetto a interferenza magnetica e quindi produce un segnale frastagliato e rumoroso a differenza del FBG che genera un segnale più pulito.

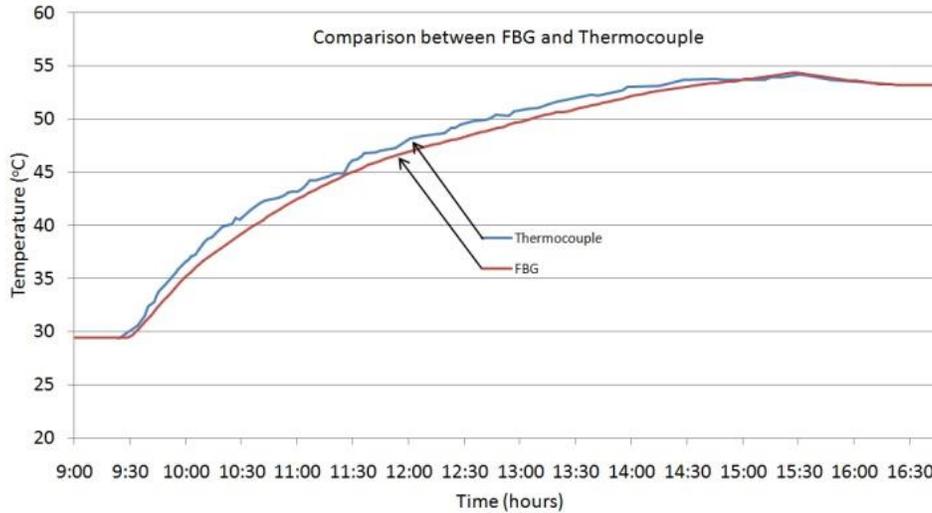


Figura 6.16 Confronto tra dati ottenuti con FBG e termocoppia.

6.3.3 CONCLUSIONI

Quello condotto da Werneck *et al.* è stato il primo esperimento sul campo di un sensore di questo tipo. Questo sensore presenta un'alta ripetibilità, un errore massimo dello 0.004°C e una linearità del 99.9%. Gli errori sono tutti legati all'incertezza sull'apparato di interrogazione dell'array di sensori, che è $\pm 1 \text{ pm}$ e alla sensibilità media degli FBG che è circa $13 \text{ pm}/^{\circ}\text{C}$. Questo significa che 1 pm di errore comporta un'incertezza sulla temperatura di 0.08°C ; tendenzialmente incertezze inferiori al grado centigrado sono accettate nel mondo della generazione di potenza elettrica e quindi questo esperimento ha dimostrato che un array di FBG è appropriato per le misure di temperatura in ambienti ostili come può essere lo statore di un generatore idroelettrico.

Con questo sistema di misura inoltre è possibile evitare grossi costi di installazione e mantenimento grazie al fatto che molti km di cavi di rame potrebbero essere sostituiti con qualche fibra ottica (48).

6.4 MISURA DI CORRENTE SU CAVI AD ALTA TENSIONE

Misure di corrente sulle linee di trasmissione sono spesso obbligatorie come ad esempio in sottostazioni, trasmissione di potenza e industria petrolifera. Gli strumenti tipicamente utilizzati per tali misure sono molto invasivi, pesanti e ingombranti. Alcune soluzioni studiate, presenti in letteratura, basano il loro funzionamento sul principio della magnetostrizione: un fenomeno per il quale un materiale, soggetto ad un campo magnetico, altera le sue dimensioni. Una tipica curva che caratterizza il rapporto tra deformazione e campo magnetico applicato è mostrato in Figura 6.18.

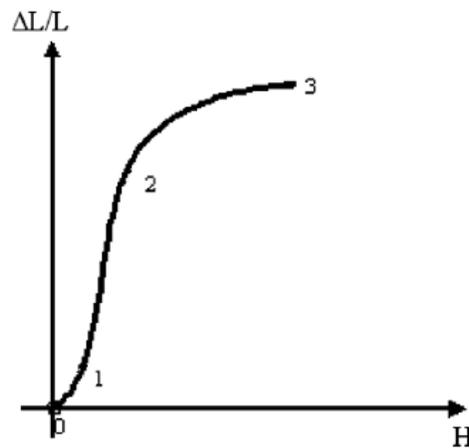


Figura 6.17 Comportamento magnetostrittivo di un materiale.

Applicando come mostra la Figura 6.19 un sensore FBG ad un materiale magnetostrittivo, appena il materiale viene esposto ad un campo magnetico, si espanderà, trascinando con se anche il FBG che fornirà una misura di deformazione codificata in lunghezza d'onda riflessa. La disposizione di Figura 6.19 è una prima prova, che subisce gli effetti della temperatura che vanno quindi compensati con l'uso di un altro sensore.

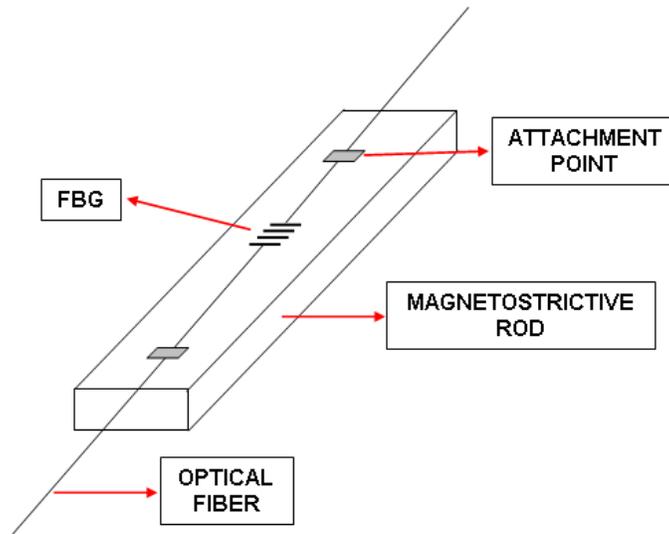


Figura 6.18 Disposizione del sensore

Una disposizione che sfrutta la fibra e il materiale magnetostrittivo compensando l'effetto della temperatura è mostrato in Figura 6.20. Questo sensore sfrutta due diversi

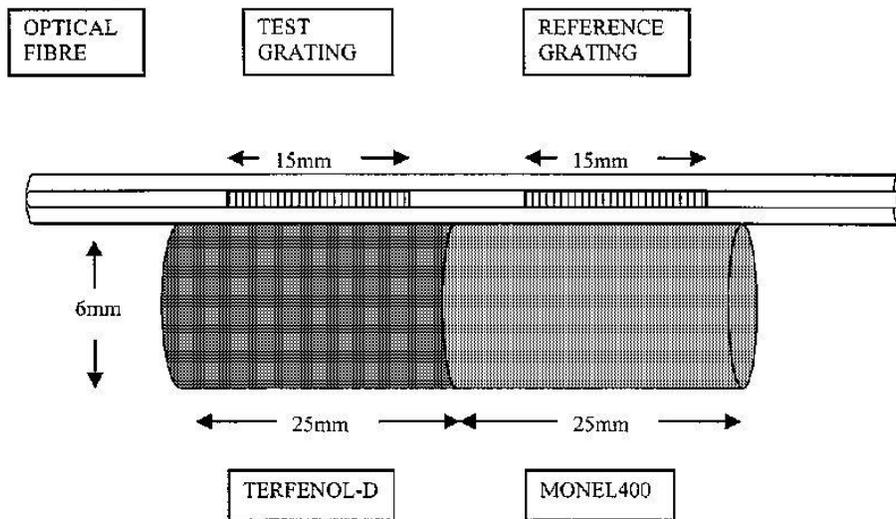


Figura 6.19 Sensore e compensatore di temperatura.

materiali, uno magnetostrittivo e l'altro no, posizionando al centro di ognuno dei due un sensore FBG. Grazie al materiale non magnetostrittivo, quando un campo magnetico investe il sensore (entrambi i materiali), solo il FBG posizionato sul materiale sensibile al campo magnetico subirà una deformazione, mentre entrambi sentiranno l'effetto della temperatura. Sottraendo i due segnali è possibile ottenere la sola informazione desiderata di deformazione senza il contributo della temperatura. Nell'esperimento trattato sono stati impiegati due diversi tipi di materiali per la parte

magnetostrittiva: il primo è il Terfenol-D, che sottoposto ad un campo magnetico si allunga, mentre il secondo è il nickel, che sottoposto ad un campo magnetico si restringe. Quest'ultimo materiale, potenzialmente un buon candidato, necessita di un particolare trattamento che elimina effetti indesiderati di correnti di Eddy: tale trattamento consiste nel passaggio ripetuto tra due cilindri caldi rotanti. Il materiale grezzo viene inizialmente scaldato in una fornace a 600°C per 10 minuti dopodiché viene fatta passare tra i rulli. Questo procedimento ripetuto più volte (5 in questo esperimento) crea un sottile film di nickel che si assottiglia ad ogni ripetizione. Una volta ottenuto uno spessore di 0.5 mm , il foglio è stato tagliato in pezzi della dimensione di $100\text{ mm} \times 10\text{ mm} \times 0.5\text{ mm}$ impilati uno sull'altro a gruppi di sette e incollati tra loro in modo da ottenere un singolo pezzo delle dimensioni di $100\text{ mm} \times 10\text{ mm} \times 3.5\text{ mm}$ completamente magnetostrittivo. Per quanto riguarda il primo materiale, che non necessita di lavorazioni, ne è stato impiegato una barretta dalle dimensioni di $80\text{ mm} \times 10\text{ mm} \times 10\text{ mm}$ come mostrato in Figura 6.21. Per

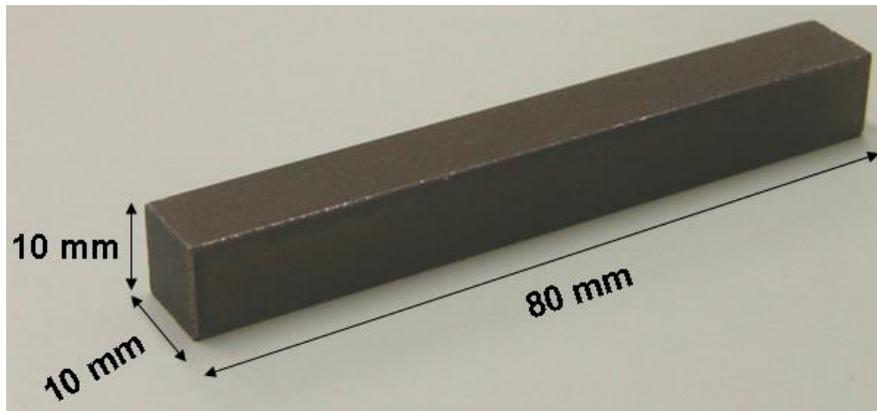


Figura 6.20 Barretta di Terfenol-D utilizzata.

testare le proprietà magnetostrittive di entrambi i materiali è stata costruita una bobina in grado di eccitare i materiali, alimentata in DC. Per la prova la corrente è stata variata a 0 a $27 A_{DC}$ tenendo monitorato lo shift di lunghezza d'onda e la temperatura del trasduttore. Monitorare la temperatura in una prova come questa è fondamentale dato che si genera dissipazione di calore mentre si alimenta la bobina e ciò aumenta la temperatura del sensore, provocando un aumento della testa del sensore. Il primo trasduttore ad essere testato è stato quello in fogli di nickel: un FBG con $\lambda_B =$

1538.176 nm a 25°C è stato attaccato alla barretta di nickel e poi esposto al campo magnetico generato dalla bobina di eccitazione, effettuando quattro cicli di misura. In Figura6.22 vengono riportati i risultati dei cicli di misura con una linea che meglio si adatta ai risultati sperimentali; sono inoltre riportati i valori teorici di del campo magnetico e la temperatura della barra. Anche il sensore costituito da Terfenol-D è

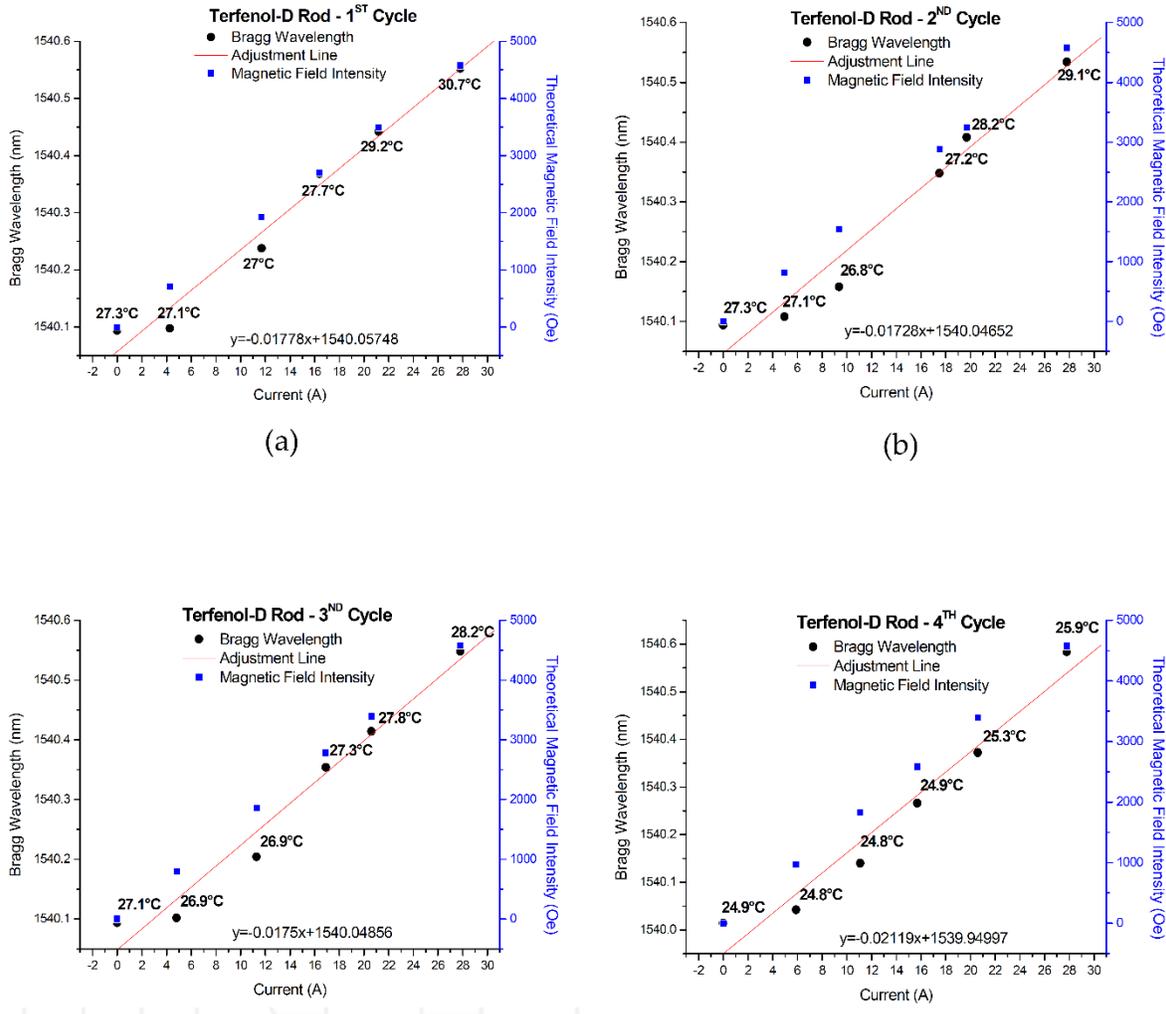


Figura 6.21 Risultati dei quattro cicli di misura dell'esperimento sulla barra di nickel.

stato studiato nello stesso modo, usando però un FBG con $\lambda_B = 1540.065 \text{ nm}$ a 25°C attaccato alla barretta. In Figura6.23 vengono riportati i risultati dei Quattro cicli di misura. Questo sistema di misura effettuerà gran parte delle misure all'aria aperta, sotto l'effetto degli agenti atmosferici e dei cambiamenti di temperatura climatici, risulta necessario conoscere il suo comportamento al variare della temperatura in

modo da poterla compensare in un post elaborazione dei dati. Per analizzare il comportamento dello strumento al variare della temperatura è stato usato un *thermo*

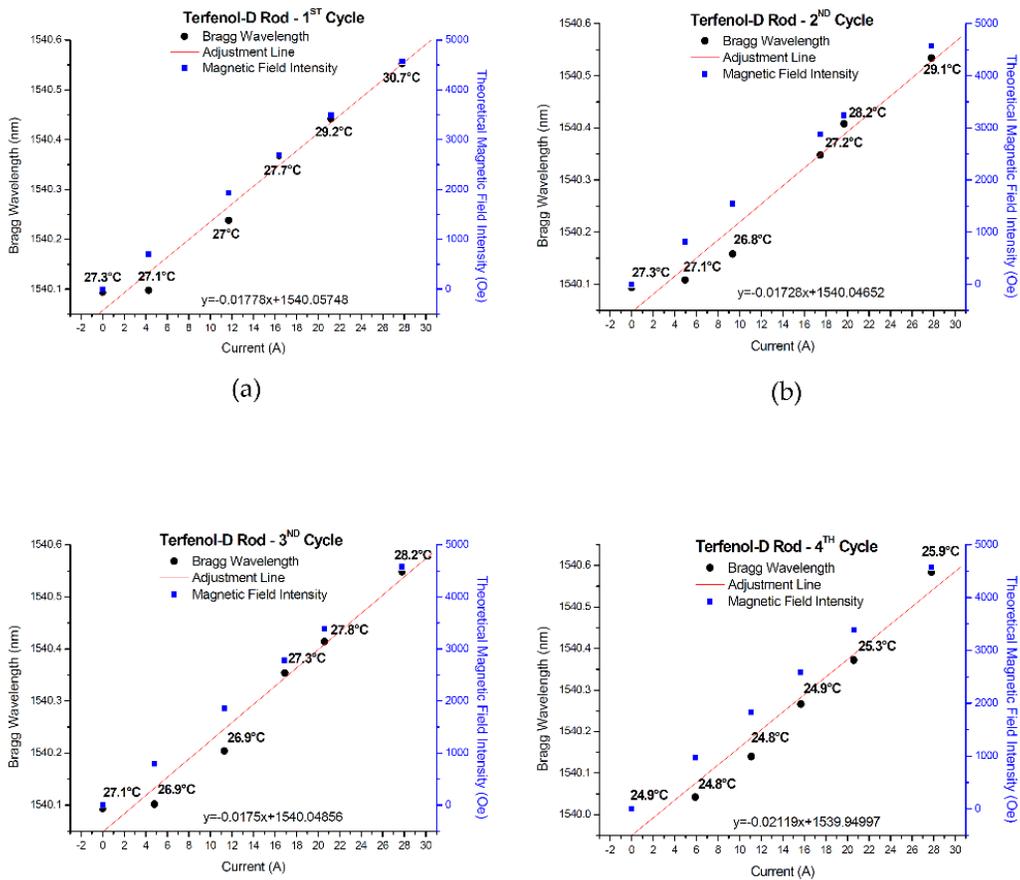


Figura 6.22 Risultati dei quattro cicli di misura sulla barretta di Terfenol-D.

shaker modifica la temperatura di 2000 ml di acqua contenuti in un becher in cui è immerso il sensore come si può vedere in Figura6.24. Dagli esperimenti, utilizzando

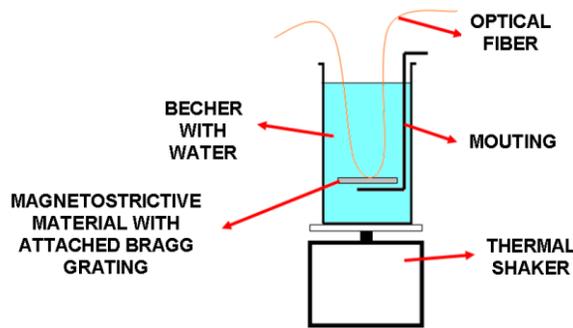


Figura 6.23 Setup dell'esperimento per il comportamento al variare della temperatura.

le formule costitutive dei FBG sono state ricavate le sensibilità teoriche dei due sensori: $\lambda_{B(NICKEL)} = 0.0258 \times 10^{-9}T + 1537.384 \text{ nm}$ e $\lambda_{B(TERFENOL)} = 0.0242 \times$

$10^{-9}T + 1539.470 \text{ nm}$ dove T è la temperatura ambientale. In Figura 6.25 sono riportati i grafici che riportano il comportamento teorico, reale e una linea che adatta i due valori precedenti, di entrambi i sensori sottoposti ad una variazione di temperatura di 60°C . La lunghezza d'onda di Bragg nel caso del nickel diminuisce

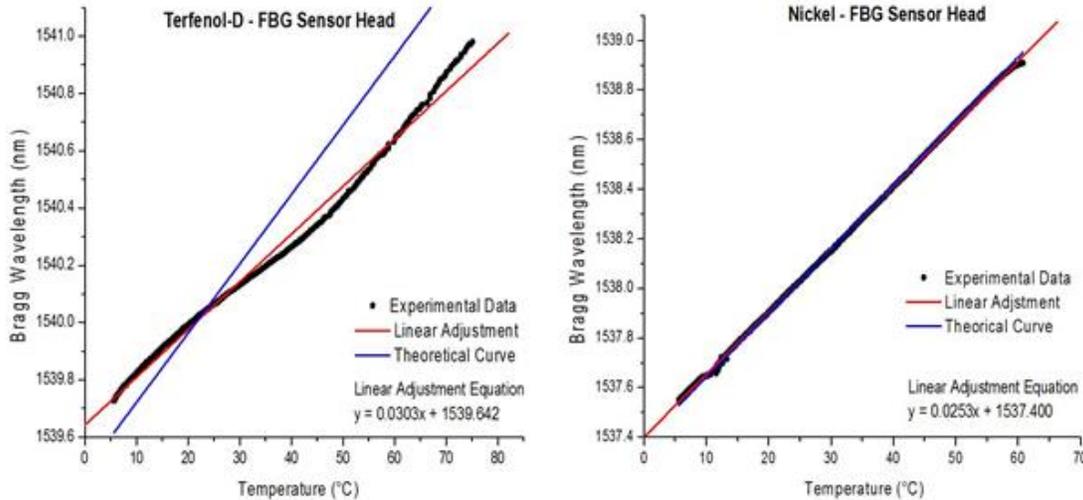


Figura 6.24 Lunghezza d'onda di Bragg in funzione della temperatura.

all'aumentare della corrente dato che questo materiale presenta un coefficiente magnetostrittivo negativo. Viceversa la lunghezza d'onda di Bragg per il trasduttore basato sul Terfenol-D, presentando un coefficiente positivo, aumenta all'aumentare della corrente.

Sia il nickel che il Terfenol-D sono buoni materiali da essere impiegati nella misura della corrente come mostrato in questo esperimento. Il trasduttore basato sul Terfenol-D però presenta una risposta migliore dato che è un materiale migliore dal punto di vista della magnetostrittività. Ulteriori sviluppi per ottimizzare questi sensori per la produzione e l'utilizzo su larga scala sono in corso, tuttavia i risultati sono molto incoraggianti se confrontati con i tradizionali sensori in uso da anni (48).

6.5 SENSORI DI TERRA NON PRESIDATI

Sensori di terra non presidiati (UGS, *Unattended Ground Sensor*) sono stati molto sviluppati negli ultimi anni soprattutto in ambito militare per monitorare, localizzare e determinare la direzione dei movimenti di persone, veicoli su ruote e su cingoli. Tradizionalmente si usano sismometri piezoelettrici, piezoresistivi o capacitivi che misurano le vibrazioni del suolo e quindi anche le vibrazioni prodotte dai movimenti di persone e veicoli. I segnali generati da questi sensori vengono poi processati in un amplificatore e convertiti in una differenza di tensione per poter poi essere analizzata. Sistemi come questo, utilizzati su un lungo perimetro, richiedono un cablaggio pesante con relativa alimentazione e telemetria, il che li rende pesanti e costosi. Oltre a questo, essi sono facilmente eliminabili con interferenze EMI, essendo cavi di rame, ed infiltrazioni d'acqua. In (49) viene presentato un sensore interrato basato un accelerometro in fibra ottica (FODA, *Fiber Optic Disk Accelerometer*) che utilizza tecniche interferometriche.

Il principio di funzionamento di questo sensore è il seguente: un intruso qualsiasi nel perimetro sotto controllo, induce una vibrazione che si propaga sulla superficie della terra come un'onda di Rayleigh come si può vedere in Figura 6.26. I sensori sono

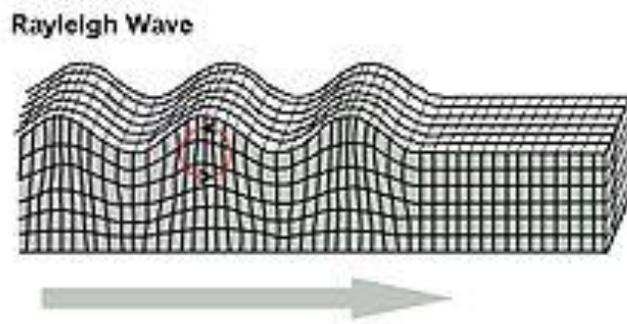


Figura 6.25 Schema di propagazione dell'onda di Rayleigh.

interrati e rilevano le vibrazioni del suolo. Utilizzando la fibra sia come sensore che come mezzo trasmissivo è possibile sorvegliare in remoto l'area, anche a decine di km, identificando gli oggetti grazie ad una classificazione dei vari modelli e

localizzare la loro posizione grazie all'utilizzo di array. Un ulteriore vantaggio risiede nella passività del mezzo: non c'è bisogno di una fonte di alimentazione elettrica, basta il fascio laser all'estremo della fibra stessa, inoltre la luce resta confinata all'interno della fibra, senza emettere frequenze radio rilevabili o tracce termiche. Usando tecniche di moltiplicazione è possibile coprire una vasta area con un array di sensori e ottenere informazioni come direzione di movimento, geo-localazione e identificazione della tipologia di intruso.

6.5.1 SENSORE E DEMODULAZIONE

Il sensore costruito da Wang et al. per testare il modello raggiunge una sensibilità di 126.64 rad/g con una frequenza di risonanza di 300 Hz . Esperimenti in laboratorio riportati in Figura 6.27 dimostrano che però la sensibilità si aggira attorno a 120 rad/g . Per ottenere un segnale che non si dissolve a causa di fluttuazioni

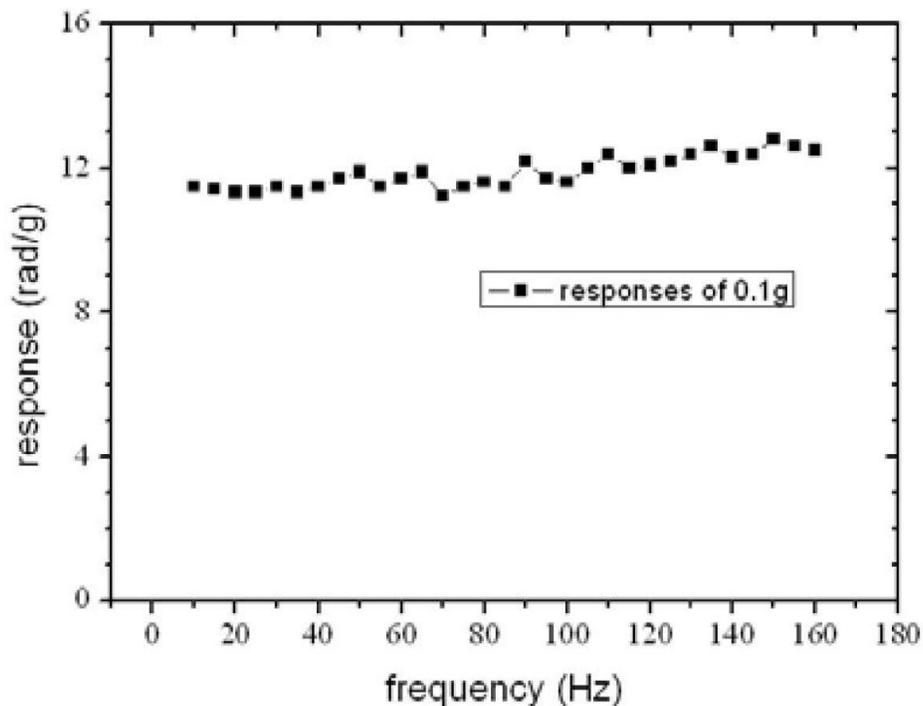


Figura 6.26 Risposta del sensore nella banda d'interesse.

indesiderate di temperatura o pressione è stato utilizzato il metodo omodino. In Figura 6.28 è rappresentato un diagramma del sistema di demodulazione.

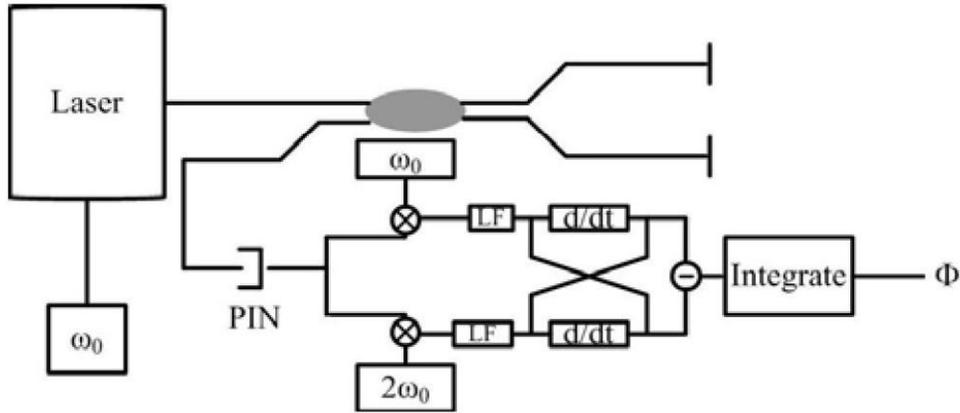


Figura 6.27 Schema del sistema di demodulazione.

Viene imposto un segnale sinusoidale con ampiezza molto grande e frequenza al di fuori della banda d'interesse dei fenomeni studiati al generatore di corrente che pilota la luce laser. I due segnali ricevuti dalla sonda vengono moltiplicati per ω_0 e $2\omega_0$ rispettivamente dopodiché vengono filtrati da filtri passabasso per rimuovere componenti indesiderate al di sopra della frequenza di interesse. La minima fase di demodulazione misurabile è 10^{-5} rad e la minima accelerazione misurabile

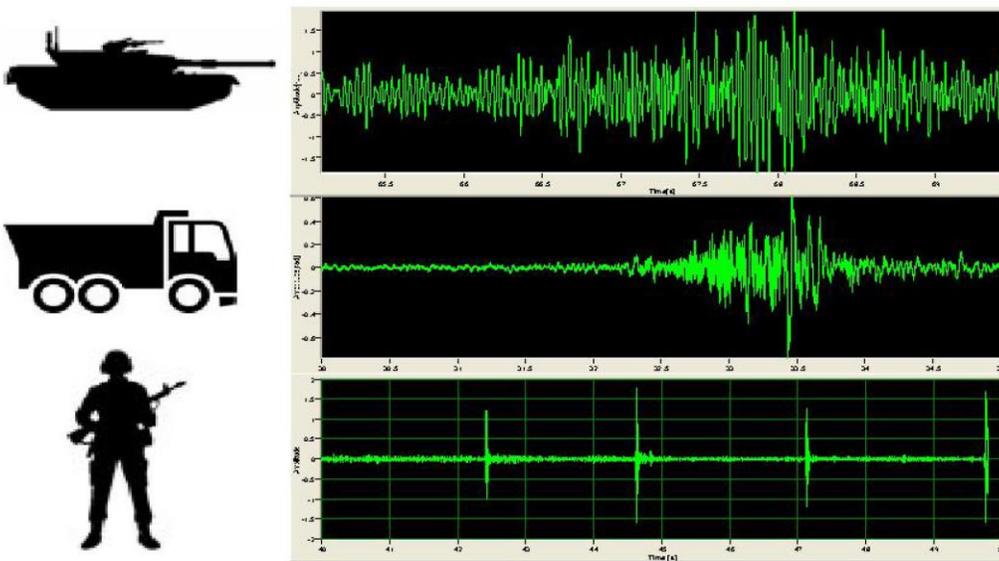


Figura 6.28 Acquisizioni.

raggiunge 80 ng . In Figura 6.29 sono rappresentate le acquisizioni dal campo nel caso di veicolo con ruote, cingoli e uomini a piedi. In conclusione, questa tipologia di sensori, realizzati in fibra ottica, hanno il vantaggio del peso ridotto, quindi facilità di

trasporto e installazione, mentre grazie alle ridotte dimensioni risulta facile nasconderli nei campi di battaglia. Questo sensore dispone anche della possibilità di cambiare la massa all'interno dello stesso con masse di altro peso o rigidità in modo da modificarne a piacimento la sensibilità e la banda del sensore. Oltre all'ambito militare questo sensore può essere impiegato per il monitoraggio dei confini tra stati, impianti nucleari, prigioni ed altre aree sensibili (49).

6.6 RILEVAMENTO PERDITE IN PIPELINE

Le pipeline attraversano molto spesso aree pericolose dal punto di vista delle esposizioni ai fenomeni naturali, come ad esempio aree soggette a terremoti o frane, e dal punto di vista di terze parti come ad esempio atti di vandalismo, sabotaggio o ostruzione. Questi pericoli possono compromettere il buon funzionamento dell'intera linea danneggiandola fino a permettere la fuoriuscita del liquido o del gas trasportato provocando perdite economiche per l'azienda e ingenti danni all'ambiente. Inoltre, le normali condizioni di operatività delle pipeline possono indurre loro stesse ulteriori problemi dovuti all'erosione, alla corrosione e alla fatica. Il monitoraggio continuo della linea può migliorare significativamente la sicurezza prevenendo rotture delle condutture, rilevando eventuali danni improvvisi con precisione garantendo così un intervento tempestivo e preciso. Quindi un monitoraggio dell'intera linea può ottimizzare i costi di manutenzione, aumentare la sicurezza dell'intera linea ed eliminare perdite economiche. Tipicamente le pipeline sono strutture cilindriche la cui lunghezza arriva a svariati chilometri, come si può notare in Figura 6.30, e possono essere anche sepolte nel terreno oppure nelle profondità degli oceani. Il monitoraggio



Figura 6.29 Pipeline.

diventa quindi ardua impresa. L'utilizzo di sensori tradizionali risulta impraticabile poiché, a causa dell'elevato numero di sensori da installare, del difficile cablaggio e delle dimensioni del sistema di acquisizione il costo risulterebbe spropositato. L'impiego di questi sensori attualmente è limitato ad alcuni crocevia fondamentali o ad alcuni snodi ma non all'intera lunghezza della linea. Altri metodi come la misura del flusso all'inizio e alla fine della linea forniscono informazioni riguardo le perdite ma non forniscono alcun dato utile riguardo la posizione della perdita.

I sensori distribuiti in fibra ottica sono l'unico sensore in grado di monitorare l'intera lunghezza dell'intera linea fornendo in tempo reale informazioni su temperatura, deformazioni e quindi perdite ma non solo: localizzano con la precisione del metro l'origine della perdita (50). Il primo sensore che presentiamo è quello sviluppato da Inaudi et al. i quali hanno sfruttato lo scattering per effettuare il monitoraggio. Usando un numero limitato di sensori molto lunghi sono riusciti a sviluppare un sistema poco costoso in grado di monitorare strutturalmente la pipeline. Il sistema appena citato si basa su sensori Brillouin che riescono a fornire una risoluzione in temperatura di 0.1°C , una risoluzione di deformazione di $20\ \mu\text{m}$ su un range di $30\ \text{km}$ con una risoluzione spaziale di $1\ \text{m}$. Il sensore da loro sviluppato si basa su fenomeno semplice: quando si verifica una perdita nella condotta, la temperatura nel suo intorno cambia. Questo è un fenomeno localizzato in un intorno della perdita e quindi la sua localizzazione risulta facile per un algoritmo che deve solo percepire i picchi di temperatura. Le origini di un cambiamento di temperatura nell'intorno della pipeline sono svariate e dipendono dal tipo di pipeline e dall'ambiente circostante:

- Il liquido rilasciato è più caldo del suolo circostante, tipico delle pipeline interrate
- Il gas rilasciato produce una diminuzione di temperatura nell'intorno della perdita dovuto a un calo di pressione, tipico delle pipeline sepolte, subacquee e in superficie trasportanti gas.

- Il liquido rilasciato modifica le proprietà termiche del suolo circostante modificando quindi il ciclo giorno/notte.
- Si forma una zona calda attorno al condotto, tipico negli oleodotti sottomarini.

Nel caso di oleodotti interrati la miglior posizione per il sensore è quella sotto la condotta ma non direttamente a contatto in modo da massimizzare la probabilità di rilevare una perdita come si può vedere in Figura6.31. Nel caso in cui la condotta

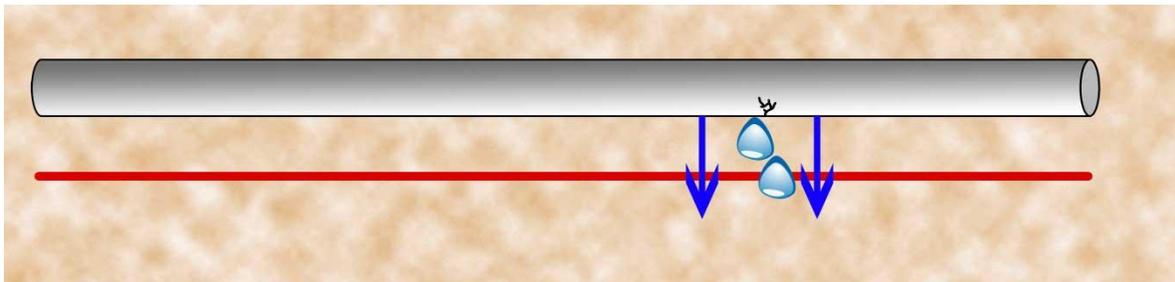


Figura 6.30 Rappresentazione del posizionamento della fibra.

sia posizionata sotto una falda o sott'acqua l'olio tenderà a risalire in superficie invece che scendere verso il fondale e quindi la posizione più conveniente del sensore è al di sopra della condotta, a contatto con essa.

Nel caso di fuoriuscita di gas, il posizionamento ideale è a contatto con la condotta dato che la fuoriuscita di gas produrrà uno sbalzo termico nella zona circostante la perdita e quindi sfruttando la sensibilità in temperatura della fibra e la buona conduttività termica della condotta si riesce ad effettuare una misura più accurata e precisa. In Figura6.32 si può osservare il set-up per questa tipologia di condotte. Con

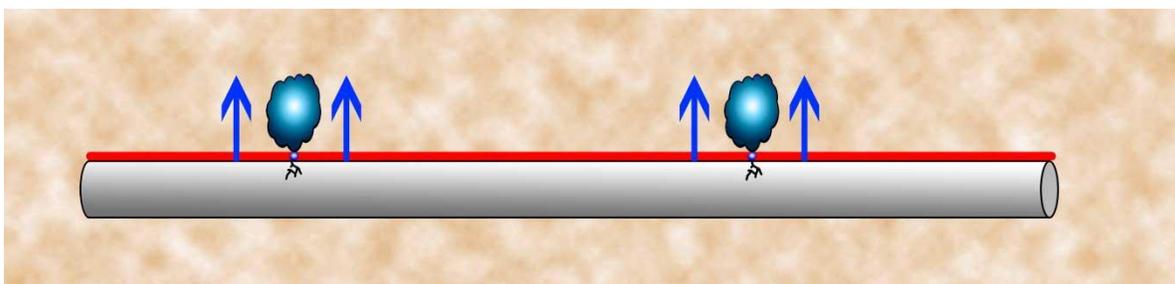


Figura 6.31 Fuoriuscita di gas.

quest'ultima configurazione è anche possibile identificare intrusioni: quando il

condotto viene sposto all'aria aperta, per esempio in un dissotterramento, la temperatura cambierà e sarà quindi possibile identificarla con lo stesso cavo.

6.6.1 SIMULAZIONE DI FUORIUSCITA DI GAS

Per validare la stabilità del sensore di temperatura distribuito è stato fatto un esperimento su una vera condotta in Italia: il sensore è stato installato su 500 m di pipeline. Durante la fase di installazione e sotterramento, sulla pipeline è stato installato un tubo di plastica vuoto collegante la superficie della condotta all'aria aperta a 50 m dall'inizio del sensore. Questo tubo è stato usato per simulare la fuoriuscita di gas: tramite l'inserimento di anidride carbonica si simula il salto termico che provocherebbe una perdita di gas localizzata nell'intorno del tubo di plastica. Una misura di riferimento è stata effettuata prima dell'inserimento del gas, dopodiché le misure di temperatura sono state effettuate ogni due minuti fino a dieci minuti, comparandosi sempre con la misura di riferimento iniziale. In Figura 6.33 sono riportati i dati raccolti; come si vede nella zona cerchiata di rosso, il salto di temperatura è stato osservato molto chiaramente. Il salto misurato è di circa 3.5 °C.

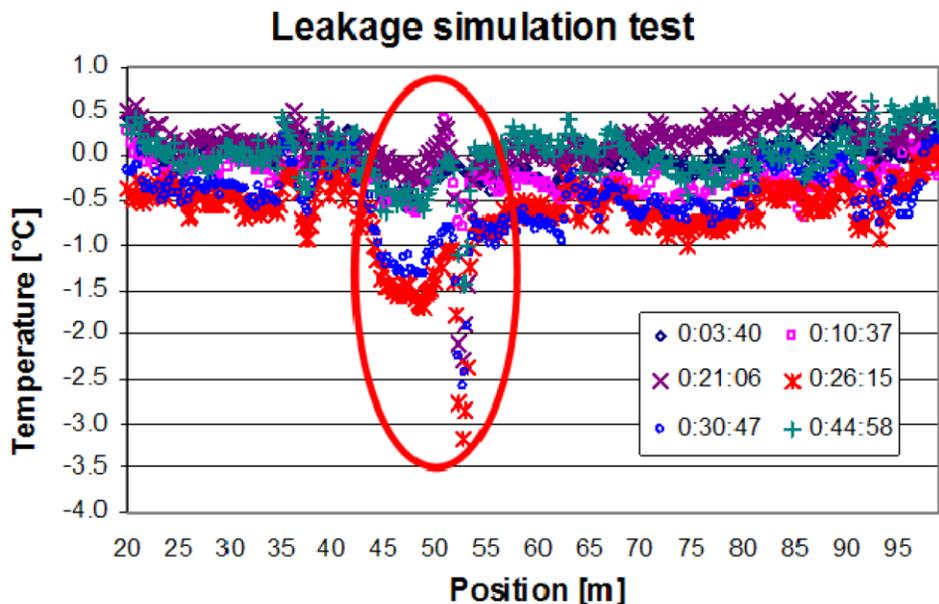


Figura 6.32 Il salto di temperatura dovuto all'iniezione di anidride carbonica indica la presenza di una fuoriuscita di gas.

Sono stati effettuati test sul sensore su pipeline dello spessore di 12 e 32 pollici con

un flusso di $300 \text{ m}^3/h$ e $3500 \text{ m}^3/h$. La perdita media era di circa $0.6 \text{ m}^3/h$ corrispondente a una percentuale di 0.1% e 0.01% del flusso totale trasportato. Il tempo di rilevamento è variato tra $1 \div 80 \text{ min}$ e l'accuratezza del posizionamento della perdita attorno a 2 m . La lentezza della risposta, che è arrivata fino ad 80 min è dovuta alla posizione della perdita rispetto al sensore: più la perdita è laterale al sensore e più tempo occorrerà affinché tale perdita modifichi il terreno circostante fino ad arrivare alla fibra. Nell'esperimento che ha riportato un tempo di rilevamento di 80 min la perdita era lateralmente lontana dalla fibra ma nonostante ciò, negli 80 min sono stati riversati solo 0.6 metri cubi d'acqua nel suolo vicino alla perdita.

Recenti sviluppi nel campo delle fibre ottiche hanno ampliato il range di monitoraggio delle fibre: 60 km con un singolo cavo 300 km con l'ausilio di amplificatori ottici. Questo sistema è molto facile da installare mentre la pipeline viene depositata mentre risulta ardua l'installazione qual ora l'impianto fosse già esistente sotterrato o depositato sul fondale marino (50).

Un'alternativa al rilevamento delle perdite tramite la temperatura è quella proposta da Huang et al. (51) i quali sfruttano le onde acustiche generate dalla perdita per localizzarla. Utilizzando un interferometro in fibra ottica montato sull'intera lunghezza della pipeline, ogni volta che si verificherà una perdita, essa genererà un'onda acustica che deformerà la fibra causando una variazione dell'indice di rifrazione e modificando la lunghezza del cammino ottico. Utilizzando un interferometro di Sagnac è possibile monitorare eventuali perdite guardando la fase del segnale di ritorno dopo averlo adeguatamente rielaborato. Generalmente questo interferometro lo si utilizza nella configurazione ad anello, il che richiederebbe il doppio della lunghezza e questo ne limita l'utilizzo in questo ambito. Nell'esperimento in questione viene usato un ibrido tra un Sagnac in linea e un Mach-Zehnder con lo specchio di Faraday (FRM, *Faraday Rotator Mirror*) posto all'estremità della fibra sensibile per compensare la polarizzazione indotta. Usando un generatore PGC (*Broadband Phase Generated Carrier*) è possibile rilevare la fase generata dall'onda

acustica e quindi calcolare la posizione della perdita dalla frequenza nulla dello spettro in uscita. In Figura 6.34 è mostrato lo schema di funzionamento del sensore ibrido: esso è costituito da due accoppiatori. Al primo sono connessi la sorgente (*Source*) e il

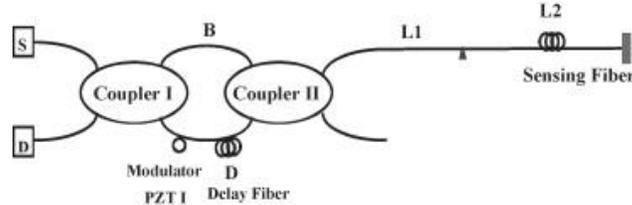


Figura 6.33 L'ibrido tra Mach-Zehnder e Sagnac.

rilevatore (*Detector*) mentre uno dei due terminale del secondo accoppiatore è connesso alla fibra sensibile mentre l'altro è spaccato a 8°C per prevenire fenomeni riflessivi. Tra i due accoppiatori come si può vedere sono presenti due bracci, uno più lungo dell'altro; il più lungo serve da ritardatore e su di esso è posizionato un modulatore di fase PZT per fornisce un segnale portante di fase per il demodulatore PGC. Quindi in definitiva solo due dei quattro cammini hanno lunghezza uguale e possono generare un segnale interferometrico.

Utilizzando le proprietà della luce che si propaga all'interno della fibra è possibile ricavare il termine d'interferenza:

$$I_{int} = A \cos[\Phi_s(t') + \Phi_m \cos \omega_m t']$$

dove ω_m è la frequenza angolare della portante, Φ_m la sua ampiezza, $\Phi_s(t') = 4\Delta\Phi(\omega_s) \cos \omega_s t' \sin \omega_s \left(\frac{\tau_d}{2}\right) \cos(\omega_s \tau_x)$ ed $A = -2E^2$. Si può poi utilizzare la tecnica PGC per ottenere il segnale di fase generato dalla perdita, $\Phi_s(t')$. In questo sistema ibrido oltre ai due cammini ottici principali ve ne sono altri due ricevuti dal detector, il che rende la visibilità in uscita del sensore pari a 0.5, che è molto più delle altre configurazioni in linea di interferometri. Quest'ultima caratteristica fa sì che il rapporto segnale rumore sia molto alto.

6.6.2 DEMODULAZIONE

Quando si verifica una perdita in un condotto ad alta pressione si genera un'onda acustica che può arrivare fino a 60 kHz e quindi per non distorcere il segnale bisogna avere un'adeguata banda del demodulatore PGC. Nell'esperimento è stato utilizzato un circuito in grado di coprire una banda da 500 Hz a 98 kHz. Per acquisire il segnale con la tecnica PGC:

$$V_s(t') = 4h\Delta\Phi(\omega_s)\cos\omega_s t' \sin\left(\frac{\omega_s\tau_d}{2}\right)\cos(\omega_s\tau_x)$$

dove h è una costante dovuta al fattore di scala del demodulatore. In quest'ultima equazione si suppone $f_s = \frac{\omega_s}{2\pi}$ ma il segnale generato dalla perdita non occupa una sola frequenza bensì è un segnale a banda larga e quindi il segnale in uscita dal demodulatore PGC sarà la somma di tutte le componenti in frequenza del segnale di perdite. Quando il termine $\cos\omega_s\tau_x$ è uguale a zero significa che il termine f_s della trasformata di Fourier del segnale in uscita sarà nullo, ma ne esistono molti di questi termini e verranno chiamati frequenze nulle. Le frequenze nulle possono essere espresse come:

$$f_{s,N} = 2N - \frac{1}{4\tau_x} = \frac{(2N-1)c}{4nL_2}, N = 1, 2, 3, \dots$$

con $\tau_x = c/(nL_2)$ ed L_2 la distanza tra l'FRM e la posizione della perdita. Di conseguenza se la prima frequenza nulla $f_{s,1} = c/(4nL_2)$ viene trovata significa che è possibile ricavare direttamente L_2 . La sensibilità frequenza-distanza è il cambio di frequenza che si ottiene da un cambio unitario come segue:

$$\left|\frac{df_{s,1}}{dL_2}\right| = \frac{c}{4nL_2^2}$$

quindi questa sensibilità è inversamente proporzionale a L_2^2 .

6.6.3 SETUP ESPERIMENTO

Per simulare la condotta ad alta pressione è stato creato un sistema contenente gas ad alta pressione. La fibra è stata attaccata direttamente sulla pipeline tramite resina epossidica in modo da aumentare la sensibilità all'onda acustica: se la fibra si trova a diretto contatto con la condotta, quando si verifica una perdita e quindi un'onda acustica o una vibrazione, la fibra verrà direttamente eccitata e l'onda non verrà attenuata dall'ambiente circostante. Prima di effettuare le misure bisogna misurare il range spettrale indotto dalla perdita ad alta pressione poiché, se la frequenza nulla (compresa nel range dello spettro provocato dalla perdita) non giace all'interno dello spettro misurato, non sarà possibile determinare la posizione della perdita. Per misurare lo spettro indotto dalla perdita viene fatto un esperimento a parte in cui si utilizza l'interferometro di Michelson come parte misurante come mostrato in Figura 6.35. Solo uno dei due cammini ottici passa nelle vicinanze della perdita e

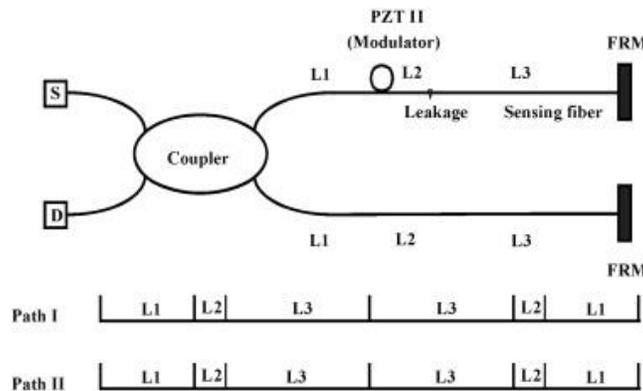
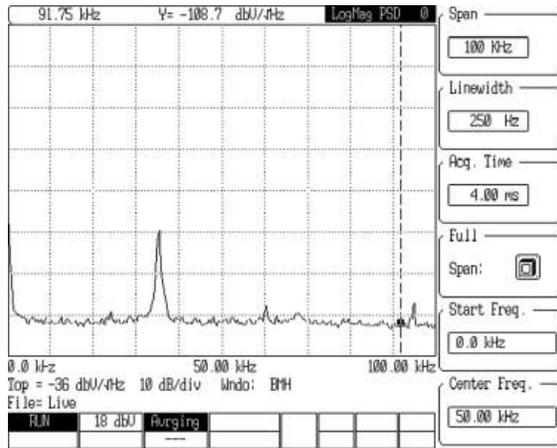


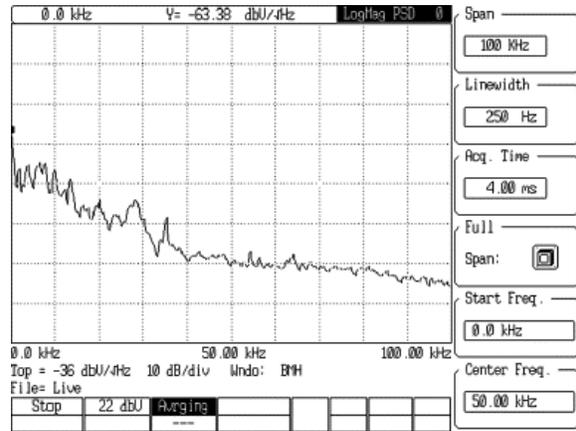
Figura 6.34 Configurazione dell'interferometro di Michelson.

quindi quando i due fasci interferiscono tra di loro è possibile ricavare il vero segnale di misura. In questo esperimento è stato utilizzato azoto come gas ad alta pressione e la condotta di prova è stata posizionata all'interno di una camera anecoica per prevenire rumori non voluti. Il foro della perdita ha il diametro di 2 mm e la fibra è stata posizionata poco distante. Sono state effettuate misure con due fibre SMF ma con rivestimento diverso: la prima ha diametro 0.5 mm e rivestimento UV mentre l'altra ha diametro 1.2 mm con rivestimento PE. In Figura 6.36a è rappresentato lo spettro acquisito in assenza di perdite mentre in Figura 6.36b è riportato lo spettro

acquisito nel caso di perdite ad una pressione di 5 atm. Entrambe le misure sono state effettuate con la prima delle due fibre. In Figura 6.37 sono invece riportati i risultati



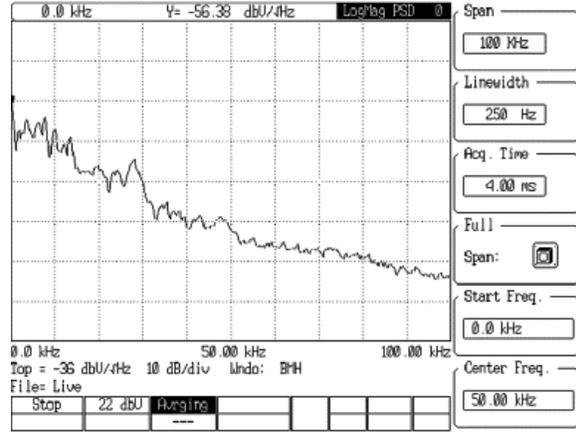
(a) without leaky signal



(a) 5 atm



(b) 5 atm



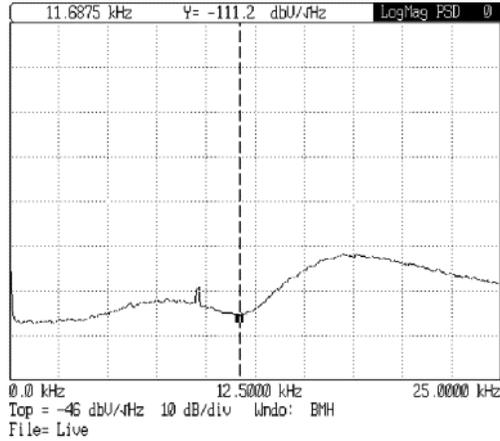
(b) 15 atm

Figura 6.35 Spettro acquisito con fibra di diametro 0.5 mm a) senza perdite b) con perdite a 5 atm.

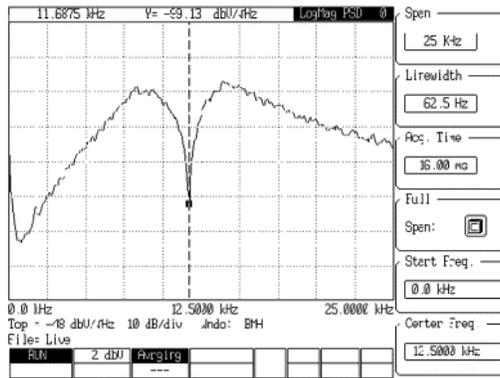
Figura 6.36 Spettro acquisito con fibra di diametro 1.2 mm a) 5 atm; b) 15 atm.

ottenuti con la fibra di diametro 1.2 mm con perdite a 5 atm e 15 atm. Il caso in cui non ci sono perdite riportato costituisce il rumore di fondo del sistema. Quando il segnale di perdita è più alto del rumore di fondo potrebbe apparire la frequenza nulla e ciò si verifica attorno ai 60 kHz. Come si è visto prima, la frequenza nulla è inversamente proporzionale alla posizione della perdita e ciò significa che il sensore non funziona nel caso in cui la distanza tra perdita ed FRM sia maggiore di 800 m. Per risolvere questo problema è stata applicata una “fibra fantoccio” di 1 km al FRM. Così facendo all’aumentare della pressione lo spettro sarà maggiore. Il modulatore PZT è usato per misurare il massimo e il minimo segnale rilevabile. Quando

l'ampiezza della prima frequenza nulla è ridotto di 3 dB, la fase in ingresso viene definita come minima rilevabile. In Figura6.38a e Figura6.38b sono rappresentati il massimo e il minimo segnale rilevabile. Nella prima il segnale a banda larga in ingresso sul PZT è di $0.007 V_{pp}$, ovvero $3.345 \times 10^{-4} rad/\sqrt{Hz}$ mentre nella



(a) 0.007Vpp



(b) 40Vpp

Figura 6.37 Risultati sperimentali utilizzando il PZT come generatore a banda larga di segnale acustico: a)0.007 V_{pp} e b)40 V_{pp}.

seconda è $40 V_{pp}$ che corrisponde a $1.99 rad/\sqrt{Hz}$. Guardando la Figura38b la frequenza nulla è situata a $11.6875 kHz$ e la distanza calcolata risulta $4401 m$ che si avvicina molto a quella misurata con l'OTDR.

6.6.4 RILEVAMENTO PERDITA

In Figura 6.39 è mostrato il setup dell'esperimento. La fibra è stata vincolata alla condotta tramite resina epossidica dopodiché la condotta è stata connessa alla pompa ad alta pressione. In fine il tutto è stato messo in una camera isolata

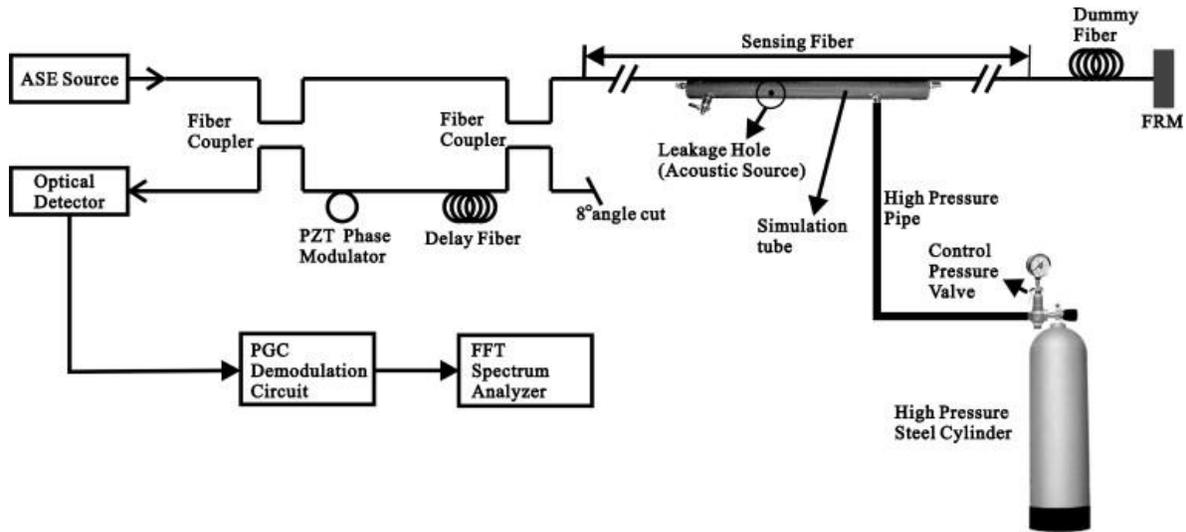


Figura 6.38 Setup esperimento.

acusticamente per impedire disturbi dovuti al non completo isolamento. La posizione della perdita è stata misurata più volte variando le condizioni di misura ed i risultati sono riportati in Figura 6.40-6.43. In Figura 6.40 è riportato il risultato sperimentale del rilevamento della perdita a 15 atm con la fibra da 0.5 mm di diametro fissata a

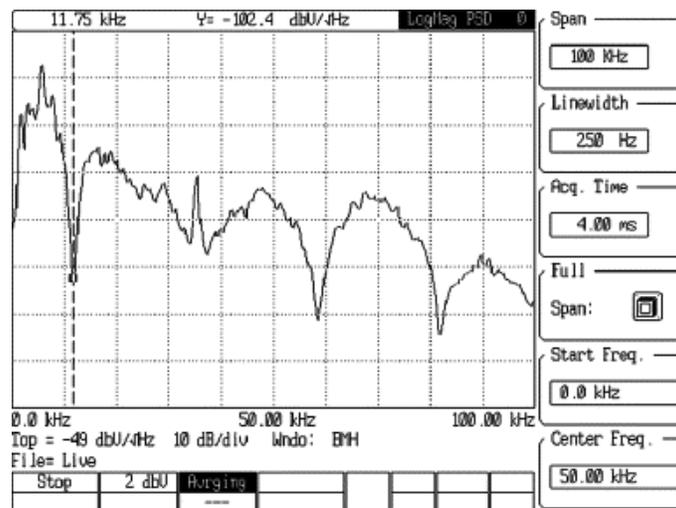


Figura 6.39 Spettro della frequenza nulla con la fibra da 0.5 mm che mostra che la perdita è a 15 atm.

20° dal foro di perdita. In Figura6.41 è riportato il risultato nel caso in cui la perdita sia a 5 atm.

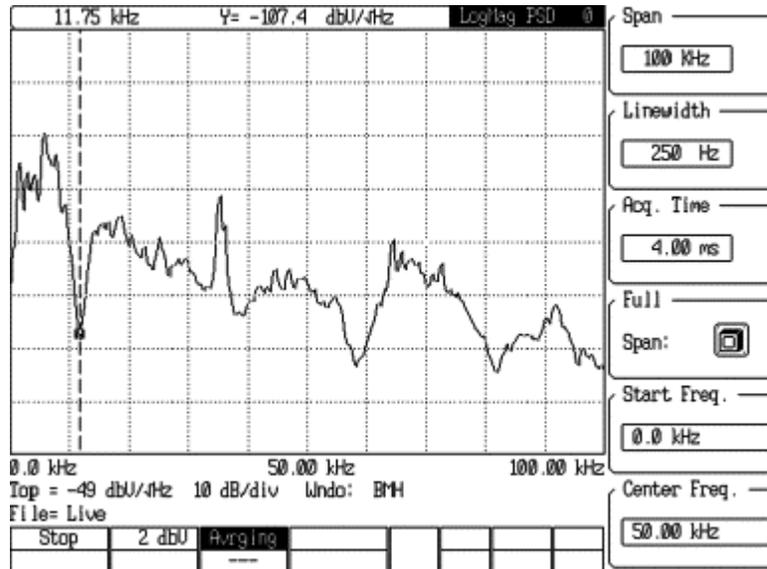


Figura 6.40 Spettro della frequenza nulla con perdita a 5 atm.

In Figura6.42 è riportato il risultato di uno spostamento della fibra da 20° a 95°.

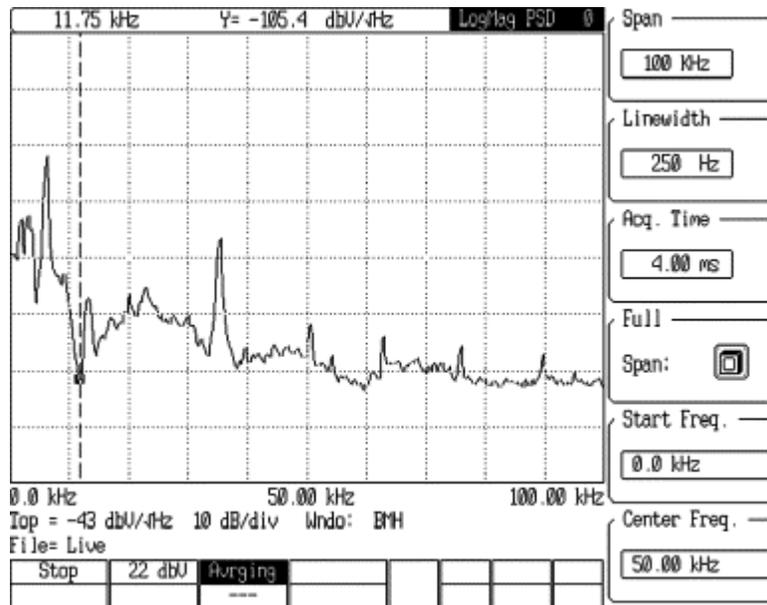


Figura 6.41 Spettro della frequenza nulla con la fibra di 0.5 mm, perdita a 15 atm e fibra spostata dalla perdita di 95°.

Figura6.43 mostra invece il caso di perdita a 15 atm con fibra da 1.2 mm di diametro spostata dalla fessura di 20°. Comparando Figura6.40 e Figura6.41 si nota che il

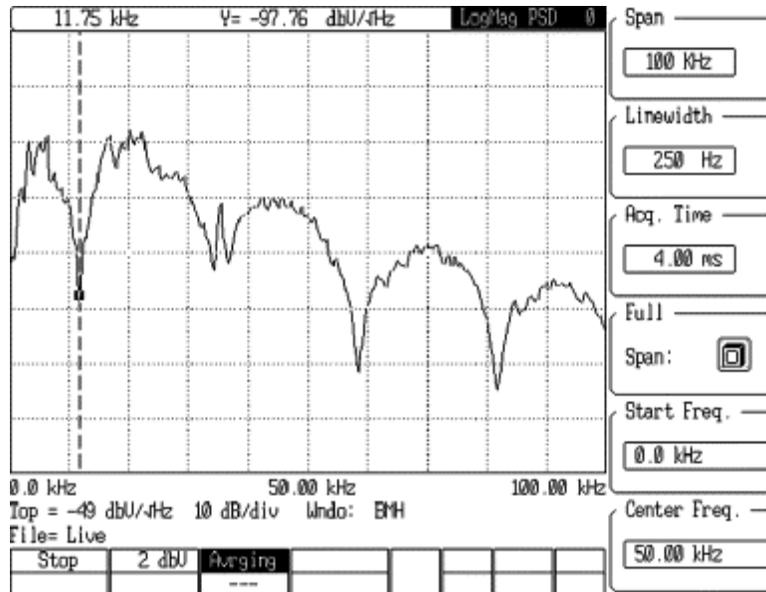


Figura 6.42 Spettro della frequenza nulla con fibra da 1.2 mm alla pressione di 15 atm.

valore dell'ampiezza della frequenza nulla è migliore ad alta pressione (i valori sono rispettivamente 20 e 27 dB).

In Figura 6.43 la frequenza nulla può essere facilmente ricavata quando la fibra si trova a 95° dalla fessura e il valore è circa 15 dB. L'utilizzo di resina epossidica non solo protegge la fibra e ne aumenta la sensibilità ma aiuta anche ad isolarla da rumori esterni dell'ambiente circostante. Uno dei vantaggi di questo sistema è la sua configurazione in linea, il che lo rende facilmente applicabile all'intera pipeline in maniera semplice. I risultati ottenuti sono molto simili a quelli ricavati con l'utilizzo dell'OTDR. È stato dimostrato che con una frequenza nulla di circa 1.0 kHz la lunghezza massima del sensore è 51 km. Nel caso in cui si verificano più perdite, con questo sistema è possibile leggere immediatamente la più forte delle due e dopo averla sistemata leggere la seconda. Il sistema in se presenta costi ridotti rispetto all'OTDR con risultati simili (51).

6.7 CAMPO MAGNETICO

Nel 2009 è stato sviluppato un sensore in fibra ottica per campi magnetici basato sulle proprietà di un fluido magnetico. Tuttavia questo primo sensore aveva un enorme svantaggio: l'indice di rifrazione del fluido magnetico era influenzato contemporaneamente dal campo magnetico e dalla temperatura e quest'ultima non era stata compensata all'interno del sistema complessivo. Nel 2012 è stato sviluppato un sensore insensibile alla temperatura, costruito con una fibra HC-PCF (*Hollow-Core Photonic Crystal Fiber*). Questo sensore seppur insensibile alla temperatura risultava troppo costoso. Di seguito viene proposto il sensore sviluppato da Zhan *et al.* (52) che si propongono di sviluppare un sensore meno costoso che sfrutti le proprietà di un particolare fluido magnetico e utilizzi un FBG per compensare la temperatura. In Figura 6.44 viene riportato lo schema del sensore.

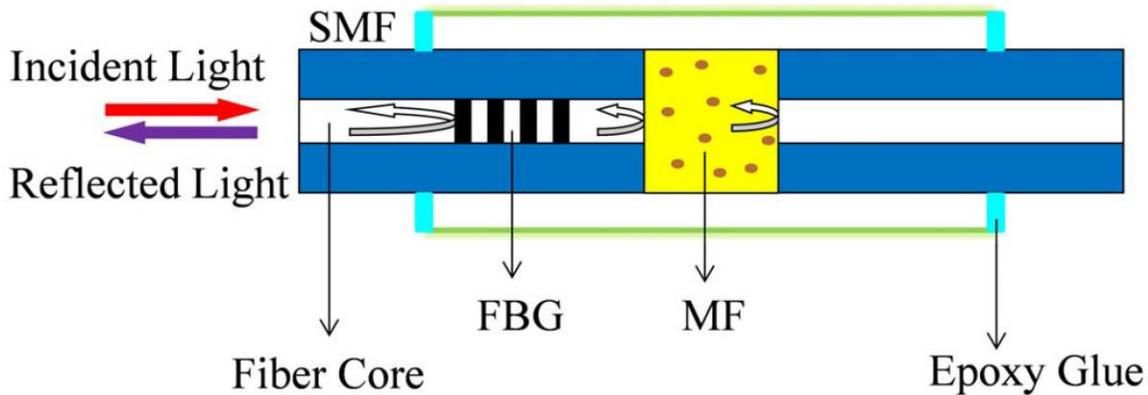


Figura 6.43 Schema di funzionamento del sensore magnetico Fabry-Perot.

Lo spostamento della lunghezza d'onda di Bragg utilizzata per compensare la temperatura può essere espressa come $\Delta\lambda_B = \lambda_B(\alpha_{th} + \xi) \times \Delta T = K'_T \times \Delta T$ dove $\alpha_{th} = 0.55 \times 10^{-6} / ^\circ C$ è il coefficiente di espansione termica del silicio, ΔT il cambiamento di temperatura e K'_T la sensibilità totale del FBG.

La riflessione di Fabry-Perot può essere descritta da $I^r = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \delta$ dove I^r è l'intensità della luce riflessa, I_1 e I_2 l'intensità del primo e del secondo fascio riflesso. Per effettuare la misura del campo magnetico vengono sfruttate le proprietà

del fluido magnetico infiltrato all'interno della cavità il quale, sottoposto ad un campo magnetico, varierà le sue proprietà facendo variare di conseguenza anche lo spettro del segnale ottico. La relazione tra temperatura, campo magnetico e indice di rifrazione del fluido magnetico è espressa dalla seguente relazione

$$\Delta n = K_T \times \Delta T + K_H \times \Delta H$$

dove Δn rappresenta la variazione dell'indice di rifrazione del fluido magnetico, K_T e K_H sono rispettivamente la sensibilità del fluido rispetto alla temperatura e al campo magnetico. ΔT e ΔH sono invece i cambiamenti di temperatura e di intensità del campo magnetico, rispettivamente. Lo spettro in uscita dal sensore sottoposto a diverse temperature e diverse intensità del campo magnetico è rappresentato in Figura 6.45. La sensibilità alla temperatura del reticolo di Bragg è di $0.02 \text{ nm}/^\circ\text{C}$. La

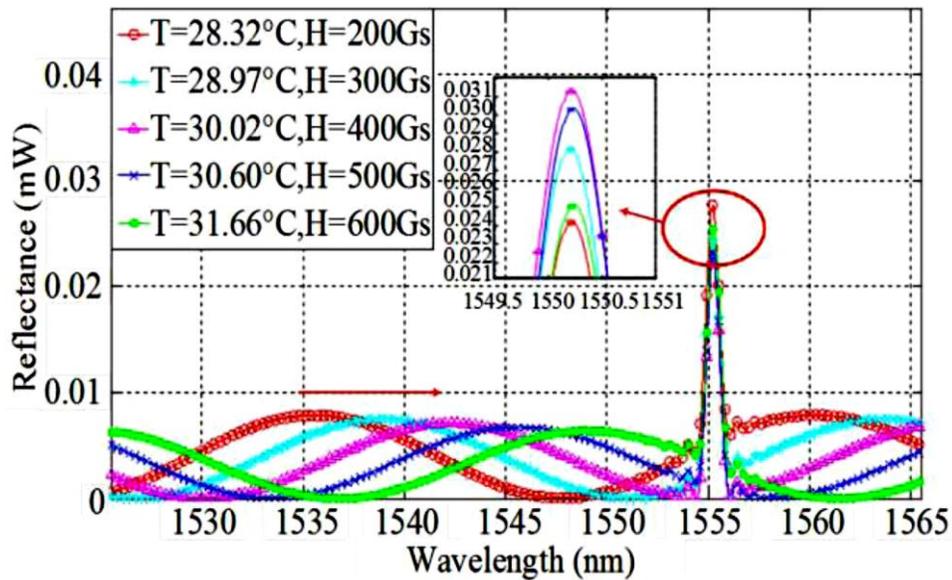


Figura 6.44 Wavelength shift.

relazione che lega lo shift dello spettro, la temperatura e il campo magnetico è:

$$\Delta\lambda_{F-P} = K_{T_{FP}} \times \Delta T + K_{H_{FP}} \times \Delta H$$

dove $\Delta\lambda_{F-P}$ è lo spostamento dello spettro in uscita da Fabry-Perot, il quale dipende da ΔH e ΔT . $K_{T_{FP}}$ e $K_{H_{FP}}$ sono i coefficienti di sensibilità alla temperatura e all'intensità del campo magnetico del Fabry-Perot, rispettivamente. Δn è quindi controllato dal campo magnetico e dalla temperatura, forzando δ , differenza di fase

tra due raggi riflessi adiacenti, a cambiare. Se $\Delta\lambda_{F-P}$ e $\Delta\lambda_B$ sono noti è possibile ricavare facilmente ΔT e ΔH . La misura del FBG può poi essere utilizzata per compensare la temperatura. La caratteristica del sensore può essere espressa dalla seguente relazione matriciale:

$$\begin{bmatrix} \Delta T \\ \Delta H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{TFP} & K_{HFP} \\ K'_T & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta\lambda_{F-P} \\ \Delta\lambda_B \end{bmatrix}$$

L'indice di rifrazione aumenta all'aumentare dell'intensità del campo magnetico H e quindi anche il picco di risonanza tenderà a crescere sempre di più. Bisogna però prestare attenzione al fatto che, all'aumentare dell'intensità del campo magnetico, aumenta anche la temperatura a causa della sempre più elevata corrente in gioco. In questo caso la temperatura influenza il comportamento del fluido magnetico e sarebbe bene, ai fini di una misura accurata, conoscere la relazione tra temperatura e variazione dell'indice di rifrazione del fluido magnetico. Questo legame può essere ottenuto attraverso l'esperimento della riflessione di Fresnel. Determinando questo legame è poi possibile eliminare l'effetto della temperatura sul fluido magnetico sottoposto a diversi campi magnetici. Gli esperimenti riportano che l'indice di rifrazione del fluido magnetico decresce all'aumentare della temperatura e la sensibilità è di circa $-8 \times 10^{-5}/^{\circ}C$. Dopo aver compensato la temperatura letta con il FBG, la relazione tra lo spostamento del picco di risonanza e il campo magnetico è quella mostrata in Figura 6.46.

Come si può vedere la relazione presenta una buona linearità.

Questo sensore è molto utile in applicazioni in cui i punti di misura sono difficili da raggiungere, come ad esempio l'interno di un trasformatore, oppure nel caso in cui si stia monitorando un ambiente pericoloso e si voglia posizionare il centro di controllo lontano dal sito.

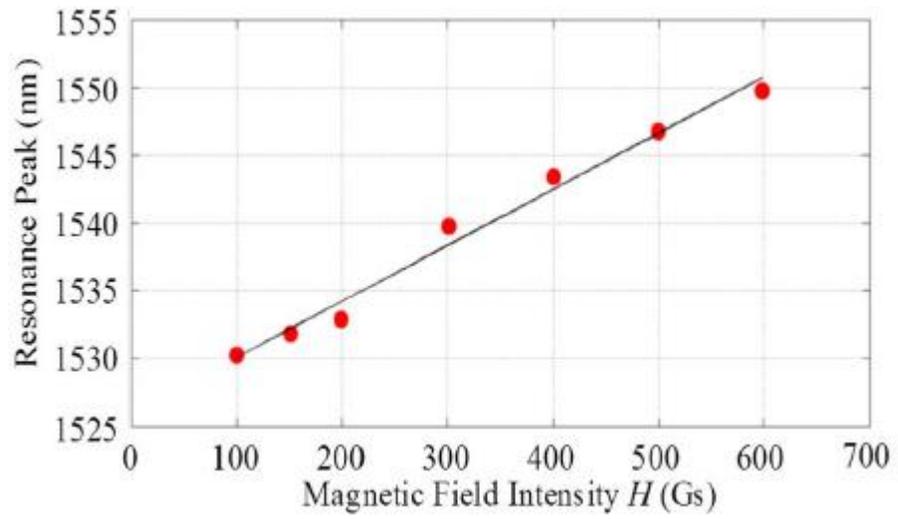


Figura 6.45 Relazione tra campo magnetico e picco di risonanza.

7 CONNETTORI PER FIBRA OTTICA

Esistono due modi per terminare una fibra ottica:

- Con connettori che possono unire due fibre in modo da creare una giunzione temporanea tra due fibre o connettere una fibra ad una rete.
- Con giunzioni che creano una connessione permanente tra due fibre.

Indipendentemente dalla tipologia che si desidera utilizzare, è indispensabile che il connettore sia scelto con cura in modo da garantire la minima perdita ottica e la massima protezione da sporcizia e danni. Nel campo della fibra ottica non esiste area a cui sia stato dedicato più interesse.

7.1 CONNETTORI

La tecnologia della fibra ottica è nata nei tardi anni '70 e da lì anche i connettori hanno iniziato a svilupparsi. Sono state proposte e ricercate molte alternative ognuna delle quali mirava ad offrire migliori performance (minori perdite e minor retroriflessione), minor costo e facilità di montaggio.

7.1.1 MECCANISMI DI PERDITA

In Figura 7.1 sono mostrati i vari meccanismi di perdita causati dalla connessione di due fibre ottiche. Le perdite vengono minimizzate quando i due nuclei delle fibre sono

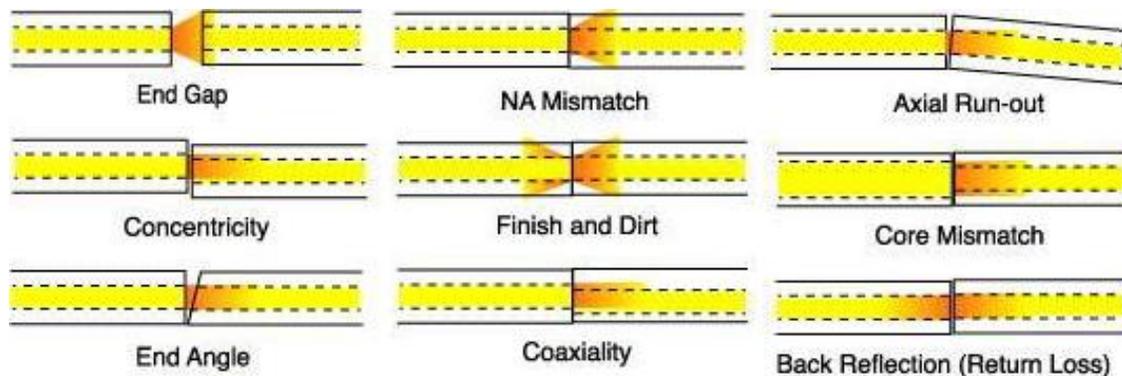


Figura 7.1 Meccanismi di perdita.

perfettamente allineati ed identici. Solo la luce che viene accoppiata al nucleo della fibra ricevente si propagherà, quindi la restante diventerà tutta perdita del connettore o della giunzione.

La prima causa riportata in Figura 7.1 occorre quando è presente uno traferro (piccolo o grosso che sia) tra le due fibre che si vogliono interconnettere. La luce, uscendo dalla prima fibra, si espanderà formando un cono e solo una sua frazione investirà il nucleo della fibra ricevente. La parte di cono che non investe il nucleo della fibra ricevente viene persa. Oltre alla perdita di una parte del fascio luminoso, il traferro tra le due fibre fa in modo che parte della luce, a causa delle impurità in esso presenti, venga retroriflessa. Tipicamente questa retroriflessione ammonta al 5% nei più tipici connettori con puntale lucidato, il che significa che connettori con traferro non possono avere perdite inferiori ai 0.3 dB . Va infine rimarcato il fatto che questa retroriflessione, seppur piccola, in sistemi laser può risultare pericolosa per la strumentazione. In alcuni connettori meccanici per ridurre le retroriflessioni vengono utilizzati connettori non perpendicolari in modo che l'eventuale retroriflessione venga assorbita dal mantello come mostra la Figura 7.2.

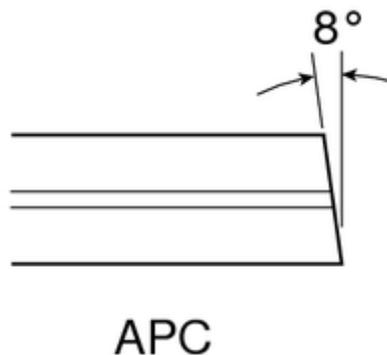


Figura 7.2 Connettore non perpendicolare.

Un'altra fonte di perdita e dispersione è la disparità tra NA (*Numerical Aperture*, ovvero il massimo angolo utile al sistema per ricevere luce); infatti se la luce viaggia da una fibra con un alto NA ad una con un minor NA sarà più soggetta a perdite in quanto la luce proveniente dalla fibra con alta NA sarà più sensibile alla spigolosità e all'eventuale traferro. Allo stesso modo quando si interconnettono fibre di diametro

diverso, il caso in cui la luce passa da una fibra con diametro maggiore a una con diametro minore è più soggetto a perdite rispetto al caso duale. Le perdite in questo caso non sono solo dovute alle diverse dimensioni del nucleo delle fibre ma anche al NA che sarà sicuramente diverso a causa delle diverse dimensioni fisiche.

La causa principale di un non perfetto funzionamento della fibra rimane sempre la sporcizia che si accumula nella giunzione: negli ultimi anni sono stati sviluppati connettori in grado di garantire un buon allineamento tra i due nuclei e il contatto fisico, quindi due delle tre principali caratteristiche di una buona giunzione sono ormai facilmente trovabili in commercio. L'ultima sfida riguarda quindi il mantenere pulita l'estremità della fibra in modo da garantire il corretto funzionamento del contatto. Una singola particella accoppiata al nucleo al momento della connessione fisica tra le due estremità può causare fastidiosi fenomeni di retroriflessione, perdite e assorbimenti. In Figura 7.3 è riportato un confronto tra connessione sporca e connessione pulita. Come si può notare in Figura 7.4, una connessione sporca influenza negativamente la trasmissione del segnale aumentandone le perdite. Ogni

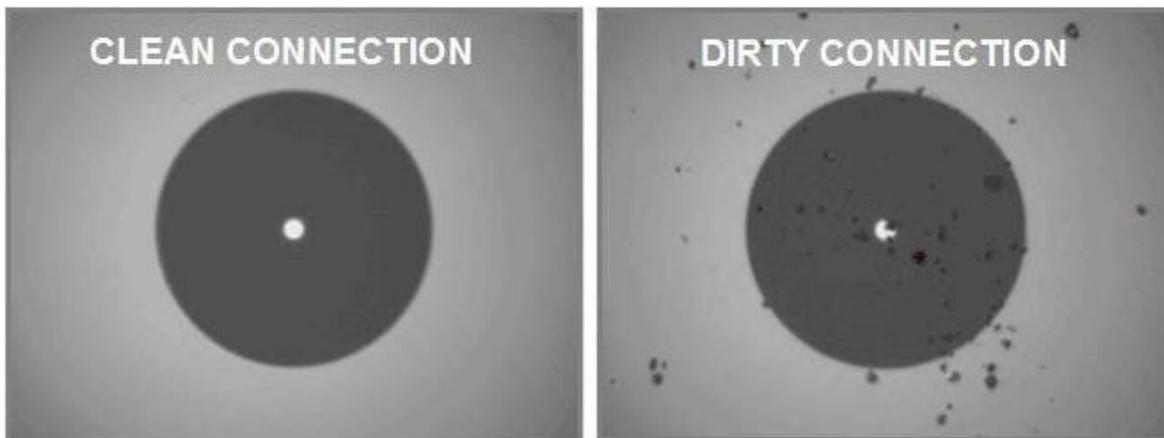


Figura 7.3 Confronto tra connessione pulita e sporca.

volte che due estremità vengono connesse tra di loro si verifica la dispersione di particelle presenti attorno al nucleo. Particelle di $5 \mu m$ tendenzialmente esplodono durante il contatto tra le due fibre, particelle dalle dimensioni maggiori possono creare traferri e impedire il contatto fisico mentre particelle di dimensioni minori di $5 \mu m$

possono creare spaccature all'interno della fibra. Un ulteriore problema causato dalla sporcizia sono i danni permanenti che essa causa alla fibra: basti pensare che unendo

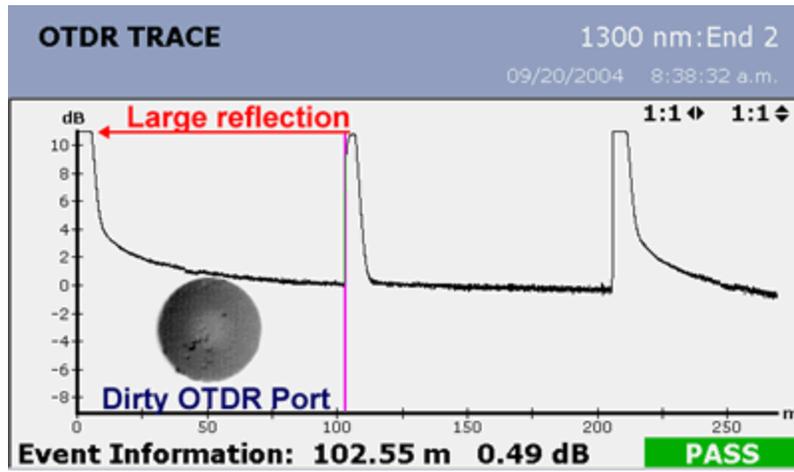


Figura 7.4 Perdita causata da connessione sporca.

due estremità con una forza di 1 kg su 200 μm di diametro della fibra da 45000 psi. Le particelle più piccole, quelle che non si scindono in particelle più piccole, rimangono all'interno della fibra incastrate in essa e possono addirittura arrivare a causare retroriflessione e causare perdite. Questo tipo di problema non è rimediabile, è permanente. Il problema fondamentale è proprio questo della permanenza del danno. Le fibre vanno ispezionate prima della connessione e pulite in modo che non vi siano impurità. Connettendo solo fibre pulite oltre a garantire una buona connessione e un buon funzionamento riduce costi di mantenimento. È buona norma seguire il processo “inspect before you connect” (ispeziona prima di connettere) come mostra la Figura 7.5.

INSPECT BEFORE YOU CONNECTSM

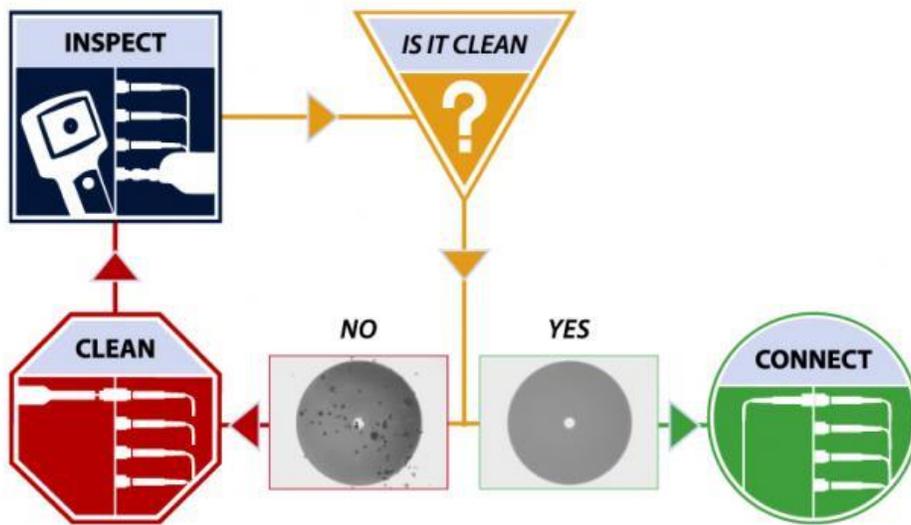
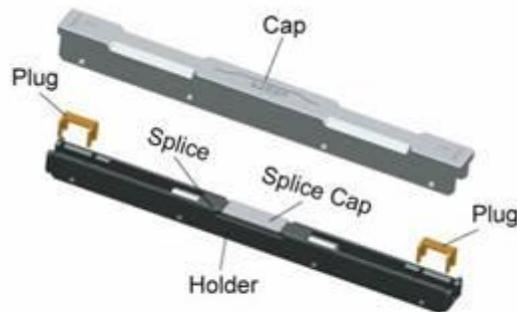


Figura 7.5 Inspect before you connect.

7.2 GIUNZIONI

Nel caso in cui si desideri una connessione permanente tra più fibre è possibile usare la giunzione, “saldando” tra di loro le due estremità della fibra. Esistono principalmente due tipi di giunzione permanente: meccanica o fusione. La scelta tra le due è sempre legata ai costi e alla location della giunzione. Tipicamente in ambienti esterni, per fibre SM, si utilizza la fusione mentre per reti interne ad edifici si preferisce quella meccanica. In Figura7.6 viene riportato un esempio della giunzione



925BP Mechanical Splice For Drop Cable

Figura 7.6 Giunzione meccanica.

meccanica: ne esistono di vari tipi; gli utensili per effettuarla sono poco costosi ma la giunzione in se è molto costosa

Le giunzioni a fusione sono effettuate saldando tra di loro le due estremità delle fibre. Ad oggi esistono saldatori automatizzati e molto precisi. Una macchina per queste saldature è molto costosa ma ogni saldatura effettuata costa solo pochi euro. In Figura7.7 è mostrato un saldatore.



Figura 7.7 Saldatura.

Tipicamente, dati i costi, se bisogna effettuare molte giunzioni è conveniente usare quella a fusione dato che il costo di ogni singola saldatura è molto ridotto. Se invece bisogna effettuare poche giunzioni è preferibile l'utilizzo di quelle meccaniche. Tuttavia va considerato che la fusione non funziona molto bene con fibra multimodo e in quel caso sarebbe comunque preferibile l'utilizzo di una giunzione meccanica (53).

8 SENSORI LASER

In questo capitolo verranno trattate le diverse famiglie dei sensori laser: telemetrici, interferometrici; speckle; velocimetri doppler; giroscopi (2).

8.1 LASER TELEMETRICI

Sono strumenti utilizzati per la misurazione della distanza di un oggetto remoto. Esistono tre principali tecniche per queste misurazioni ottiche: triangolazione; tempo di volo; interferometria. La prima tipologia verrà analizzata brevemente in quanto ormai poco utilizzata mentre l'ultima, la tipologia interferometrica, è già presente nel capitolo dei sensori in fibra ottica per cui sarebbe un'inutile ripetizione.

8.1.1 LASER A TRIANGOLAZIONE

La tecnica a triangolazione è la più semplice da implementare e può operare alla luce del giorno senza aver bisogno di una sorgente. Il funzionamento è molto chiaro: viene emesso un raggio laser che urtando l'oggetto, del quale voglio misurare la distanza, viene rimbalzato con angolo θ diverso da quello di emissione e viene acquisito, poi viene calcolata la distanza. L'acquisizione del laser di ritorno avviene tramite rivelatore che può essere di tipo analogico (con *Position Sensitive Detector*, PSD) o digitale (con *Charge Coupled Device*, CCD), anche se inizialmente veniva utilizzato un specchio rotabile. La Figura 8.1 mostra il classico funzionamento di un laser a

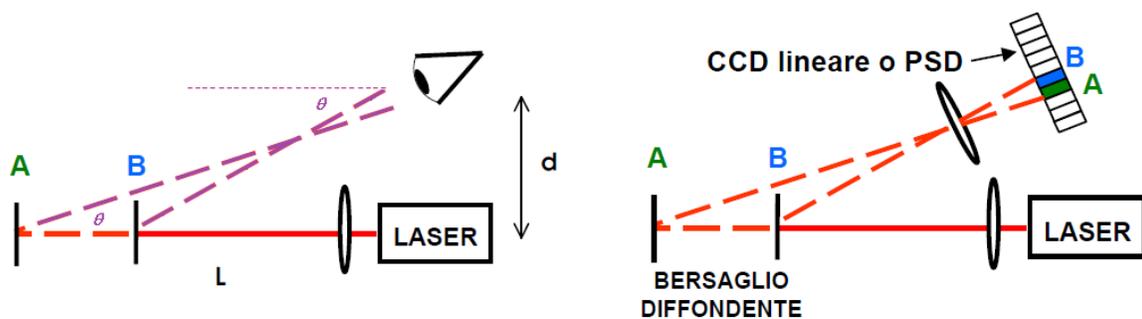


Figura 8.1 Laser a triangolazione.

triangolazione. Questa tipologia di misura ha avuto largo impiego nelle misurazioni

per costruzioni edili e civili, ma per lunghe distanze l'angolo era molto piccolo ed affetto da errori, per cui adesso sono obsoleti. Di seguito vengono mostrati i calcoli utilizzati per il calcolo della distanza dalla versione primordiale con specchio rotabile a quello con vettori di posizione, la Figura 8.2. Con l'utilizzo di questa figura, è facile notare che per grossi valori di L , l'angolo θ diventa molto piccolo per cui quasi trascurabile, allora:

$$\frac{d}{L} = \tan \alpha$$

diventa, per $\alpha \ll 1$:

$$\frac{d}{L} = \alpha$$

Per cui è possibile concludere che la misura è poco accurata per lunghe distanza, $L \gg d$, questo tipo di misuratore è detto Triangolatore passivo. Viene ora valutato la

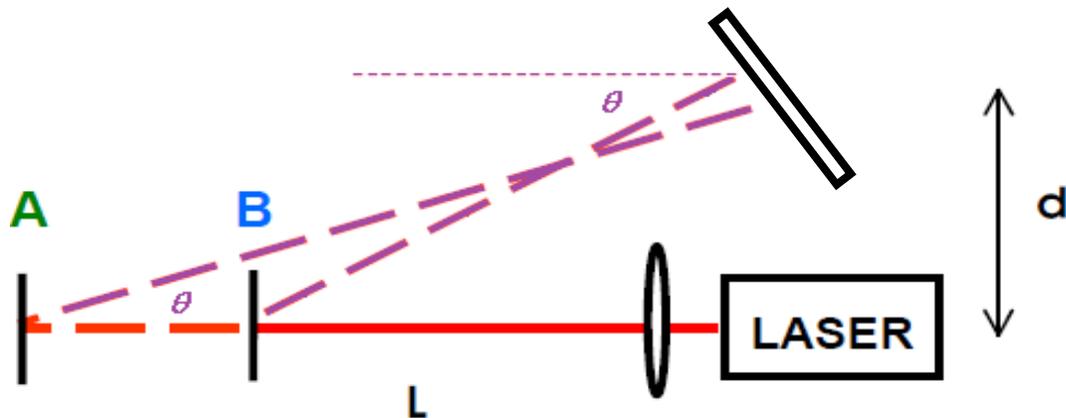


Figura 8.2 Laser a triangolazione con specchio rotabile.

versione più recente di triangolatore detto attivo che utilizza non più uno specchio

rotabile, ma dei sensori di posizione che possono essere analogici o digitali. La Figura 8.3 mostra questo tipo di triangolatore.

Le differenze maggiori con il triangolatore passivo, sono: il completo annullamento di parti in movimento, ottenendo una risposta accurata, rapida e ripetibile; una lunghezza d'onda del laser visibile per "vedere il bersaglio"; il fascio laser percorre un tragitto di andata e ritorno, dal telemetro al bersaglio, misura con sensore di posizione ottica (PSD, CCD) l'angolo α tra il fascio di andata e quello di ritorno. Quindi la misura L è ricavata, nel caso CCD, come:

$$L = \frac{D}{X} f_{rec}$$

dove x è la distanza rilevata dall'asse ottico della lente di ricezione (2).

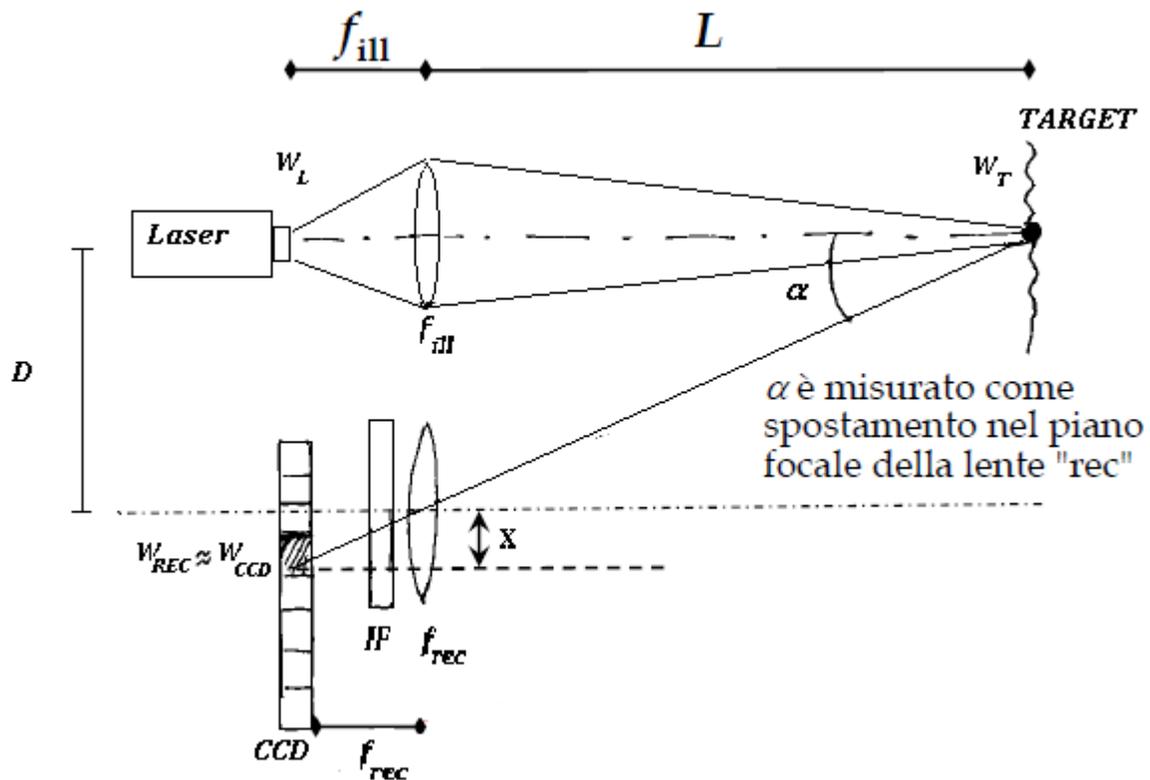


Figura 8.3 Triangolatore laser attivo.

8.1.2 LASER A TEMPO DI VOLO

I dispositivi che sfruttano il tempo di volo del laser, hanno un funzionamento molto semplice: legano il tempo di andata e ritorno del laser per calcolare la distanza dal bersaglio, come in Figura 8.4. Il raggio laser deve percorrere un cammino di lunghezza

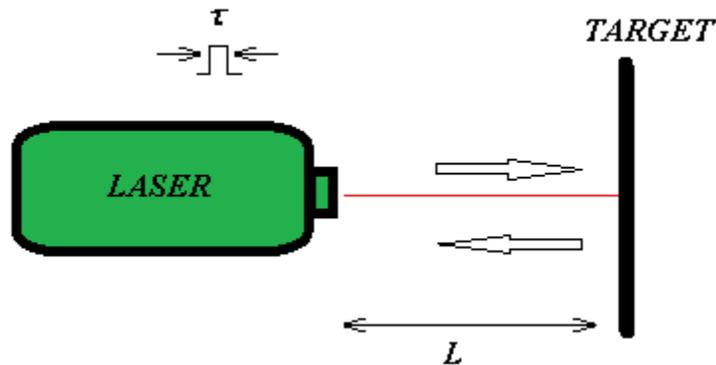


Figura 8.4 Impulso laser tempo di viaggio.

$2L$ alla velocità della luce, quindi il tempo è calcolabile con $T = \frac{2L}{c}$, dove c è pari a 3.8 m/s allora $L = \frac{cT}{2}$.

Bisogna evidenziare il fatto che la risoluzione della lunghezza dipende dalla risoluzione temporale che è strettamente legata alla durata dell'impulso, come in Figura 8.5. Necessariamente bisogna lavorare con impulsi di durata $\tau \ll \Delta T$ per cui

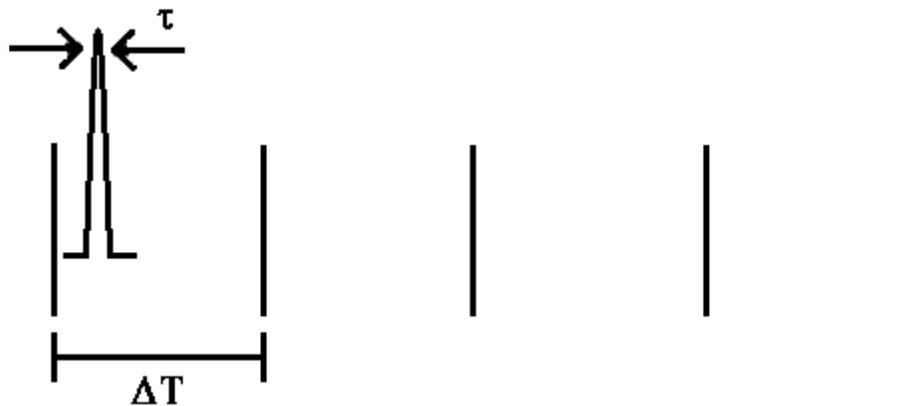


Figura 8.5 Impulso temporale.

con un'elettronica di fotorivelazione abbastanza "rapida". La misura dell'intervallo di tempo T si fa con un contatore elettronico, che "conta" la distanza tra t_{start} (invio

impulso) e t_{stop} (eco ricevuto), sui segnali elettrici fotorivelati. La posizione degli impulsi sull'asse del tempo è determinata da un discriminatore a soglia, detto *trigger*, sugli impulsi di tensione. Non è detto che un particolare tempo t cada esattamente su una transizione del *clock* e quindi nella misura di t ci sarà una risoluzione finita Tc del contatore elettronico. Esiste un'altra tipologia di emissione laser oltre a quella ad impulso, ed è quella a onda continua. In questa nuova tipologia, si va a misurare lo sfasamento tra il segnale trasmesso e quello ricevuto: $\frac{\Delta\phi}{2\pi} = \frac{\Delta T}{T_{mod}}$ e da questa relazione sfruttiamo $\Delta T = \frac{2L}{c}$. Con l'emissione a onda continua è conveniente lavorare con un'onda a frequenza di modulazione elevata ma ciò comporta problemi di ambiguità nella misura, ossia trovare bersagli a distanza diversa che possono ritornare un segnale con la stessa informazione di misura.

8.2 LASER DOPPLER VELOCIMETRY

Si consideri l'interferometro di Michelson in Figura 8.6. Il raggio Laser viene inizialmente diviso in due; ogni raggio viaggia fino allo specchio per poi essere riflesso e tornare verso il beamsplitter per essere poi ricombinato con l'altro in modo da formare il raggio d'uscita. Come spiegato precedentemente, se la differenza totale

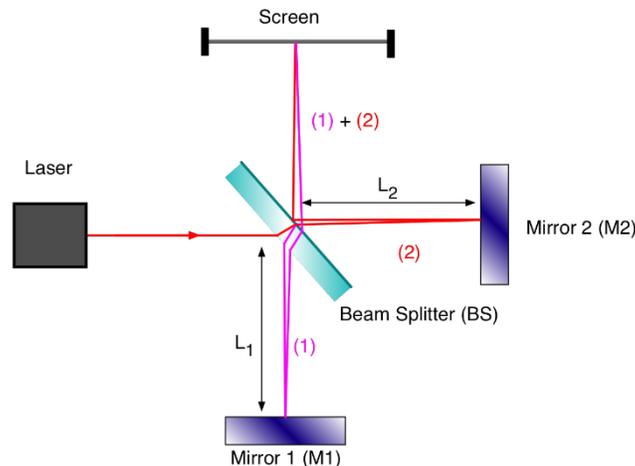


Figura 8.6 Interferometro di Michelson.

nella lunghezza del cammino dei due raggi corrisponde a un intero della lunghezza d'onda si avrà interferenza costruttiva, altrimenti si parlerebbe di interferenza

distruttiva. Nel primo caso si otterrebbe un punto luminoso come raggio d'uscita mentre nel secondo caso il raggio sarebbe scuro. Se si provasse poi a muovere lo specchio M2 verso o oltre il beamsplitter di una distanza pari a $\lambda/2$, dove λ è la lunghezza d'onda della luce, il raggio in uscita passerebbe da scuro a luminoso e viceversa in base a come muoviamo lo specchio.

Se lo specchio M2 si muovesse continuamente lungo il suo asse ottico con velocità v , le frange d'interferenza si muoverebbero nel piano d'interferenza a frequenza $f = 2v/\lambda$. Posizionando un *photodetector* in questo piano si osserverebbe una variazione della sua uscita a frequenza f e si potrebbe quindi determinare v nel caso in cui λ sia noto. Si potrebbe considerare M2 come sorgente mobile d'onde, quindi la luce da essa riflessa subirebbe uno spostamento di frequenza dovuto all'effetto Doppler:

$$v' = v(1 \pm \frac{2v}{c})$$

Quindi, quando le due onde vengono mixate una volta riflesse sui due specchi riflettori si crea un'onda ritmica con frequenza $f = v - v' = 2vv/c$ o $f = 2v/\lambda$ come prima. Questo è il principio base del *Laser Doppler Velocimetry* (LDV).

Nella pratica il movimento dello specchio M2 può essere “sostituito” dal movimento di qualunque superficie o anche da particelle di impurità come granelli di sabbia o bolle d'aria in flussi liquidi. Queste impurità agiscono come scattering e, se la loro dimensione è abbastanza ridotta, hanno la stessa velocità media del flusso in cui viaggiano, che è fornita dallo shift medio di Doppler del segnale del ricevitore.

Questa tecnica è stata molto utilizzata anche prima del completo sviluppo del laser avendo il grosso vantaggio della non-invasività. Con il successivo sviluppo dei fasci laser, grazie all'alta coerenza in uscita, è stato possibile sviluppare sensori LDV quasi ideali. Questi ultimi non richiedono una calibrazione e forniscono in uscita un segnale che è lineare rispetto alla velocità del gas o del fluido.

La configurazione inizialmente sviluppata, detta *Reference Beam Technique*, soffre di un basso rapporto segnale rumore e necessita di una costante verifica dell'allineamento per garantire una corretta misura. Questi svantaggi sono stati superati grazie allo sviluppo della tecnica a due raggi (*Dual-Beam Technique*) mostrato in Figura 8.7. In questa configurazione due raggi di ugual irradianza vengono focalizzati sul fluido del quale si vuole misurare la velocità: la zona attraversata dal raggio diventa la zona misurata.

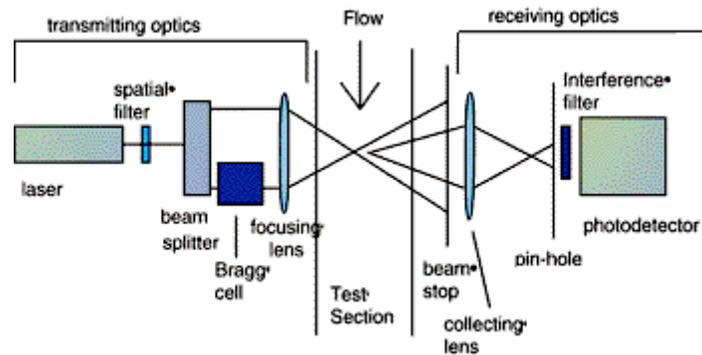


Figura 8.7 Dual BEam Technique.

8.2.1 MISURA

Di seguito viene esposta la teoria alla base della misura per questa tipologia di sensore.

Quando una particella passa attraverso la regione di misura produce una dispersione che provoca uno spostamento della frequenza della luce. Dopo che i due raggi vengono mixati o eterodinati, un ricevitore vede solo la differenza di frequenza tra i due, Δv . Se k_1 e k_2 sono definiti come versori nella direzione dei due raggi incidenti, k_s è un raggio di luce riflessa e v la velocità della particella come si può vedere in Figura 8.8. Lo spostamento in frequenza del primo raggio è dato da:

$$v'_1 = v \left(1 + v \left(\frac{k_s - k_1}{c} \right) \right)$$

oppure, assumendo $v \ll c$,

$$\Delta v'_1 = v \left(\frac{k_s - k_1}{\lambda} \right)$$

allo stesso modo si ottiene

$$\Delta v'_2 = v \left(\frac{k_s - k_2}{\lambda} \right)$$

la frequenza che si ottiene dal mix dei due raggi riflessi è quindi

$$\Delta v = \Delta v'_1 - \Delta v'_2 = v \left(\frac{k_2 - k_1}{\lambda} \right) = \frac{1}{\lambda} v (k_2 - k_1) = \frac{1}{\lambda} |v| |k_2 - k_1| \cos \phi$$

si può quindi vedere che la component della velocità misurata è sempre nella direzione $(k_2 - k_1)$ che è normale alla bisettrice dei raggi, indipendentemente dalla direzione dell'osservazione. Questo permette di usare un'apertura di raccolta del fascio molto ampia, il che influisce positivamente sulla qualità del segnale.

Definendo θ l'angolo tra i due raggi, allora

$$\Delta v = \frac{2v}{\lambda} \cos \phi \sin \frac{\theta}{2}$$

dato che $|k_1| = |k_2| = 1$ e, sempre dalla Figura 8.8 $|k_1 - k_2| = 2 \sin(\frac{\theta}{2})$

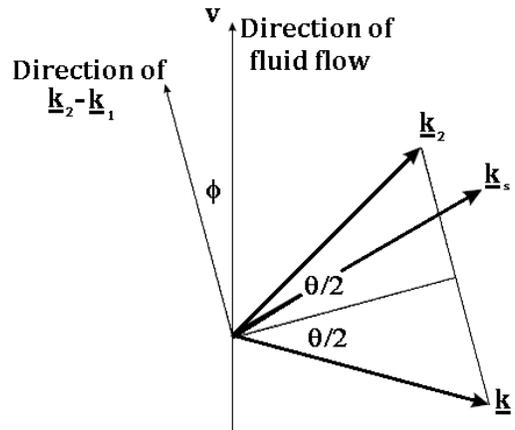


Figura 8.8 Geometria dei vettori di scattering.

Una spiegazione alternativa a questo metodo è la seguente: se i due raggi incidenti sono coerenti allora la loro intersezione darà come risultato la formazione di un set di frange d'interferenza nel piano dei raggi nel punto d'intersezione come mostrato in Figura 8.9. Le frange saranno parallele alla bisettrice dei raggi, la quale è normale alla

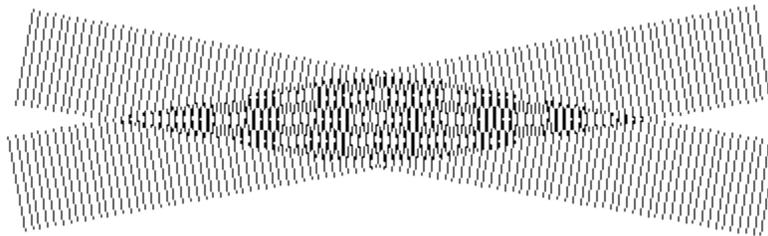


Figura 8.9 Modello delle Frange.

direzione della componente del flusso misurato. Una particella che transita attraverso le zone chiare e scure rifletterà luce la cui irradianza varierà; la frequenza di variazione è proporzionale alla velocità della particella. La separazione tra le frange, d , è dato da:

$$d = \lambda/2 \sin(\theta/2)$$

la velocità della particella è data da $v = df$, dove f è la frequenza fornita in uscita dal *photodetector* ed è la stessa dell'effetto Doppler

$$v = d\Delta v = \frac{\lambda}{2\sin(\theta/2)} \Delta v$$

che è lo stesso risultato ottenuto prima.

8.2.2 SETUP

Per quanto riguarda la configurazione fisica del sensore tipicamente le lenti, il *beamsplitter* e il *photodetector* sono montati su una banchina ottica. La seconda configurazione trattata presenta un'ottima qualità del segnale ma richiede un doppio accesso al flusso da misurare. Viceversa la prima configurazione richiede l'accesso su un solo lato ma non garantisce un segnale buono come il primo. Le lenti possono essere collegate insieme in modo da condividere lo stesso punto focale, dopodiché, muovendo la struttura è possibile spostarsi lungo tutto il flusso in modo da poter determinare il profilo di velocità. Come fonte si usa tipicamente un laser HeNe di 5 mW; per la configurazione *backscattered* invece si utilizzano laser più potenti come ad esempio l'Argon Laser.

Il segnale in uscita dal *photodetector* viene letto da un analizzatore di spettro la cui uscita è immagazzinata per un'eventuale rielaborazione. Il ricevitore non può reagire istantaneamente agli stimoli che gli arrivano alla velocità della luce dal laser, infatti i dati salvati consistono in una curva simil-Gaussiana centrata attorno alla frequenza Doppler. La dispersione della curva dipende dagli effetti strumentali e fluttuazioni di velocità.

Questo sensore è stato molto utilizzato ad esempio per misurare velocità all'interno di tunnel, gas di combustione di motori a scoppio, propellenti etc. è stato utilizzato anche per la misura della velocità del flusso sanguigno.

Dato che l'efficienza dello scattering aumenta al diminuire della lunghezza d'onda λ , laser HeCd (con $\lambda = 446 \text{ nm}$) potrebbero essere preferiti ai classici NeHe quando questi ultimi iniziano a diventare troppo costosi. Alternativamente si potrebbe usare la linea verde del NeHe (con $\lambda = 543.5 \text{ nm}$) (54) (55).

9 APPLICAZIONI SENSORI LASER

9.1 VIBROMETRIA LASER DOPPLER

La valutazione e la determinazione delle sollecitazioni dinamiche indotte dalle vibrazioni svolge un ruolo centrale nella progettazione e nel collaudo di macchine. Per tale motivo sono state sviluppate tecniche di misura non intrusive e senza contatto che sfruttano le proprietà dei laser. Il sensore LDV, basato sull'interferometri ottica introdotto precedentemente è un ottimo candidato per questa misura. Questa tecnica offre il notevole vantaggio della totale assenza di contatto ma richiede, tuttavia, un'adeguata accessibilità ottica all'ambiente da misurare. L'assenza di contatto garantisce la non presenza di effetti di carico del sistema di misura sul misurando, effetto che non si può impedire con l'utilizzo dei sensori standard elettromeccanici. Sempre grazie alla non invasività sono garantite un'ottima ripetibilità e riproducibilità.

La configurazione base di un vibrometro laser è detta *single-point*: essa consente la misurazione della componente della velocità di vibrazione nella direzione del fascio laser incidente la superficie. Il principio di funzionamento sfrutta appunto l'effetto Doppler proprio come il velocimetro. Nel più tipico dei setup la sorgente laser è fissa mentre il target è libero di muoversi come mostra la Figura 9.1. L'oggetto vibrante



Figura 9.1 Esempio di setup.

vede la radiazione elettromagnetica con una frequenza alterata data dalla relazione:

$$f' = f \left(\frac{c}{c \pm v} \right)$$

dove f' è la frequenza della radiazione diffusa, c è la velocità della luce e v è la velocità di vibrazione dell'oggetto vibrante. Il segno \pm è dato dal verso di movimentazione dell'oggetto: se si allontana o si avvicina alla sorgente laser. Dato che la velocità della luce è molto maggiore della velocità di vibrazione, la formula appena vista può essere semplificata:

$$f' = f + f_D$$

dove $f_D = 2V/\lambda$ con. La testa laser è sensibile allo shift in frequenza indotto dall'effetto doppler. Per leggere correttamente la misura si utilizza uno schema interferometrico come riportato in Figura 9.2. Il photodetector misura l'intensità della radiazione complessiva risultante dall'interferenza. La variazione nel tempo del

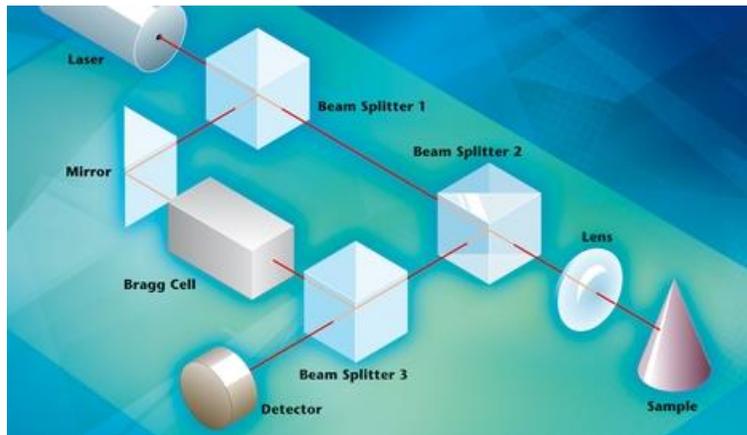


Figura 9.2 Schema di interferometria eterodina.

cammino ottico del fascio di riferimento, causata proprio dalla vibrazione della superficie che si vuole misurare, comporta una modulazione in termini di frequenza del fascio ottico di misura secondo la relazione sopra espressa. La modulazione in frequenza del pattern interferometrico originato dalla sovrapposizione dei due fasci è direttamente proporzionale alla velocità di vibrazione del misurando. La differenza di fase relativa al fascio risultante dall'interferenza è dato da :

$$\varphi(t) = |\varphi_r - \varphi_m| = 2k\Delta l$$

con Δl differenza di cammino ottico dei due fasci. Il photodetector come già mostrato misura

$$I(t) = I_m + I_r + 2\sqrt{I_m I_r R} \cos(\omega_d(t)t - \varphi(t))$$

Un cambiamento di fase di 2π corrisponde ad uno spostamento Δl di $\lambda/2$. Proprio in questo consiste l'elevata risoluzione spaziale di un sistema LVD. Tuttavia non è praticabile una soluzione come quella appena mostrata in quanto un movimento da e verso la sorgente laser genererebbe lo stesso pattern interferometrico, rendendo impossibile determinare il verso di movimentazione del misurando. Per risolvere questo problema è pratica comune l'utilizzo di una configurazione eterodina Mach-Zehnder sempre rappresentato in Figura 9.2. Grazie al modulatore opto-acustico, chiamato cella di Bragg, è attraversato dal fascio di riferimento imponendogli uno shift in frequenza f_b di 40 MHz (contro i 4.74×10^4 Hz della luce laser He utilizzata nell'esperimento da G. Dinaro). Questo shift impartisce una modulazione in frequenza di 40 MHz alla radiazione risultante dall'interferenza qualora il target non fosse in moto. Se il target è in moto verso il generatore, la modulazione si riduce mentre la modulazione aumenta viceversa. In questo modo è possibile determinare anche il verso di movimentazione del misurando.

Questo sistema non è però esente da problematiche. Il laser e la sua propagazione possono essere condizionate dall'ambiente in cui la misura si svolge, e tale ambiente può cambiare. Temperatura, umidità, pressione, foschia sono esempio di problemi atmosferici che possono affliggere questo sistema. Non solo l'atmosfera ma anche problemi relativi all'ottica possono portare ad un non corretto utilizzo del sensore, che comunque per questo problema non supera lo 0.0001%. Un ulteriore problema riguarda l'allineamento, soprattutto nel caso di configurazione single point: essa misura la componente della velocità di vibrazione del target lungo la direzione di propagazione del fascio e un non corretto allineamento porta a misure errate della vibrazione. Non va nemmeno trascurata la distanza di *stand-off* (ovvero la distanza

minima per avere un buono scattering della luce) che deve essere multiplo intero della lunghezza della cavità. Le più importanti limitazioni riguardano comunque il basso rapporto SNR del sensore e il problema dello *speckle*. Quest'ultimo problema lo si incontra quando il laser incontra una superficie rugosa: le onde costituenti il fascio sono diffuse dalla superficie e interferiscono generando una distribuzione di intensità luminosa risultante in frange di interferenza costruttiva e distruttiva. La sovrapposizione di questo pattern a quello generato dalla misura vera e propria genera incertezza in fase di demodulazione in frequenza del segnale luminoso complessivo.

9.1.1 CONFIGURAZIONE TIPICA

Un LDV può essere utilizzato per misurare vibrazioni in un sistema di riferimento fisso nello spazio (come avviene nel monitoraggio di strutture civili), oppure in un sistema di riferimento solidale con l'oggetto rotante (mettendo il fascio laser in rotazione solidale col target). Un LDV corredato ad una coppia di specchi ortogonali, rotanti solidalmente al misurando (configurazione detta *Scanning Doppler Vibrometer*) consente di muovere il fascio laser su più piani con lo scopo di effettuare ad esempio un'analisi modale di una struttura (56). Questi sensori sono anche largamente usati nell'ambito biomedico in quanto consentono di rilevare il battito cardiaco senza contatto osservando la vibrazione indotta dalle vene allo scorrere del sangue come mostra la Figura 9.3. Una delle applicazioni da noi ritenuta più



Figura 9.3 Misura del battito cardiaco con LDV.

interessante è quella che oltre a misurare il flusso sanguigno misura anche la

deidratazione. Questa tipologia di sensore che ora presenteremo è stata costruita per sopperire ai problemi dello stesso sensore costruito in fibra ottica, ovvero la sensibilità ai movimenti.

Questo sensore si basa sempre sul fenomeno Doppler e lo sfrutta per la misura di parametri vitali come il flusso sanguigno e il livello di disidratazione. Il limite degli strumenti attualmente in commercio e soprattutto di quelli in fibra ottica riguarda la sensibilità ai movimenti effettuati dal paziente a cui è collegato il sensore: la fibra ottica come mostrato nei precedenti capitoli rimane sensibile ai movimenti e alle vibrazioni. Per risolvere questo problema Nogami *et al.* (57) hanno sviluppato un sensore laser integrato in un chip costituito essenzialmente da un diodo laser (LD), da un fotodiodo (PD), una guida in poliammide e un cappuccio di silicone. In aggiunta il sensore è stato dotato di un sensore MEMS per il flusso sanguigno, il che lo rende applicabile per molti scopi come la diagnosi di una sclerosi sistemica attraverso il test dell'alzata di mano o il monitoraggio del consumo di alcool per prevenire la guida in stato di ubriachezza. Una nuova applicazione è la prevenzione dello stato di disidratazione di un soggetto qualsiasi nella vita quotidiana.

9.1.2 PRINCIPIO DI MISURA DEL FLUSSO SANGUIGNO

Il principio di funzionamento è molto semplice: la luce dal diodo laser viene proiettata sul tessuto cutaneo e da essa riflessa. La luce riflessa viene poi rilevata dal fotodiodo. Sono presenti due tipi di luce riflessa: quella creata dal movimento delle particelle (tipicamente globuli rossi presenti nei capillari e nelle arteriole) detta *Doppler shifted light* e la non *Doppler shifted light* riflessa da tessuti fermi. Queste due risultanti interferiscono al fotodiodo e la loro relazione è strettamente legata alla velocità del flusso sanguigno attraverso la formula:

$$\langle \omega \rangle = \omega \int P(\omega) d\omega$$

il flusso è proporzionale alla velocità media moltiplicata per la concentrazione di particelle Doppler che hanno riflesso la luce. $P(\omega)$ è lo spettro in potenza della

distribuzione in frequenza e $\langle \omega \rangle$ è il primo momento dello spettro di frequenza e tale valore viene interpretato come velocità del flusso derivata statisticamente. In Figura9.4 viene mostrato uno schema di principio di funzionamento del sensore. In

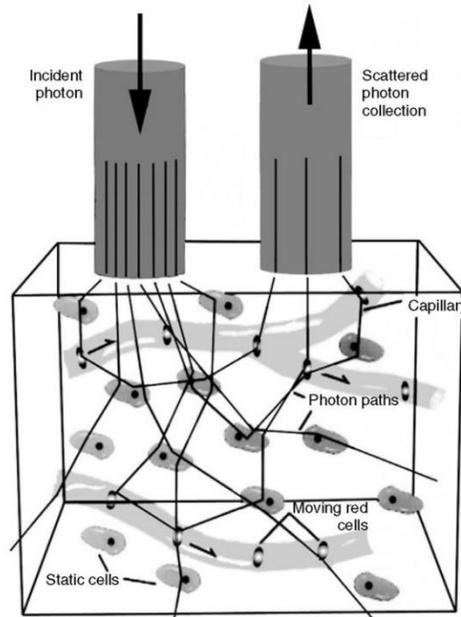


Figura 9.4 Schema di funzionamento della misura del flusso sanguigno.

Figura9.5 viene invece raffigurato lo schema del sensore integrato. Come si può notare grazie al *wafer level packaging* la struttura risulta molto compatta e dal punto di vista produttivo facilmente realizzabile su larga scala. Il sensore in se è composto dalla sonda e da un circuito elettronico come si può vedere in Figura9.6. La sonda misura $5.6 \times 12 \times 17.5 \text{ mm}$ e pesa 3 gr mentre l'elettronica misura $47 \times 65 \times 19 \text{ mm}$ e pesa 67 gr . Questo circuito è anche dotato di trasmettitore wireless ed è quindi possibile mandare direttamente i dati attraverso la rete ad un PC in modo da garantire il monitoraggio continuo in qualsiasi situazione.

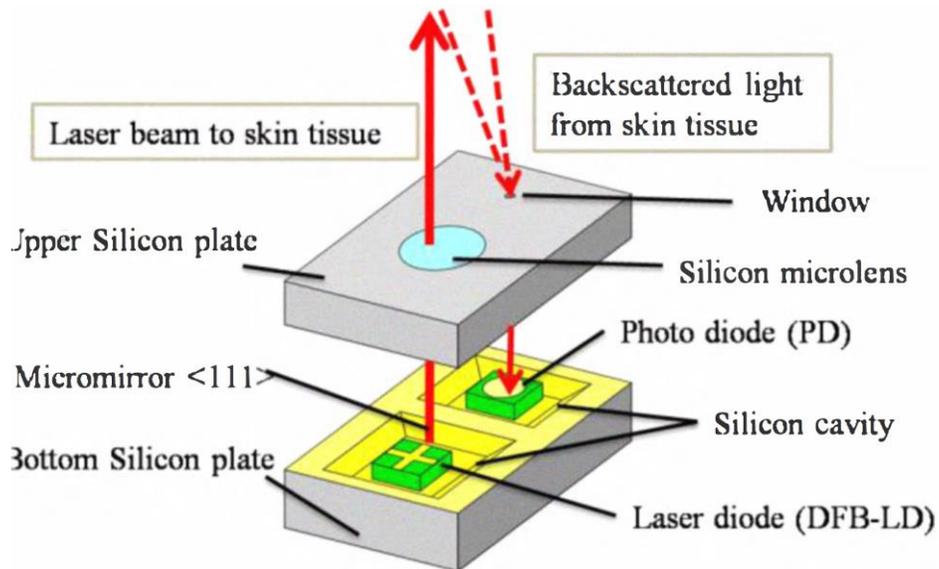


Figura 9.5 Schema del sensore.

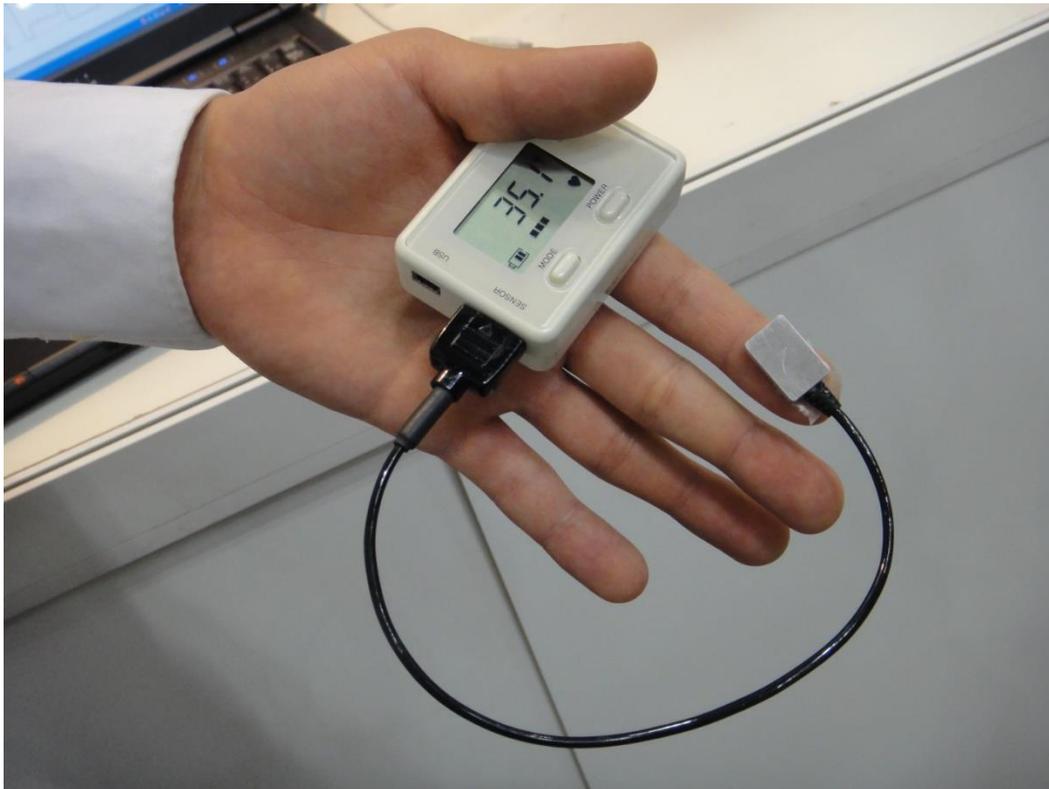


Figura 9.6 Fotografia del sensore.

I segnali d'uscita del sensore sono stati comparati con quelli provenienti da un sensore in fibra ottica disponibile in commercio. Come si può notare in Figura 9.7 il paziente inizialmente fermo ha poi iniziato a muovere le mani in cui i sensori erano attaccati. Prima che il paziente iniziasse a muovere la mano entrambi i sensori erano in grado

di effettuare una corretta misura del flusso sanguigno. Appena però il paziente ha iniziato a muoversi il sensore in fibra non è più stato in grado di fornire una corretta misura del flusso in quanto il segnale in uscita era affetto da disturbi quali vibrazioni e movimenti a cui la fibra è sensibile. Per quanto riguarda il sensore MEMS, dato che sfrutta le proprietà del laser, è solidale al movimento della mano in quanto attaccato al dito, esso è riuscito a fornire indicazioni corrette sul flusso sanguigno. Sono anche

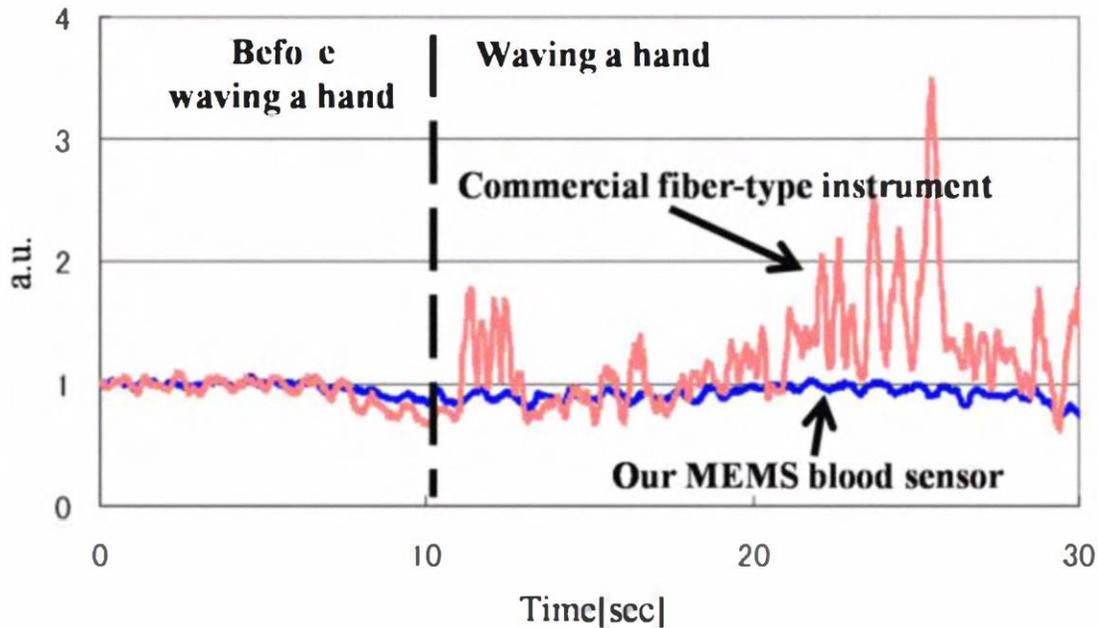


Figura 9.7 Confronto tra le due tipologie di sensori.

stati condotti esperimenti per il monitoraggio dei livelli di disidratazione riuscendo a raggiungere il rilevamento della disidratazione attraverso il test dell'alzata di mano quando la perdita di acqua in una persona è circa il 2% del suo peso corporeo. Questi risultati sono molto incoraggianti e gli sviluppi futuri mireranno a diminuire la soglia del 2% per il rilevamento di disidratazione e le dimensioni fisiche del sensore (57).

9.2 DISTANZIOMETRI LASER

Un sensore portatile laser largamente impiegato in ambito civile è il distanziometro laser. Grazie alla sua praticità nell'utilizzo e al range (fino a 80 m quelli portatili mentre più di 1000 m quelli fissi) è molto usato. In Figura 9.8 viene riportata una

fotografia di un distanziometro durante il suo impiego in un cantiere. Il distanziometro più semplice è basato sul sensore laser a tempo di volo precedentemente illustrato.



Figura 9.8 Distanziometro laser.

Esistono anche distanziometri basati sullo sfasamento: si emette una luce nel vicino infrarosso che viene modulata e trasmessa verso un prisma retroriflettente il quale riflette solo una parte della luce incidente. Misurando la differenza di fase tra il raggio trasmesso e quello ricevuto è possibile ricavare la distanza. Utilizzando una parte riflettente questo distanziometro viene classificato come fisso, ovvero la sorgente laser punta il prisma che viene posizionato nel punto d'interesse.

L'unione tra i più recenti distanziometri, molto precisi e veloci nell'acquisizione della distanza, e organi meccanici di alta precisione hanno portato alla realizzazione di sensori laser scanner. Il risultato dell'acquisizione è una nuvola di punti regolarmente sparsi nello spazio.

Ne esistono principalmente due tipologie in base al principio di misura che utilizzano: laser scanner distanziometrici e laser scanner a triangolazione. La prima tipologia è riportata in Figura 9.9 e sfrutta tipicamente distanziometri laser ad impulsi che permettono misure molto veloci (nell'ordine di 10000 pti/sec) con precisione elevata (che va da 5 a 10 mm). La portata massima raggiungibile con un sensore che utilizza un fascio non pericoloso per la vista è di circa 800 m . Se si utilizza invece un

distanziometro che sfrutta la variazione di fase del segnale, sia il range che la velocità diminuiscono ma cresce la precisione.

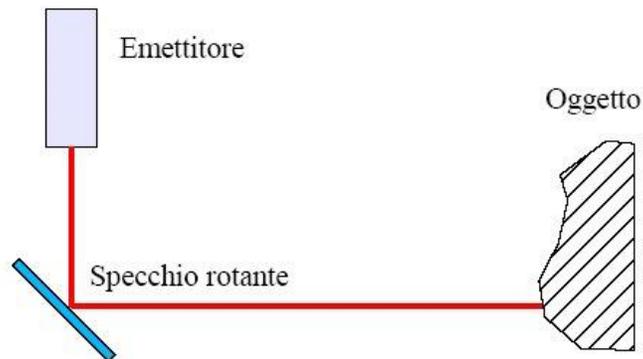


Figura 9.9 Laser scanner distanziometrico.

I laser scanner triangolatori (riportati in Figura 9.10) sono sensori che sfruttano il principio dell'intersezione in avanti per la misura della distanza dei punti. Sono

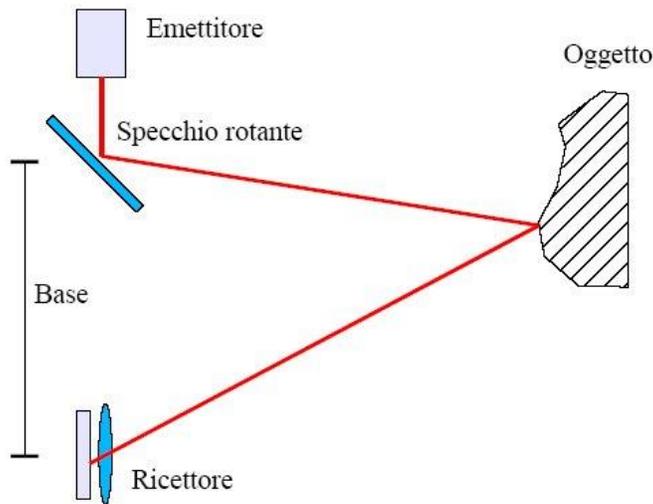


Figura 9.10 Laser scanner triangolatore.

strumenti di forma allungata dotati di un diodo emettitore e di un diodo ricevitore posizionati agli estremi dello strumento stesso. Il segmento che unisce i due diodi è detto base e la sua dimensione non può superare in genere limiti fisici di maneggevolezza e quindi può essere un limite nella portata dello strumento. Per l'acquisizione si utilizzano la base (nota in quanto caratteristica intrinseca dello strumento) e due angoli che sono misurati in fase di acquisizione. Questa configurazione permette di avere precisione molto elevate (sub-millimetriche),

portata limitata (qualche metro) e tempi di acquisizione mediamente elevati. La classificazione appena presentata non è ovviamente l'unica. Si possono classificare per posizionamento: statici o mobili. Si possono anche classificare per portata del sensore: piccola media e lunga portata.

9.3 MISURATORE DI LIVELLO

Un esempio di laser scanner triangolatore viene di seguito riportato. Lo scopo dell'applicazione in questione è quello di misura del livello di riempimento di un liquido su macchina imbottigliatrice. Questa tipologia di sensore non a contatto è un'alternativa ai sensori capacitivi presenti in commercio che però devono entrare a contatto con il fluido per effettuare la misura. La sezione ottica è composta da laser fotodiodo e da una lente collimatrice, altri elementi ottici sono futili in quanto la quantità di potenza retro-iniettata in cavità risulta buona nel caso di un corretto allineamento della sorgente rispetto alla superficie del bersaglio. La focalizzazione del fascio laser sul bersaglio verrà effettuata manualmente sul bersaglio impostando il fuoco qualche centimetro dopo il bersaglio, che per lo scopo è il pelo libero dell'acqua. Lo strumento deve essere in grado di riuscire a misurare anche in caso di liquido in movimento, ovvero in fase di riempimento della bottiglia, per questo per avere un errore trascurabile bisogna necessariamente avere una velocità del sistema maggiore della velocità del pelo libero. Il sistema di misura deve essere in grado di garantire la misura del livello del liquido anche quando la potenza della luce retro-riflessa varia rapidamente e caoticamente, a causa della natura ottica della superficie. La tipologia della superficie del liquido porta a considerazioni differenti a seconda dello scenario in cui ci si trova, possiamo comunque semplificare l'analisi considerando due casi: regime stazionario e regime dinamico. E' bene notare che la potenza della luce retro-iniettata in cavità laser è molto sensibile all'allineamento verticale del fascio ottico.

In regime stazionario, liquido fermo, la bottiglia si trova nella fase pre o post-riempitiva, la superficie assume quindi caratteristiche paragonabili ad uno specchio perfettamente riflettente, il sistema è estremamente dipendente dall'allineamento verticale del fascio.

In regime dinamico, acqua in movimento, la bottiglia è in fase di riempimento e la superficie assume caratteristiche simili a quelle di una superficie diffusiva con rugosità casuali. Il sistema è meno sensibile all'allineamento però ha una quantità di potenza ottica retro-iniettata minore poiché parte del fascio ottico non viene riflesso ma emesso in direzioni stocastiche.

Generalmente un segnale interferometrico buono è ottenuto quando la quantità di luce retro-iniettata in cavità è qualche centesimo della luce incidente; lo scopo della configurazione ottica adottata è di massimizzare la qualità del segnale interferometrico e di incrementare il numero di misure valide in pochi secondi. Le scelte ottiche per ottenere la massimizzazione della misura sono differenti. Nel primo caso la probabilità di ottenere una retro-iniezione consistente e quindi una più alta sensibilità porterebbe a posizionare il fuoco prima della superficie del liquido, creando così un angolo solido di vista effettivo molto stretto. Tale set up risulta molto sensibile alla condizione di perpendicolarità del fascio rispetto il livello della superficie.

Nel secondo caso il target diffonde approssimativamente in maniera omogenea in tutte le direzioni (diffusore lambertiano) non rendendo la luce concentrata come precedentemente, quindi per ottenere una quantità di retro-iniezione accettabile si posiziona il fuoco dopo la superficie. In Figura 9.11 vengono riportati i due differenti setup. Nella progettazione del sensore non si potranno utilizzare entrambi i set-up ma si cercherà un compromesso tra i due. Inoltre la fase di riempimento avviene con un angolo diverso da zero per cui il pelo libero dell'acqua si comporta come un diffusore non omogeneo (non lambertiano), dunque il sistema risulterà sensibile anche



Figura 9.11 Configurazioni ottiche: fuoco prima e dopo il bersaglio.

all'inclinazione della superficie del liquido oltre che all'allineamento verticale del fascio (58).

9.4 LIDAR

Viene descritta in seguito un'altra applicazione di sensori laser che affronta il problema del telerilevamento.

Per realizzare una "mappatura" del territorio viene utilizzato un sistema di tipo Lidar, (*Light Detection and Ranging*) cioè una tecnica in cui è emesso un laser scanner composto da un trasmettitore laser, da un ricevitore e da un sistema di acquisizione dati. Il Lidar è uno strumento molto affine al RaDaR (*Radio Detection and Ranging*) ma utilizza delle sorgenti di luce visibile, ultravioletta o infrarossa invece di quelle radio. Questa caratteristica porta ad una minore lunghezza d'onda rispetto ai radar e quindi una maggiore accuratezza nel telerilevamento in grado di analizzare corpi di dimensioni micrometriche quali aerosol atmosferici. Perciò con sistemi di tipo Lidar si è in grado di variare l'analisi dal profilo fisico al dislocamento di nubi o nuvole.

Il caso in considerazione fa parte dell'ambito della sicurezza nelle linee elettriche, in particolare le inclinazioni dei tralicci dell'alta tensione per cui eventuali piegature dei fili e controllo della distanza tra fili e oggetti a terra. La strumentazione utilizzata è

molto semplice e mostrata in Figura 9.12. Essa consiste in una piattaforma volante, uno scanner laser, un modulo di navigazione inerziale composto da IMU (*Inertial Measurement Unit*) e GPS (*Global Positioning System*), una fotocamera digitale, un controllore e un software di interpretazione. La piattaforma volante che può essere un

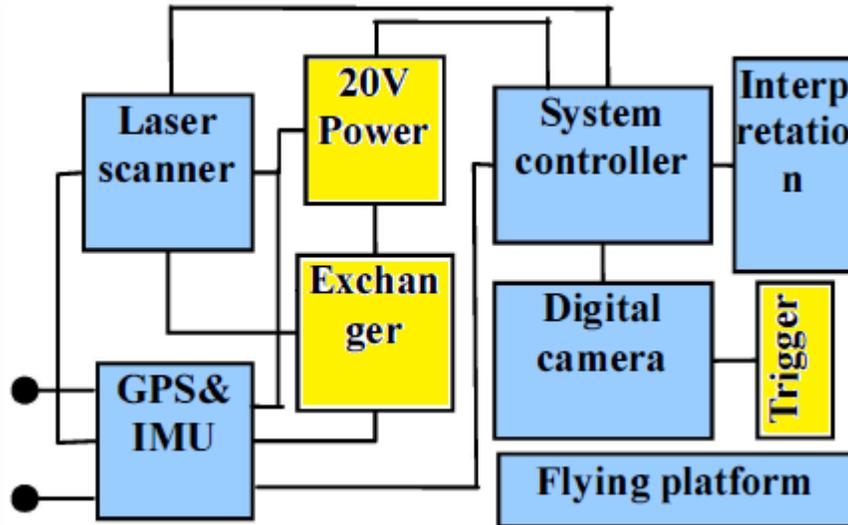


Figura 9.12 Sistema di monitoraggio.

aeroplano o più semplicemente un drone, porta la strumentazione ad un'altezza utile minima per il rilevamento. Il laser scanner ottiene direzione e distanze dai punti a terra mentre il modulo di navigazione ottiene la posizione dello scanner. La fotocamera digitale fotografa il terreno. Tutti questi dati vengono interpretati da un software che realizza un'analisi spaziale, un calcolo geometrico e una classificazione degli oggetti a terra. Lo scanner laser utilizzato in questo sistema è un LMS-Q160 realizzato dalla Riegl company, situata in Austria. La distanza di misurazione varia da 2m fino 200m con una precisione di 20 mm su 50m. La frequenza degli impulsi laser è 30 kHz mentre il peso dello scanner è di 5kg. L'inclinazione dei tralicci è il parametro più di interesse ed è definito come l'angolo tra l'asse verticale del traliccio e l'asse normale del vettore terra. Il Lidar quindi ottiene una "nuvola" di punti che vengono poi nominati con coordinate 3D. Definiamo l'insieme di punti $\{P_i(x_i, y_i, z_i)\}$ con $(i = 1, 2, \dots, I)$ ed I è il numero massimo di punti contati sulla torre di potenza.

Assumendo che l'asse può essere descritta come una retta:

$$\frac{x - x_0}{l} = \frac{y - y_0}{m} = \frac{z - z_0}{n}$$

con x_0, y_0, z_0 sono dei punti qualsiasi della retta, mentre l, m, n sono le direzioni dei vettori di linea. Combinando le relazioni è possibile creare il seguente sistema di due equazioni con tre incognite:

$$\begin{cases} x = \frac{1}{n}(z - z_0) + x_0 = Az + B \\ y = \frac{m}{n}(z - z_0) + y_0 = Cz + D \end{cases}$$

dove $A = \frac{l}{n}$, $B = x_0 - Az_0$, $C = \frac{m}{n}$, $D = y_0 - Cz_0$. Così facendo è possibile passare da un problema in uno spazio ad uno in un piano, quindi bidimensionale. Il calcolo dei parametri A e C avviene in accordo con il metodo dei minimi quadrati, per cui potremmo avere:

$$\begin{cases} A = \frac{n \sum_{i=1}^n z_i x_i - \sum_{i=1}^n z_i \sum_{i=1}^n x_i}{n \sum_{i=1}^n z_i^2 - (\sum_{i=1}^n z_i)^2} \\ C = \frac{n \sum_{i=1}^n z_i y_i - \sum_{i=1}^n z_i \sum_{i=1}^n y_i}{n \sum_{i=1}^n z_i^2 - (\sum_{i=1}^n z_i)^2} \end{cases}$$

in questo modo il vettore che descrive il traliccio può essere scritto come $(A, C, 1)$, quindi l'angolo formato è calcolabile con $\gamma = \tan^{-1}(\sqrt{A^2 + C^2}/1)$. Il procedimento appena mostrato è applicabile a tutti i tralicci calcolandone l'angolo. Questo tipo di approccio è molto utile non solo nell'ambito della sicurezza ma anche nella gestione dell'energia, il Lidar è molto più efficiente e comodo del tradizionale metodo di controllo manuale. Ovviamente il controllo è su un orizzonte temporale con ordine di grandezza di giorni o mesi. Successivamente viene calcolato lo spostamento. Supponiamo che la posizione sia descritta dal vettore $(x_c, y_c, z_c)^T$, con $x_c = \sum_{i=1}^n x_i$; $y_c = \sum_{i=1}^n y_i$; $z_c = \sum_{i=1}^n z_i$, utilizzando t e $t + 1$ per distinguere due diversi periodi di misura, si ottiene il vettore spostamento:

$$\bar{d} = \begin{pmatrix} x_c^{t+1} \\ y_c^{t+1} \\ z_c^{t+1} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} x_c^t \\ y_c^t \\ z_c^t \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_x \\ d_y \\ d_z \end{pmatrix}$$

e da questo calcolare la norma dello spostamento orizzontale $d_h = \sqrt{d_x^2 + d_y^2}$ i cui valori solitamente sono molto piccolo.

Un altro aspetto molto importante di questo approccio è lo studio degli spostamenti dei cavi elettrici: in assenza di vento il cavo è soggetto alla sola accelerazione gravitazionale per cui descrivibile con una funzione di coseno iperbolico, $z = A \cosh \frac{X}{A} + B = A \times \frac{1}{2}(e^{\frac{X}{A}} + e^{-\frac{X}{A}}) + B$. La X è la nuova ascissa, nata dalla rotazione di un angolo θ attorno all'asse z dell'insieme dei punti (x, y) . L'angolo θ è quindi la proiezione del filo elettrico lungo la vecchia ascissa x ; esso può essere calcolato con la trasformazione di Hough. Inoltre dopo la rotazione le ordinate avranno valore costante C , il quale è la distanza tra le coordinate origine con la proiezione del filo. Trattare però una funzione esponenziale, come quella del coseno iperbolico, è molto gravoso computazionalmente per cui viene approssimata con una parabola. La forma generale della parabola è descritta da $z = aX^2 + bX + c$. Assumendo che entrambe le curve si intersechino in tre punti $(r, 0), (-r, 0), (0, s)$:

$$\begin{cases} 0 = ar^2 + br + c \\ 0 = ar^2 - br + c \\ 0 = a \times 0^2 + b \times 0 + c \end{cases}$$

Ottenendo come soluzione $a = -\frac{s}{r^2}$, $b = 0$, $c = s$. Usando questi valori nella funzione iperbolica confrontando i due andamenti è possibile fare un paragone sulla bontà della sostituzione. Analizzando valori di $r = 250$ e $s = 10$ lo scostamento tra le due curve è al più di 0.0013m per cui la sostituzione è accettabile. In Figura9.13 vengono mostrate le due funzioni mentre nella Figura9.14 è disegnata la loro differenza.

Concluse queste considerazioni è possibile calcolare le oscillazioni del cavo elettrico: i punti interessati sono $P_1(X_1, z_1)$ e $P_2(X_2, z_2)$, ovvero le coordinate dell'estremità del cavo. Non è detto che le due altezze z siano allo stesso valore. Come detto in precedenza, l'andamento del cavo è descrivibile con una parabola, allora si definisce Q il punto più lontano sull'arco P_1P_2 dalla retta P_1P_2 e la distanza chiamata D , ovvero

la massima flessione che può avere il cavo; infine si definisce la distanza relativa come $\lambda = \frac{D}{|P_1P_2|}$. Va inoltre definita la pendenza della curva P_1P_2 , $k = \frac{z_2-z_1}{x_2-x_1}$. Derivando la funzione generica della parabola è possibile analizzare istante per istante la pendenza della curva. Con queste informazioni è possibile risalire alle coordinate del punto Q e successivamente alla distanza D, dopodichè alla lunghezza L della retta P_1P_2 . L'oscillazione relativa è data dal rapporto tra le due lunghezze $\lambda = D/L$ (59).

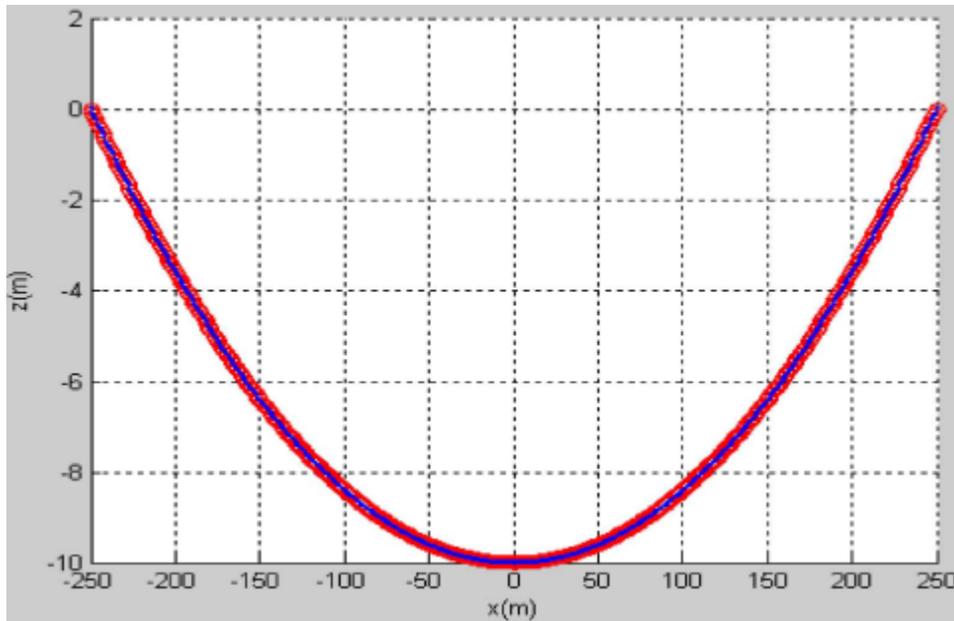


Figura 9.13 Confronto tra le due funzioni.

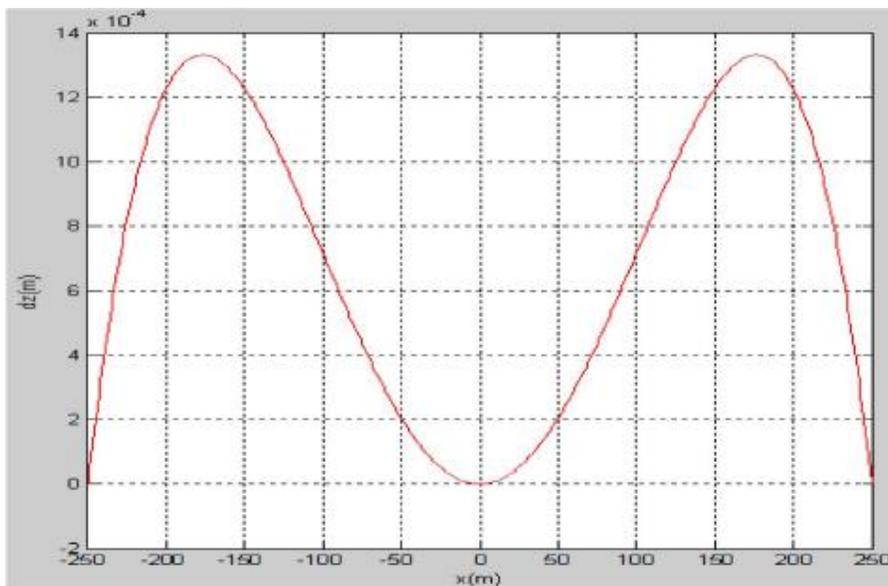


Figura 9.14 Differenza tra le due funzioni.

10 BIBLIOGRAFIA

1. *optical fiber sensor technology*. **G.Giallorenzi, et al.** 1982.
2. **Donati, Silvano**. *Electro-optical instrumentation sensing and measuring with lasers*.
3. **M.Barotto e Cais, E. De**. Progettazione e realizzazione di una struttura dinamometrica in materiale composito basata su sensori a fibra ottica. 2009/2010.
4. http://www.rp-photonics.com/optical_fiber_communications.html. **RP Photonics Encyclopedia**. [Online]
5. tre, università degli studi Roma. **fibres ottiche: funzionamento**.
6. *Fiber-Optic Sensing: A Historical Perspective*. **Culshaw, B.** 9, 2008, Vol. 26.
7. **Zeni, L.** sensori di deformazione in fibra ottica basati su Fabry-Perot estrinseci. napoli : s.n., 2009/2010.
8. **D.Samiec, P.Gmbh, Waldbronn**. **istributed fiber-optic temperature and strain measurment with extremely high spatial resolution**. *Photonik international*. 2012.
9. **Hecth, J.** Short history of laser development. *Optical Engineering*. 2010, Vol. 9, 49.
10. **L.Palmieri, L.Schenato**. **Distributed optical fiber sensing based on rayleigh scattering**. *the open optics journal*. 2013.
11. **Pontiroli, D.** Studio e caratterizzazione di amplificatori Raman in fibra. Parma : s.n., 2002.
12. *Raman-based fibre sensor: trends and applications*. **Bolognini, G. e Hartog, A.** 19, 2013.

13. E. Tessadori. **misure di deformazione e temperatura mediante sensori a fibra ottica:tecniche di disaccoppiamento del segnale. milano : s.n., 2010-2011.**
14. D.Sala. **Studio numerico e sperimentale di sensori a fibra ottica per applicazioni di structural health monitoring. milano : s.n., 2011-2012.**
15. Fan, Y. **Characterization of fiber bragg grating sensor array embedded in composite structures. Canada: Concordia university : s.n., 2004.**
16. *Fiber Bragg Gratings.* Kashyap, R. San Diego : Academic Press, 1999.
17. *Fiber bragg grating sensor to characterize curing process-dependent mechanical properties of polymeric materials.* Y. Wang, B.Han, A. Bar-Cohen. university of maryland : s.n., 2007.
18. **Globalsensing. FBG technology overview.**
19. V. Hagemann, M.N. Trunzel, L. Staudigel. **Mechanical resistance of draw-tower-bragg-grating sensors.**
20. T. Iwashima, A. Inoue, M. Shigematsu, M. Nishimura, Y. Hattori. **Temperature compensation technique for fiber Bragg gratings using liquid crystalline polymer tubes. *electronics letters.* 1997, Vol. 33, 5.**
21. Bahrapour, S. Tofighi, M. Bathaee, F. Farman. **Optical fiber interferometers and their applications.**
22. M. Bowser, J. Hammond, M. Perlmutter, C. Reynolds. **Remote fiber optic gyroscope for a broad range of applications. 1996.**
23. Heideman, R.G. e Lambeck, P.V. **Remote opto-chemical sensing with extreme sensitivity:design, fabrication and performance of a pigtailed integrated optical phase-modulated Mach-Zehnder interferometer system. *sensors and actuators.* 1999.**

24. Shiuh-Chuan Her, Chih-Min Yang. Dynamic strain measured by Mach-Zehnder Interferometric optical fiber sensors. Taiwan : s.n., 2012.
25. D.A. Brown, C.B. Cameron, R.M. Keolian, D.L. Gardner, S.L. Garret. A symmetric 3x3 coupler based demodulator for fiber optic interferometric sensors. 1991.
26. C.B. Cameron, R.M. Keolian, S.L. Garret. A symmetric analogue demodulator for optical fiber interferometric sensors. monterey : s.n., 1991.
27. B. Ha Lee, Y. Ho Kim, K.S. Park, J. B. Eom, M. Jin Kim, B. Sup Rho, H.Y. Choi. Interferometric fiber optic sensors. 2012.
28. H. Y. Choi, M. Jin Kim, B. Ha Lee. All-fiber Mach-Zehnder type interferometers formed in photonic crystal fiber. 2007.
29. Jui-Ming Hsu, Cheng-Ling Lee, Hun-Pin Chang, Wen Cheng Shih, Chai-Ming Li. Highly sensitive tapered fiber Mach-Zehnder interferometer for level sensing. *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*. 2013, Vol. 25, 14.
30. Z. Tian, S. Scott, Hans-Peter Loock. Single-mode fiber refractive index sensor based on core-offse attenuators. *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*. 2008, Vol. 20, 16.
31. Li Lecheng, Li Xia, Liu Deming, Xie Zhenhai. All-fiber Mach-Zehnder interferometers for sensing applications. *OPTICS EXPRESS*. 2012, Vol. 20, 10.
32. Di Wu, Tao Zhu, Kin Seng Chiang, Ming Deng. All single-mode fiber Mach-Zehnder interferometer based on two peanut-shape structures. *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*. 2012, Vol. 30, 5.
33. Tao Zhu, Di Wu, Min Liu, De-Wen Duan. In-line fiber optic interferometric sensor in single-mode fibers. 2012.

34. Jui-Ming, Jing-Shyang Horng, Chia-Ling Hsu, Cheng-Ling Lee. Fiber-optic based Michelson interferometer with high sensitivity based on a liquid-filled photonic crystal fiber. 2014.
35. Libo Yuan, Jun Yang, Zhihai Liu. A compact fiber-optic flow velocity sensor based on a twin-core fiber Michelson interferometer. *IEEE SENSOR JOURNAL*. 2008, Vol. 8, 7.
36. L. M. N. Amaral, O. Frazao, J.L.Santos, A.B. Ribeiro. Fiber-optic inclinometer based on taper Michelson interferometer. *IEEE SENSOR JOURNAL*. 2011, Vol. 11, 9.
37. M. Szustakowski, N.Palka. Contrast sensitive fiber optic Michelson interferometer as elongation sensor. *OPTO-ELECTRONICS REVIEW*. 2005, Vol. 13, 1.
38. J. Zhang, Hao Sun, Ruohui Wang, Dan Su, Tuan Guo, Z. Feng, Manli Hu, X. Qiao. Simultaneous measurement of reflective index and temperature using a Michelson fiber interferometer with a Hi-Bi fiber probe. *IEEE SENSOR JOURNAL*. 2013, Vol. 13, 6.
39. L.H. Chen, X.M. Ang, C.C. Chan, M. Shailender, W.C. Wong, B. Neu, P. Zu, K.C. Leong. Layer-by-layer membrane-based Fabry-Perot interferometric fiber optic biosensor. *IEEE Journal*. 2012, 18.
40. C.C Chang, J. Sirkis,. Absolute phase measurement in extrinsic Fabry-Perot optical fiber sensors using multiple path-match conditions. *Exp. Mech.* 1997, 37ù.
41. H.K. bal. Optical fiber refractive index, voltage and strain sensors: fabrication and applications. *Ph.D Thesis Victoria university*. Melbourne : s.n., 2011.

42. Y. Gong, Y.J. Rao, Y. Guo, Z.L. Ran, Y. Wu. Temperature-insensitive micro Fabry-Perot strain sensor fabricated by chemically etching er-doped fiber. *IEEE Photonic*. 2009, 21.
43. Boccione, M., et al. Pantograph-catenary monitoring by means of fibre Bragg gratings sensor: Result from tests in an underground line. *Mechanical Systems and Signal Processing*. 2013, 41.
44. Boffi, P., et al. Optical fiber sensors to measure collector performance in the pantograph-catenary interaction. *IEEE SENSORS JOURNAL*. 2009, Vol. 9, 6.
45. *A fibre optic sensor instrumented pantograph as part of a continuous structural health monitoring system for railway overhead lines*. Wagner, R., et al. La Cité, Nantes, France : s.n., 2014.
46. Lee, C., et al. Smart environment monitoring fiber optic avionic PHM system. Austin : s.n., 2004.
47. *A study on internal temperature monitoring system for power transformer using optical fiber Bragg grating sensors*. Kim, M., et al. Yokkaichi, Mie, Japan : s.n., 2008.
48. Allil, R., et al. *Application of fiber Bragg grating sensors in power industry*. 2013.
49. Wang, Y., et al. Unattended ground sensor system based on fiber optic disk accelerometer.
50. *Pipeline leakage detection and localization using distributed fiber optic sensing*. Inaudi, D., et al. Rio : s.n., 2007.
51. Huang, S., et al. Fiber optic in-line sensor for detection and localization of the pipeline leaks. *Sensors and actuators*. 2006.

52. Zhao, Y., Wang, D. e Wang, Q. Fiber optic Fabry-Perot magnetic field sensor with temperature compensation using a fiber Bragg grating. *IEEE transaction on instrumentation and measurement*. 2014, Vol. 63, 9.
53. Zambrano, D. Best practices for ensuring fiber optic system performance.
54. Sharp, J.H. laser doppler velocimetry.
55. Svelto, C. Misure ottiche.
56. Dinardo, G. *Relazione sulle attività di dottorato relative all'anno 2010*. Bari : s.n., 2010.
57. *Micro integrated laser doppler blood flow sensor and its application to dehydration prevention*. Nogami, H., et al. Tainan, Taiwan : s.n., 2009.
58. Cargnin, O. Sistema ottico per la misura del livello di liquido. Milano : s.n., 2012-2013.
59. You, A., et al. *Applications of Lidar in patrolling electric-power lines*. Mianyang Sichuan, China : s.n., 2013.
60. N. Armenise, C. Ciminelli, F. Dell'Olio, V.Passaro. *Advances in gyroscope technologies*. 2010.
61. G. Bolognini, A. Hartog. *Raman-based fiber sensors: trends and applications*. 2013.
62. Bernini, R. FODiSS sensore distribuito di deformazioni in fibra ottica. Napoli : s.n., 2006.