



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PISA

Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione

Corso di Laurea in Ingegneria delle Telecomunicazioni

TESI DI LAUREA MAGISTRALE

**PROGETTO E ANALISI DELLE PRESTAZIONI DI
COLLEGAMENTI RADIO OVER FIBER A BORDO
DELLE UNITÀ NAVALI DELLA MARINA MILITARE**

RELATORE

Prof. Filippo GIANNETTI

CANDIDATO

STV (AN) Andrea SIRICA

ANNO ACCADEMICO 2014-2015

Indice

Lista degli acronimi	1
Introduzione	3
1. Caratteristiche della fibra ottica	6
1.1. Funzionamento della fibra	6
1.2. Fibre monomodali	8
1.3. Fibre multimodali	9
1.4. Perdite nelle fibre.....	10
1.4.1. Attenuazione.....	11
1.4.2. Dispersione cromatica	12
1.4.3. Dispersione modale e per polarizzazione dei modi.....	12
1.4.4. Effetto Kerr.....	12
1.5. Grandezze caratteristiche	13
1.6. Confronto tra fibre monomodali e multimodali.....	14
1.7. Fibre a cristalli fotonici.....	14
1.8. Applicazioni delle fibre ottiche.....	16
1.9. Finestre ottiche.....	18
2. Cavo coassiale e fibra ottica a confronto	19
2.1. I cavi coassiali.....	19
2.1.1. Caratteristiche del cavo	20
2.1.2. Principali parametri	21
2.1.3. Scelta del cavo	23
2.1.3.1. Cavi di alimentazione.....	23
2.1.3.2. Cavi di controllo.....	23
2.1.3.3. Cavi coassiali di segnale	23
2.2. Perché scegliere la fibra?	25
2.3. Caratteristiche di un sistema di trasmissione ottico.....	26
2.3.1. Schemi di modulazione e rivelazione.....	26
2.3.2. Componenti del link	27
2.3.3. Dispositivi di modulazione.....	27

2.3.4.	Fibra ottica.....	28
2.3.5.	Fotorivelatori	29
2.4.	Applicazioni.....	30
2.4.1.	CATV Distribution Network.....	31
2.4.2.	Radio Over Fiber	31
2.4.3.	Applicazioni militari.....	32
3.	Principali parametri e componenti ottici in un collegamento RoF ..	34
3.1.	Guadagno del collegamento.....	34
3.2.	Tipi di modulazione	37
3.2.1.	Schema DML.....	37
3.2.2.	Schema MZM.....	39
3.3.	Rumore nel collegamento ottico	44
3.3.1.	Rumore termico	44
3.3.2.	Rumore shot.....	45
3.3.3.	Relative Intensity Noise (RIN).....	46
3.3.4.	Rumore totale nel collegamento	46
3.4.	Cifra di rumore (Noise Figure).....	48
3.5.	Distorsioni non lineari	48
3.5.1.	Intercetta del terzo ordine (IP3).....	49
3.5.2.	Spurious Free Dynamic Range (SFDR)	49
4.	Analisi e studio dei disturbi e del rumore sul collegamento RoF	51
4.1.	Esempi tipici di collegamenti ottici	51
4.2.	Laser DFB.....	52
4.3.	Modulatore Mach-Zehnder	54
4.4.	Perdite nelle fibra ottiche	55
4.5.	Ricevitore.....	56
4.6.	Calcolo della cifra di rumore NF, SFDR e IP3.....	56
4.6.1.	Risultati ottenuti	58
5.	Design Exploration	65
5.1.	Laser VCSEL e fotodiodi PIN	65
5.1.1.	Performance statiche del laser	66
5.1.2.	Caratteristica ingresso-uscita del fotodiodo PIN.....	68
5.2.	Calcolo del guadagno.....	69

5.3.	Riduzione della cifra di rumore	72
5.4.	Analisi delle tecniche di modulazione	75
5.5.	Linee guida	77
5.6.	Esempio di applicazione RoF	80
6.	Tool di progetto	83
6.1.	Analisi del laser	83
6.2.	Analisi del fotorivelatore	85
6.2.1.	Fotodiode InGaAs	91
6.2.2.	Metodo “Photomixing”	93
6.3.	Modulazione diretta ed esterna a confronto.....	96
6.4.	Tecnica di ottimizzazione della tensione di Bias nel collegamento RoF.....	101
6.4.1.	Cifra di merito.....	105
7.	Possibile applicazione della tecnica RoF a bordo delle UU.NN. della Marina Militare	107
	Conclusioni.....	111
	Bibliografia.....	113
	Appendice.....	115

Lista degli Acronimi

AIS	Automatic Identification System
APL	Analog Photonic Link
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit-Error-Rate
BS	Base Station
CATV	Community Access Television or Community Antenna Television
CCD	Charge Coupled Device
CNR	Carrier-to-Noise Ratio
COTS	Components Off The Shelf
CW	Continuous Wave
DAS	Distributed Antenna System
dB	decibels
dBc	decibels relative to carrier
dBm	decibels milliwatt
dBr	decibels relative
DFB	Distributed Feedback laser diode
DML	Directly Modulation Laser
DR	Dynamic Range
E/O	Electrical-Opto
EAM	Electro Absorption Modulator
FDM	Frequency Division Multiplexing
FEC	Forward Error Correction
FM	Frequency Modulation
FOM	Figure Of Merit
FPI	Fabry Perot Interferometer
FREMM	Frégates Européennes Multi Missions
Gbits	Gigabits
GHz	GigaHertz
GSM	Global System for Mobile communications
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Intermediate Frequency
IM	Intensity Modulation
IMDD	Intensity Modulation with Direct Detection
IP3	3rd Order Intercept Point
LAN	Local Area Network
MFD	Mode Field Diameter
Mbps	Megabit per second
MHz	Mega-Hertz
MU	Mobile Unit
MWP	Micro Wave Photonics
MZI	Mach-Zehnder Interferometer
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NF	Noise Figure

O/E	Opto-Electrical
OFM	Optical Frequency Multiplication
OVD	Outside Vapour Deposition
PBG	Photonic Band Gap
PCF	Photonic Cristal Fiber
PD	Photodetector
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RAP	Radio Access Point
RAU	Radio Access Unit / Remote Antenna Unit
RF	Radio Frequency
RFoF	Radio Frequency overFibre
RIN	Relative Intensity Noise
RoF	Radio over Fiber
RSOA	Reflective Semiconductor Optical Amplifer
SBS	Stimulated Brillouin Scattering
SCM	Sub-Carrier Multiplexing
SFDR	Spurious Free Dynamic Range
SRL	Structural Return Loss
SSB	Single Side Band
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Laser diode
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network

Introduzione

L'obiettivo delle comunicazioni è stato da sempre quello di permettere la trasmissione dell'informazione tra utenti posti in luoghi differenti. Le due grandezze che, in prima approssimazione, quantificano la qualità di un sistema di telecomunicazioni, sono la quantità di informazioni che, nell'unità di tempo, vengono scambiate, e la distanza alla quale si riesce a realizzare la comunicazione.

Attualmente il mezzo che offre le migliori prestazioni in termini di minor degradazione del segnale, di distanza di comunicazione e quantità di dati trasmessi nell'unità di tempo è la fibra ottica.

Negli ultimi anni vi è stato sempre di più un crescente interesse nella distribuzione dei segnali sulle fibre ottiche: in questi tipi di collegamento infatti il segnale a radiofrequenza viene convertito in segnale ottico, distribuito su fibra ottica e successivamente riconvertito in segnale elettrico (tramite un fotorivelatore) al ricevitore.

Avendo come vantaggio una bassissima perdita di propagazione, la fibra ottica è diventata il cuore del settore emergente della fotonica a microonde (Micro Wave Photonics, MWP), in cui sono state approfondite diverse funzionalità come la generazione, la distribuzione, il controllo e l'elaborazione dei segnali.

Per eseguire queste funzionalità, è necessario che il collegamento in fibra fornisca un rendimento elevato dal momento che tale sistema di trasmissione è relativamente sensibile al rumore e alle non linearità dei dispositivi coinvolti.

Per descrivere un sistema di trasmissione ottico vengono utilizzati alcuni parametri di prestazione quali:

- il guadagno, che descrive il trasferimento RF-to-RF dei segnali dall'ingresso all'uscita del sistema;
- la cifra di rumore (Noise Figure, NF) che indica i livelli di rumore nel collegamento;
- lo Spurious Free Dynamic Range (SFDR) che descrive il range dinamico di potenza del segnale a RF che può essere accettato sul collegamento, tenendo conto degli effetti del rumore e delle distorsioni non lineari.

In generale ci sono due modi di trasmettere i segnali su fibra ottica: la modulazione diretta e la modulazione tramite un dispositivo esterno.

Nel primo caso, la corrente di iniezione del laser è modulata direttamente dal segnale a RF mentre nel secondo caso la luce è modulata da un laser ad onda continua (Continuous Wave, CW) mediante un dispositivo elettro-ottico esterno: il tipo più popolare è il modulatore Mach-Zehnder (Mach Zehnder Modulator, MZM).

Rispetto alla modulazione diretta, usando il dispositivo MZM, se si aumenta la potenza ottica al modulatore aumenta anche il guadagno del collegamento, che cresce in modo quadratico con la potenza ottica. A seconda del rumore dominante si riduce anche la cifra di rumore e di conseguenza lo SFDR.

Proprio sfruttando il collegamento su fibra ottica, analizzeremo una tecnica innovativa denominata Radio over Fiber e ne studieremo le prestazioni confrontandole con quelle ottenibili utilizzando i tradizionali cavi coassiali.

Con la tecnica della Radio over Fiber (RoF) si indica la capacità di trasportare le informazioni direttamente sulla fibra ottica, modulando la luce del laser con segnali radio: in altre parole i segnali radio viaggiano direttamente sulla fibra ottica e nessuna conversione di frequenza da analogico-digitale è coinvolta.

Questa tecnica sfrutta il collegamento analogico su fibra ottica per trasmettere e distribuire i segnali da una postazione centrale (dove possono essere situate le stazioni Radio Base) ad un certo numero di sedi remote in cui le antenne sono posizionate.

La tecnologia RoF è considerata anche una valida alternativa o un determinante supporto, a seconda dei casi, alle reti wireless. Essa in pratica può sopperire alla mancanza di copertura della rete cellulare nel caso in cui la distribuzione del segnale sia difficoltosa a causa delle particolari condizioni ambientali, che rendono difficili la propagazione del campo elettromagnetico come nelle gallerie e nelle metropolitane, ed è un ottimo ausilio nei casi in cui le stazioni Radio Base non siano in grado di gestire il traffico generato.

Si rende quindi possibile l'utilizzo di questa tecnica poiché i principali vantaggi della trasmissione ad alta frequenza su fibre sono: la bassa attenuazione, la maggiore sicurezza per le intercettazioni, il peso e le dimensioni minori dei cavi coassiali standard e l'enorme capacità d'informazione, anche quando viene utilizzata solo una parte della banda ottica.

Inoltre nel collegamento tramite RoF l'utilizzo della fibra monomodale è preferibile per applicazioni a radiofrequenza, specialmente per lunghe tratte, poiché in essa le perdite sono minori rispetto alla fibra multimodo.

Nella maggior parte dei casi, per sfruttare la semplicità e il basso costo del sistema, il laser è modulato direttamente in intensità dal segnale a RF ed in ricezione un fotodiodo ricostruisce direttamente il segnale modulante: tutto questo si ottiene tramite la tecnica denominata IMDD (Intensity Modulation Direct Detection), ma lo svantaggio principale è costituito dal fatto che sistemi di questo tipo presentano chirp di frequenza, a causa della modulazione diretta del laser.

Tuttavia, come detto precedentemente, modulatori esterni come il Mach-Zehnder possono praticamente eliminare questo problema ma richiedono alte tensioni di controllo e quindi costosi amplificatori.

Nella ricerca di soluzioni più economiche, un ruolo fondamentale è rivestito dai sistemi basati sulla modulazione d'intensità. Ad esempio negli attuali link analogici con fibre ottiche, l'intervallo dinamico del segnale dipende dal rumore e dalle non linearità del laser: i laser Fabry-Perot ottengono prestazioni inferiori sul rumore rispetto alle più costose alternative come i laser a retroazione distribuita (Distributed Feedback Laser, DFB).

Tipici trasmettitori ottici hanno costi elevati, a seconda del loro intervallo dinamico: infatti i componenti a basso costo sono caratterizzati da maggiori non linearità e quindi producono più distorsione d'intermodulazione.

I laser Fabry-Perot sono di solito utilizzabili per tratte a prestazioni medie, cioè per link brevi e con un basso numero di portanti mentre per lunghi tratti di fibra sono preferibili i laser DFB per il loro basso rumore e per la buona linearità. Valide alternative sono anche i VCSELs (Vertical Cavity Surface-Emitting Lasers) che presentano buone prestazioni in termini di linearità, larghezza di banda e economicità.

La modulazione diretta dei laser a frequenza dei GHz è comunemente raggiunta nei sistemi di comunicazione ottici ma la dispersione cromatica però ne limita la velocità di trasmissione. Inoltre effetti come la dispersione della velocità di gruppo possono essere minimizzati utilizzando un laser a banda stretta e operando con lunghezze d'onda per cui la dispersione è prossima a zero.

Un altro dei principali vantaggi nell'utilizzo della tecnica della RoF è la centralizzazione delle funzioni di elaborazione e trasmissione della stazioni Radio Base: questo beneficio può essere notevolmente migliorato se si utilizza un tessuto di commutazione per collegare le stazioni di base con i ricetrasmittitori ottici head-end.

Questo approccio permette una maggiore capacità di allocare le risorse dinamicamente, il che significa che sono necessari un numero minore di ricetrasmittitori di stazione per un determinato grado di servizio o di applicazione richiesta. Questa architettura ha anche la capacità di riconfigurare a quali stazioni base sono collegate le antenne ed è pronta a diventare una delle tecniche dominanti per la trasmissione dei segnali.

Sulla base di quanto esposto, in questo elaborato verranno messi a fuoco i principali elementi che spingono ad utilizzare la tecnica della Radio over Fiber in sostituzione ai cavi coassiali tradizionali per valutarne le opportunità di impiego su una piattaforma militare come ad esempio le unità navali della Marina Militare: si passerà poi a fare una “design exploration” per spiegare i motivi che spingono ad usare un particolare tipo di laser, una determinata modulazione (diretta o esterna) e un particolare fotorivelatore.

Poiché il segnale si propaga su fibra ottica si studieranno e analizzeranno i termini di rumore e di distorsione che subentrano nel collegamento, focalizzando in particolare l'attenzione sui prodotti di intermodulazione del terzo ordine.

In ultimo seguiranno i risultati numerici che ci permetteranno di analizzare e quantificare le prestazioni ottenute grazie alla tecnica RoF in termini di guadagno, NF e SFDR con quelle ottenibili utilizzando i tradizionali cavi coassiali.

CAPITOLO 1

Caratteristiche della fibra ottica

Il campo delle comunicazioni in fibra ottica è esploso negli ultimi due decenni: infatti la fibra si basa sul principio della riflessione totale interna che un raggio luminoso, entrando in una fibra di vetro secondo una direzione che forma un piccolo angolo con l'asse della fibra, subisce nella sua propagazione ogni volta che arriva all'interfaccia vetro-aria.

Il numero di riflessioni totali però dipende dall'angolo tra il raggio incidente e l'asse della fibra e dall'utilizzo della fibra in un percorso rettilineo o meno. Poiché in una fibra non perfettamente pulita e levigata si avrebbe una perdita non trascurabile di energia ad ogni riflessione, le fibre ottiche vengono sempre fabbricate a partire da due vetri di indice di rifrazione diverso. Il vetro ad indice più elevato, che costituisce il cuore della fibra e propaga la radiazione, è rivestito con il vetro ad indice più basso.

1.1 Funzionamento della fibra

Un raggio luminoso [1] che incide su una superficie di interfaccia tra due mezzi di indici diversi ($n_1 > n_2$) viene in parte riflesso e in parte rifratto (trasmesso), secondo la nota legge di Snell (o legge dei seni)

$$n_1 \sin \alpha = n_2 \sin \beta \quad (1.1)$$

dove α è l'angolo di incidenza del raggio rispetto la normale alla superficie di incidenza e β è l'angolo che il raggio rifratto forma con la stessa normale nel secondo mezzo.

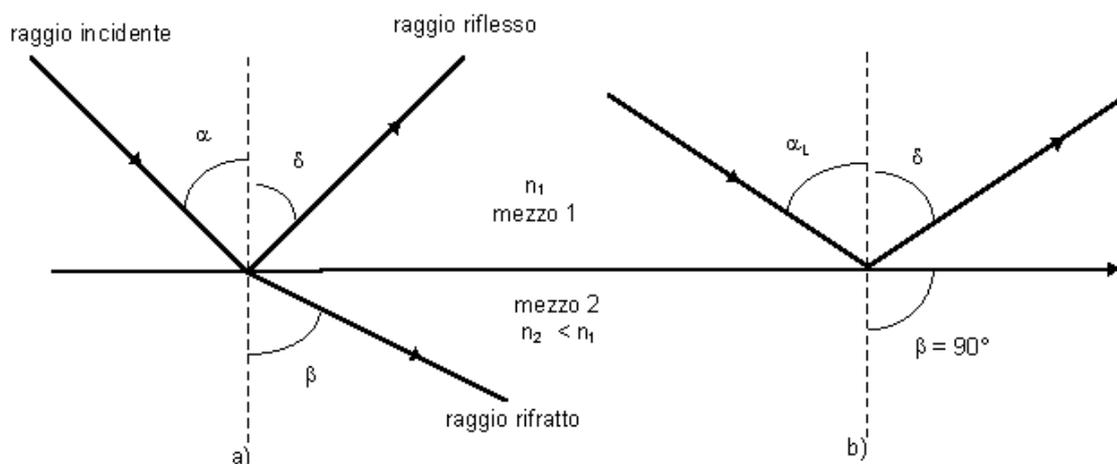


Figura 1.1: Legge di Snell

Poiché $n_2 < n_1$, β tende ad aumentare al crescere di α sino a quando si arriva alla condizione per cui si ha $\beta = \pi/2$, ovvero assenza di raggio rifratto. In quest'ultima situazione si è in presenza del fenomeno di *riflessione totale*, in cui l'angolo di incidenza oltre il quale

si ha assenza di rifrazione è $\alpha_L = \arcsin(n_2/n_1)$, generalmente indicato come *angolo critico* o *limite*.

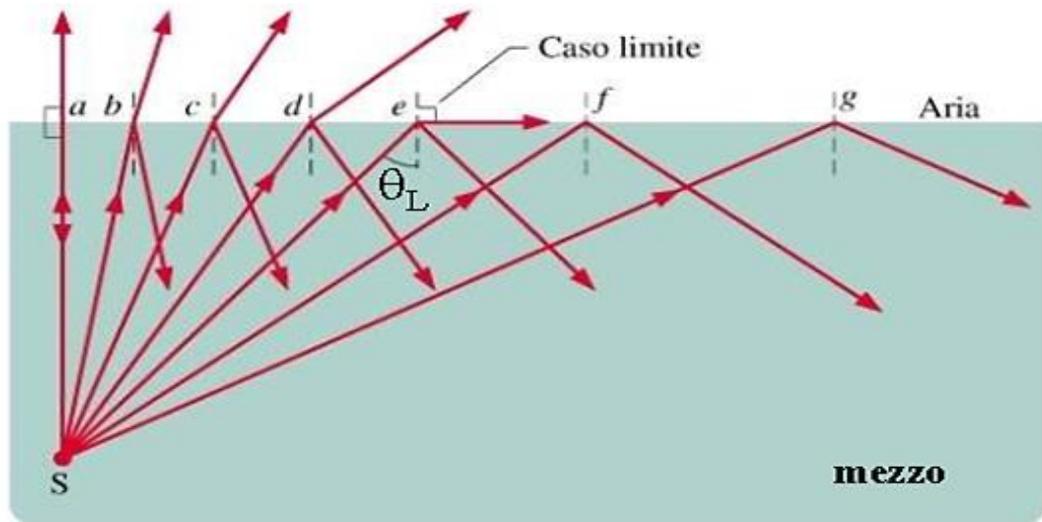


Figura 1.2: Esempio del fenomeno di riflessione e rifrazione per diversi raggi di incidenza provenienti da una sorgente S

La trasmissione della luce attraverso una fibra è quindi basata sul fenomeno della riflessione totale interna che si presenta quando la luce incide obliquamente sull'interfaccia tra due mezzi di diverso indice di rifrazione, con un angolo più piccolo dell'angolo critico.

Il vetro, se stirato a dimensioni micrometriche, perde la sua caratteristica di "fragilità" e diventa un filo flessibile e robusto. Una fibra ottica si presenta proprio come un filo sottilissimo di materiale vetroso.

Brian O'Brien e separatamente Holger Moller Hansen proposero negli anni '50 l'introduzione di un mantello ossia di un ulteriore strato di vetro esterno come secondo mezzo (invece dell'aria): in questo modo si stabilisce il valore di n_2 oltre a renderlo uniforme nel tempo e nello spazio così come per la superficie di separazione.

Riassumendo quindi possiamo dire che la fibra ottica è costituita da due parti: la parte più interna prende il nome di *nucleo* (o *core*), mentre quella esterna è il cosiddetto *mantello* (o *cladding*). Il core ed il cladding hanno indici di rifrazione diversi: il primo è maggiore. Infatti nelle fibre ottiche di comune utilizzo, valori tipici per gli indici di rifrazione sono $n_2=1.475$ per il cladding e $n_1=1.5$ per il core. Con questi valori, si trova un angolo critico di $\alpha=79.5$ gradi. Per modificare l'indice di rifrazione della silice vengono utilizzati i seguenti droganti: GeO_2 e P_2O_5 per alzarlo, mentre per abbassarlo si fa uso di B_2O_3 e SiF_4 .

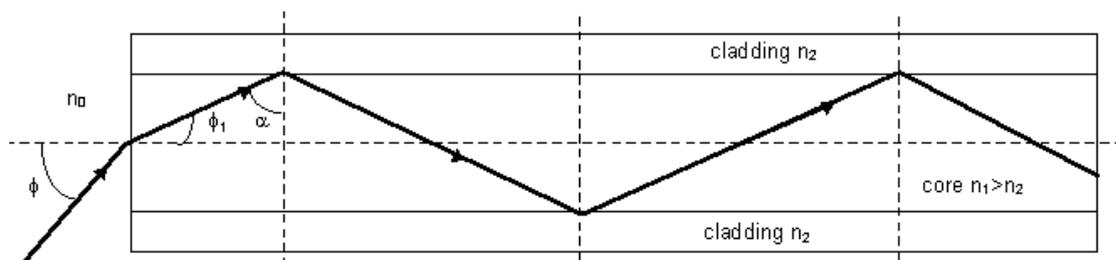


Figura 1.3: Core e cladding in una fibra ottica

Affinchè il generico raggio incida sempre, sulla discontinuità tra core e cladding, con angolo superiore al valore critico, è necessario che esso venga introdotto ad una estremità ottica entro un certo angolo di accettazione della fibra (ricavabile utilizzando sempre la legge di Snell)

$$\theta = \sqrt{\frac{(n_2^2 - n_1^2)}{n_0^2}} \quad (1.2)$$

dove n_0 è l'indice di rifrazione del mezzo esterno. Un eventuale raggio iniettato nella fibra al di fuori del cono di accettazione, andrà poi ad incidere sulla separazione core-cladding con angolo inferiore al valore critico e quindi si perderà nel mantello a seguito della rifrazione.

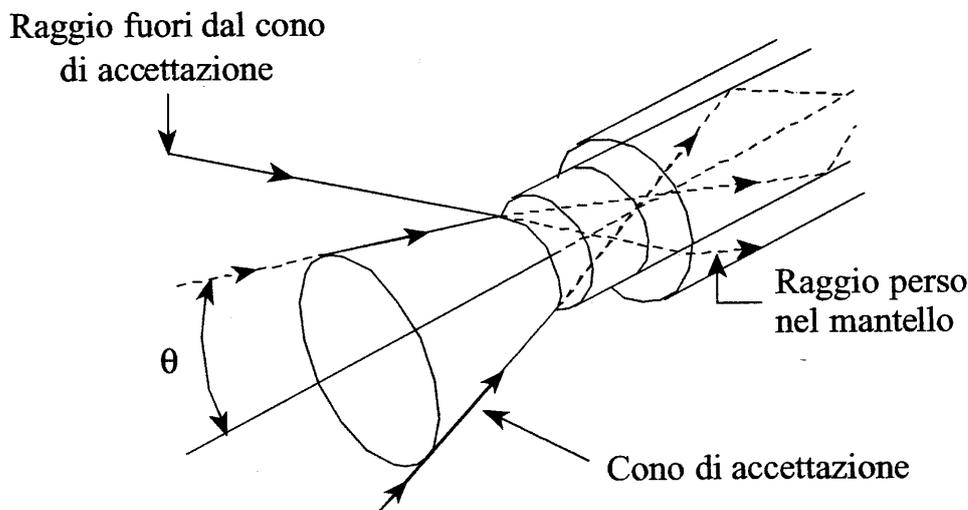


Figura 1.4: Raggi iniettati nella fibra

Una grandezza semplice che si utilizza molto spesso è l'apertura numerica definita come

$$NA = \sqrt{n_2^2 - n_1^2} \quad (1.3)$$

e il suo valore varia in genere tra 0,1 e 0,3.

Vi sono vari tipi di fibre ottiche ma la tendenza è quella di minimizzarne il numero allo scopo di facilitare l'installazione e la manutenzione e di ridurre i costi di produzione, ma tuttavia si possono classificare in:

1. Fibre monomodali;
2. Fibre multimodali.

1.2 Fibre monomodali

Le fibre monomodali [2] presentano un profilo costante nel core, il cui diametro è molto ridotto (circa 4-10 μm), e decresce bruscamente con un gradino (step) nel mantello dove ancora rimane costante. Il diametro del cladding è in genere di 125 μm e il termine

“monomodale” deriva dal fatto che il raggio all’interno si propaga in un unico modo perché è costretto, dal diametro molto piccolo del core, a propagarsi quasi parallelamente all’asse della fibra.

Per quantificare quanto debba essere piccolo il diametro d del core al fine di ottenere una fibra monomodale, si fa uso della relazione

$$d = 0.76 \frac{\lambda}{NA} \quad (1.4)$$

con λ lunghezza d’onda della radiazione utilizzata ed NA apertura numerica.

Nella Figura 1.5 si mostra una fibra monomodale insieme al profilo dell’indice di rifrazione.

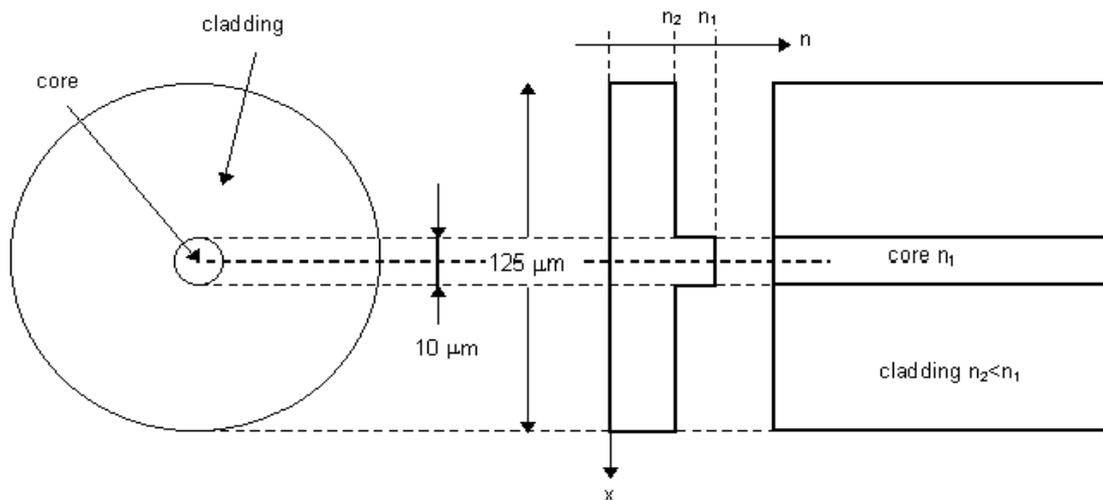


Figura 1.5: Fibra monomodale da diverse angolazioni

Le fibre monomodali sono ampiamente utilizzate nelle telecomunicazioni per i seguenti vantaggi:

- ✓ elevato tempo di vita;
- ✓ assenza di dispersione;
- ✓ minima perdita della potenza ottica;
- ✓ bassa attenuazione;
- ✓ ampia larghezza di banda;

Invece gli svantaggi si limitano fondamentalmente a due punti:

- ✓ problemi di connessione a causa del piccolissimo diametro del core (perdite per disallineamento laterale);
- ✓ elevata potenza ottica richiesta.

1.3 Fibre multimodali

Questi tipi di fibra [2] si differenziano dalle precedenti innanzitutto per le maggiori dimensioni: il diametro del core è di 50 μm e quello del cladding è di 125-150 μm .

A seconda dell’indice di rifrazione, la fibra può essere a gradino(step-index) o graduale(graded-index).

Nelle fibre a gradino l'indice di rifrazione è costante in tutto il core e decresce bruscamente nel cladding come peraltro si è già visto nel caso delle fibre monomodali. A differenza di queste ultime, in esse si manifesta notevolmente la dispersione modale per cui non trovano applicazione nelle telecomunicazioni. Infatti, anche i raggi luminosi con stessa lunghezza d'onda ed immessi nella fibra con diverso angolo d'incidenza (inferiore all'angolo di accettazione) si propagano con la stessa velocità all'interno della fibra ma attraverso percorsi a zig-zag di diversa lunghezza. Quindi essi giungono a destinazione in tempi diversi producendo un allargamento temporale dell'impulso luminoso trasmesso.

Nelle fibre con profilo graduale, l'indice di rifrazione decresce gradualmente dal centro del core fino alla regione di separazione tra core e cladding.

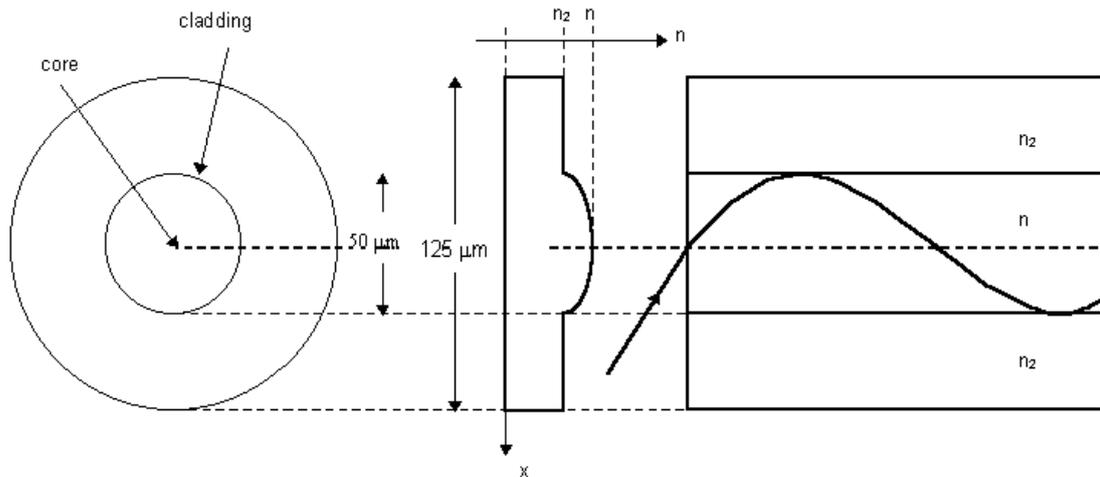


Figura 1.6: Fibra multimodale da diverse angolazioni

Il vantaggio delle fibre ad indice graduale è che i raggi che si avvicinano al cladding attraversano un mezzo che presenta un indice di rifrazione via via decrescente e posseggono una velocità più alta rispetto ai raggi che compiono un percorso più breve come, ad esempio, quelli orizzontali all'asse della fibra. In questo modo tutti i raggi dell'impulso di luce giungono quasi contemporaneamente limitando, così, la dispersione modale.

Il numero di modi di propagazione M per una fibra multimodale si può valutare con la seguente formula approssimata, valida se $M \gg 1$:

$$M = 0.5 \left(\frac{\pi d NA}{\lambda} \right)^2 \quad (1.5)$$

dove d è il diametro del core, λ è la lunghezza d'onda della radiazione utilizzata e NA è l'apertura numerica della fibra. Le fibre multimodo vengono utilizzate per distanze molto brevi (<10 km) a causa dei significativi vantaggi delle fibre monomodali.

1.4 Perdite nelle fibre

Le perdite causate dalle fibre ottiche si possono classificare in quelle che deformano il segnale d'ingresso e in quelle che ne determinano l'attenuazione. Lo studio delle caratteristiche delle fibre ottiche è molto importante perché determina la capacità del canale trasmissivo e la massima distanza copribile tra trasmettitore e ricevitore senza l'utilizzo di ripetitori.

1.4.3 Attenuazione [3]

Il rapporto tra la potenza ottica trasmessa e quella ricevuta, dopo una lunghezza di fibra di riferimento, definisce l'attenuazione della fibra stessa, che è una funzione della lunghezza d'onda, del tipo di fibra, e delle eventuali sollecitazioni meccaniche che agiscono sulla fibra. Si distingue in genere tra cause di attenuazione *intrinseche* ed *estrinseche*: le prime sono insite nella struttura fondamentale del materiale e non possono essere eliminate, le seconde possono invece ricondursi alla presenza di impurezze ed essere ridotte affinando il processo produttivo.

Il coefficiente α di attenuazione è misurato in decibel ed è esprimibile come:

$$\alpha[\text{dB}] = 10\text{Log}_{10}(P_{in}/P_{out}) \quad (1.6)$$

Così se ad esempio una fibra ha un'attenuazione pari ad un decibel al chilometro, allora 10 watt di potenza ottica immessi in un tratto di fibra lungo un chilometro daranno in uscita un valore di 7.9 watt.

Le prime fibre fabbricate erano caratterizzate da un coefficiente α intorno ai 1000 dB/km e, quindi, non ne consentivano l'uso pratico. L'americana Corning Inc., nel 1970, mise a punto un sistema di fabbricazione (OVD) che consentì di produrre fibre ottiche con $\alpha \approx 20$ dB/km quando $\lambda = 0,85 \mu\text{m}$. Attualmente per le fibre convenzionali in materiale vetroso si arriva ad $\alpha \approx 0,15$ dB/km quando $\lambda = 1,55 \mu\text{m}$ per una fibra monomodale. Da queste poche righe si intuisce che il coefficiente α è dipendente dalla lunghezza d'onda λ , anche in maniera forte, per il quale si è ricavato sperimentalmente l'andamento in Figura 1.7 in cui si nota un minimo assoluto intorno a $1,55 \mu\text{m}$.

Nella stessa figura si sono messi in evidenza, a tratto discontinuo, i diversi contributi che concorrono a determinare l'attenuazione totale.

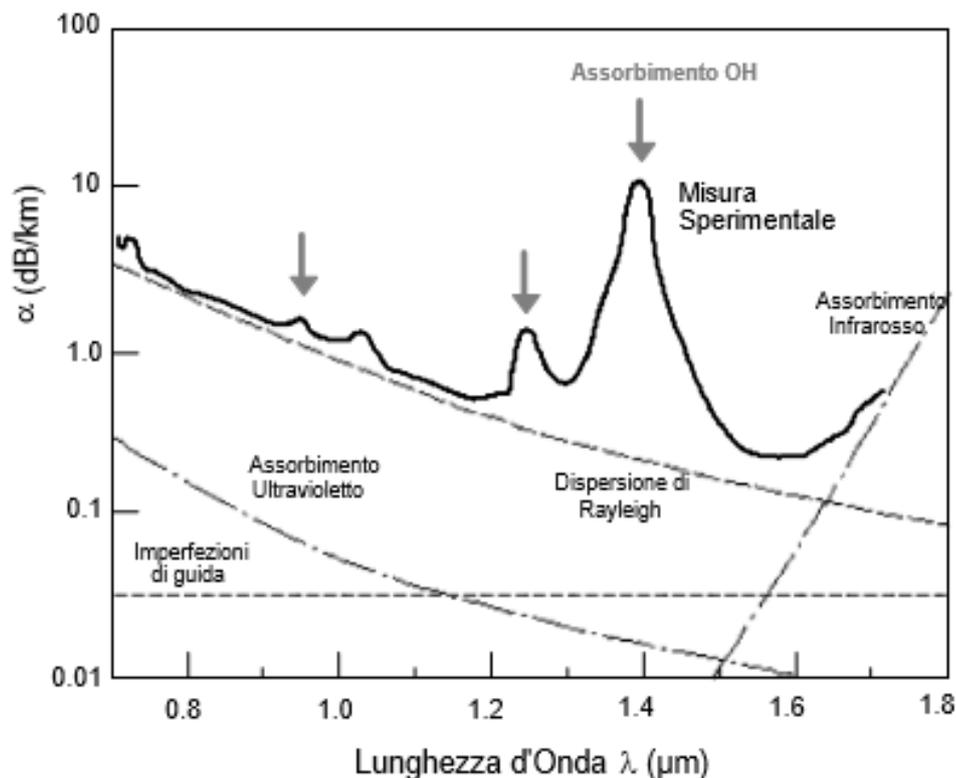


Figura 1.7: Attenuazione della fibra in funzione della lunghezza d'onda

Da tener conto è anche l'attenuazione introdotta da connettori e giunzioni: essa deve essere paragonabile a quella molto bassa delle fibre ottiche. Un connettore installato correttamente introduce un'attenuazione compresa tra 0.3 e 0.7 dB. Valori simili valgono per una giunzione (da 0.1 a 0.3 dB).

1.4.2 Dispersione cromatica [3]

Un limite evidenziato nei primi sistemi di comunicazione ottica fu la “dispersione cromatica”, ovvero la variazione della velocità di gruppo della luce in funzione della sua frequenza. Nelle fibre ottiche l'effetto complessivo è dovuto sia alla dispersione materiale sia alla dispersione causata dalla struttura guidante. La dispersione materiale nasce dalla dipendenza dell'indice di rifrazione dalla lunghezza d'onda: è quindi inerente al tipo di materiale utilizzato per la fibra.

La dispersione di guida nasce dal fatto che le proprietà della guida dipendono anche dalle sue dimensioni rispetto alla lunghezza d'onda. Inoltre le ridotte dimensioni del core consentono il trasporto di una parte della potenza ottica anche nel cladding che però ha indice di rifrazione inferiore.

Questi due tipi di dispersione possono avere segno positivo o negativo e sommati costituiscono la cosiddetta dispersione cromatica (misurata in ps · nm/km). Mentre nelle fibre più antiche (di tipo step-index) il primo contributo predomina, le versioni più recenti sono contraddistinte da un contributo di guida d'onda significativo e tale da modificare radicalmente la curva di dispersione. Questo fenomeno causa notevoli problemi non appena la velocità di cifra del sistema e/o la sua lunghezza complessiva diventano elevati.

È infatti possibile dimostrare matematicamente che, quanto più un impulso è corto, tanto più ampio è lo spettro di frequenza da esso occupato, e quindi tanto maggiore sarà la variazione di velocità delle singole componenti spettrali in una guida d'onda dispersiva. Il primo effetto osservabile è il progressivo allargamento temporale dell'impulso, che può causare rilevanti difficoltà a causa della sua interferenza con gli impulsi limitrofi.

1.4.3 Dispersione modale e per polarizzazione dei modi [3]

La dispersione, come abbiamo già detto, si genera poiché la luce in un impulso non viaggia tutta alla stessa velocità. Possiamo quindi distinguere altri due differenti tipi di dispersione, ovvero modale e per polarizzazione dei modi.

La dispersione modale si presenta nelle fibre che trasmettono più modi poiché ogni modo ha una velocità caratteristica. Viene quantificata in ns/km. L'effetto è maggiore nelle multimodo a step-index piuttosto che nelle graded-index mentre non si presenta affatto nelle monomodali.

La dispersione per polarizzazione dei modi ha un effetto molto piccolo e nasce dalle leggere differenze dell'indice di rifrazione dovute alle differenti polarizzazioni che attraversano una fibra monomodali. Essa va con la radice quadrata della lunghezza della fibra.

1.4.4 Effetto Kerr [3]

Quando la radiazione che attraversa la fibra è particolarmente intensa, l'indice di rifrazione dipende pure dall'intensità del campo, nel senso che si può assumere:

$$n = n_0 + n_2 I \quad (1.7)$$

dove n_0 è la parte lineare, I è l'intensità del campo ed n_2 è il coefficiente di non linearità dell'indice di rifrazione.

La dipendenza dell'indice dall'intensità di campo è nota come effetto Kerr ottico. La velocità di risposta per effetto Kerr è estremamente elevata (nell'ordine dei femtosecondi), quindi le variazioni non lineari dell'indice di rifrazione seguono con grande rapidità la forma dell'impulso che le induce, per quanto questo possa essere breve; questo significa in definitiva una oscillazione di fase per l'impulso in funzione della sua intensità istantanea (questo effetto viene detto Self Phase Modulation, SPM).

Per le fibre in silice il valore di n_2 è dell'ordine di $3.2 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2/\text{W}$, valore almeno due ordini di grandezza inferiore rispetto alla maggior parte dei mezzi non lineari.

Ciononostante, gli effetti non lineari in fibra possono essere osservati già a livelli di potenza relativamente bassi per l'effetto congiunto del valore molto piccolo del raggio modale (elevata densità di energia in fibra) e delle perdite molto limitate (minori di 1dB/km).

Tuttavia le problematiche dell'attenuazione e della dispersione cromatica sono state tuttavia risolte. La prima è stata superata con l'introduzione degli amplificatori ottici, la seconda attraverso le tecniche di propagazione ottica non lineare.

1.5 Grandezze caratteristiche

Alcune delle caratteristiche principali [2] di una fibra sono: il materiale usato per il core e il cladding, i rispettivi diametri ed indici di rifrazione, l'apertura numerica, i coefficienti di dilatazione termica, i limiti termici, chimici e da sforzo meccanico, l'indice di attenuazione (in funzione della lunghezza d'onda), la lunghezza disponibile.

Come abbiamo già detto, in genere si cerca di ridurre il diametro del core quanto più sia possibile ma ciò presenta un grosso svantaggio: quanto minore è tale diametro, tanto più difficile è l'iniezione della potenza ottica. Si definisce allora un'opportuna grandezza detta "efficienza di iniezione": essa è intesa come il rapporto tra la potenza effettivamente convogliata nel nucleo e quella totale prodotta. Dato che non tutta la potenza prodotta viene inviata nel nucleo, ma una sua parte si perde nel mantello, questa efficienza non può che essere minore di 1.

A volte è preferibile caratterizzare i parametri dimensionali delle fibre monomodali attraverso proprietà legate alla propagazione, anziché attraverso quantità ottico-geometriche (quale il raggio del nucleo). Il vantaggio di questa scelta è doppio: i parametri così definiti sono più facili da valutare e inoltre permettono un'applicazione immediata nella previsione delle prestazioni trasmissive (perdite di accoppiamento e per curvatura, dispersione di guida, etc.). In particolare è utile disporre di un parametro che definisca, con il suo valore, la distribuzione d'ampiezza del campo nel nucleo e nel mantello della fibra.

In una fibra monomodale il rapporto tra il raggio del nucleo e la lunghezza d'onda di esercizio è piccolo; poi è molto piccola anche la differenza tra l'indice di rifrazione del nucleo e quello del mantello, quindi l'effetto di confinamento della luce nel nucleo è limitato (si parla di debole guidanza) e, di conseguenza, la distribuzione di potenza ottica in fibra interessa anche il mantello. Per questo motivo non basta il valore del diametro del nucleo per definire la regione dove è confinata la luce; si ricorre allora ad un ulteriore parametro detto "diametro di campo modale" (*mode field diameter*: MFD) che, in linea di massima,

definisce le dimensioni della regione entro cui è contenuta la maggior parte dell'energia luminosa che attraversa una certa sezione.

1.6 Confronto tra fibre monomodali e multimodali

Le fibre ottiche monomodali sono guide d'onda in grado di propagare una sola configurazione di campo: il modo fondamentale HE_{11} o LP_{01} . Il loro vantaggio più evidente, rispetto alle multimodali, è quindi l'assenza della dispersione modale. Questo può portare a enormi capacità di trasmissione, con bande trasmissibili di diverse migliaia di GHz. Anche per ciò che riguarda l'attenuazione, le fibre monomodali si mostrano migliori di quelle multimodo; infatti, essendo richiesta una minore apertura numerica e un nucleo più piccolo, occorre un drogaggio minore degli strati interni, durante la fabbricazione. Questo significa in generale che si hanno minori perdite, non solo perché il drogante può introdurre ulteriori attenuazioni, ma anche perché il mezzo trasmissivo risulta nel suo insieme più uniforme, riducendo così il fenomeno della diffusione (dovuta a disomogeneità su piccolissima scala).

Un ulteriore vantaggio, soprattutto sotto l'aspetto della progettazione del sistema, deriva dal fatto che tutti i parametri di trasmissione sono univocamente determinati. Non c'è, come nel caso delle fibre multimodo, un'incertezza derivante dalle differenti condizioni di eccitazione dei vari modi, o dai fenomeni di conversione di modo che possono mutare l'andamento della distorsione dell'impulso in funzione della lunghezza di fibra in maniera non sempre prevedibile. Per le fibre monomodali tale andamento è sempre lineare.

A tutti questi vantaggi va aggiunto quello non indifferente di un costo potenzialmente più basso, perché la fabbricazione è più rapida e non richiede un controllo accurato sul profilo di indice di rifrazione, come nel caso delle fibre multimodo.

Vi sono però anche degli inconvenienti, dovuti per lo più alle ridotte dimensioni del nucleo della fibra (diametro di 4-10 μm) ed alla piccola differenza di indice di rifrazione tra nucleo e mantello. Infatti ciò comporta maggiori problemi nella realizzazione di giunti e connettori tra fibre. Lo sviluppo di macchine automatiche ha praticamente risolto il problema: sono attualmente realizzabili giunti e connettori che assicurano allineamenti con precisione inferiori al micron, soddisfacendo così le stringenti tolleranze per questo tipo di fibra [1].

1.7 Fibre a cristalli fotonici

Un discorso a parte meritano le cosiddette "fibre a cristalli fotonici" [4]. Parte della ricerca è attualmente impegnata intorno allo studio di questo particolare tipo di fibre ottiche. Esse sono caratterizzate da una precisa configurazione di microtubi di aria che corrono per tutta la lunghezza delle fibre. Queste nuove strutture presentano caratteristiche propagative non usuali: ad esempio una propagazione a singolo modo sull'intera regione spettrale da 400 a 2000 nm; un'area di modo ampia, e fondamentali effetti di band gap ottici, che ne consentono l'uso per molte applicazioni, anche perché i micro-tubi possono essere riempiti di gas, di liquidi o di altro per dare una moltitudine di effetti.

La ricerca è rivolta all'ottimizzazione di alcuni parametri della fibra, come la dispersione cromatica, l'area efficace, la dispersione di polarizzazione, vitali per i sistemi a velocità molto elevata. Al riguardo, mentre con le fibre normali ottimizzando un parametro si rischia di peggiorarne altri, con le fibre a cristalli fotonici questo inconveniente dovrebbe essere

evitato. I cristalli fotonici sembrano per ora più idonei per la fabbricazione di fibre speciali (fibre compensatrici o altamente non lineari) che non di fibre per propagazione, in quanto sinora non sono state raggiunte lunghezze superiori ai 100 m; le elevate dispersioni conseguibili consentirebbero di ottenere fibre compensatrici con lunghezze relativamente limitate. Le PCF (Photonic Cristal Fiber) permettono di guidare la “luce in aria” sfruttando il “band gap fotonico” (PBG, Photonic BandGap) [5].

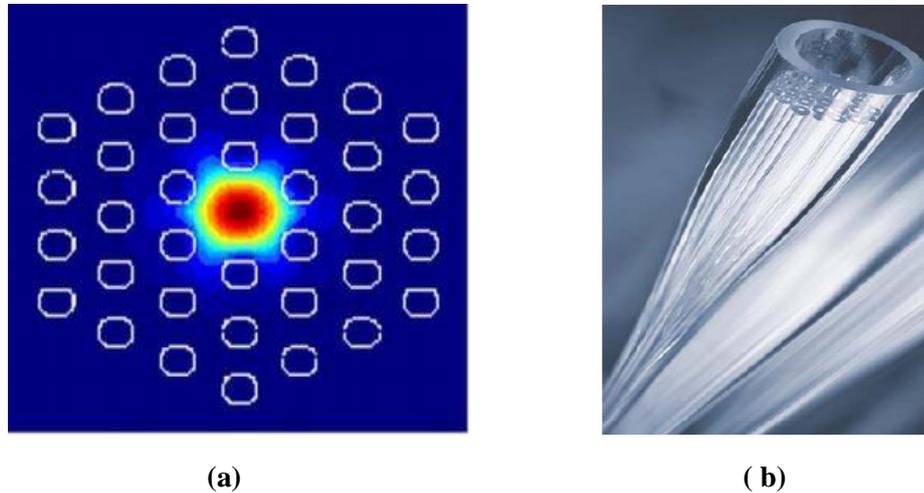
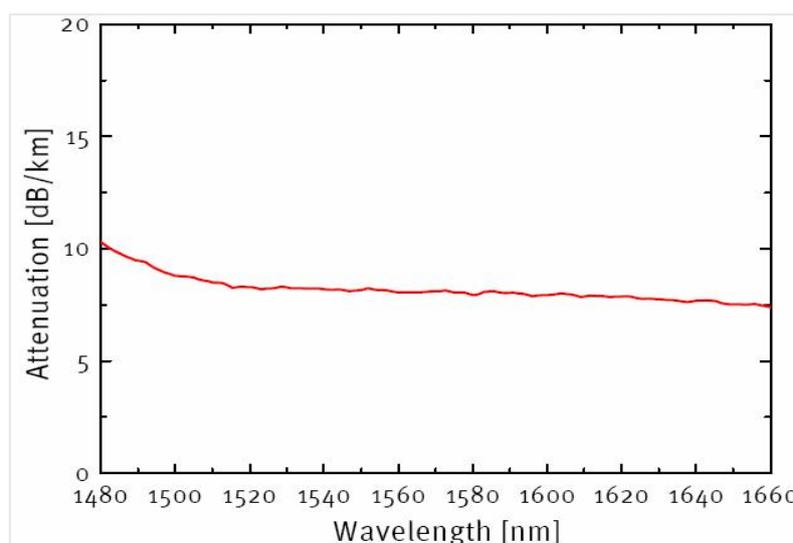


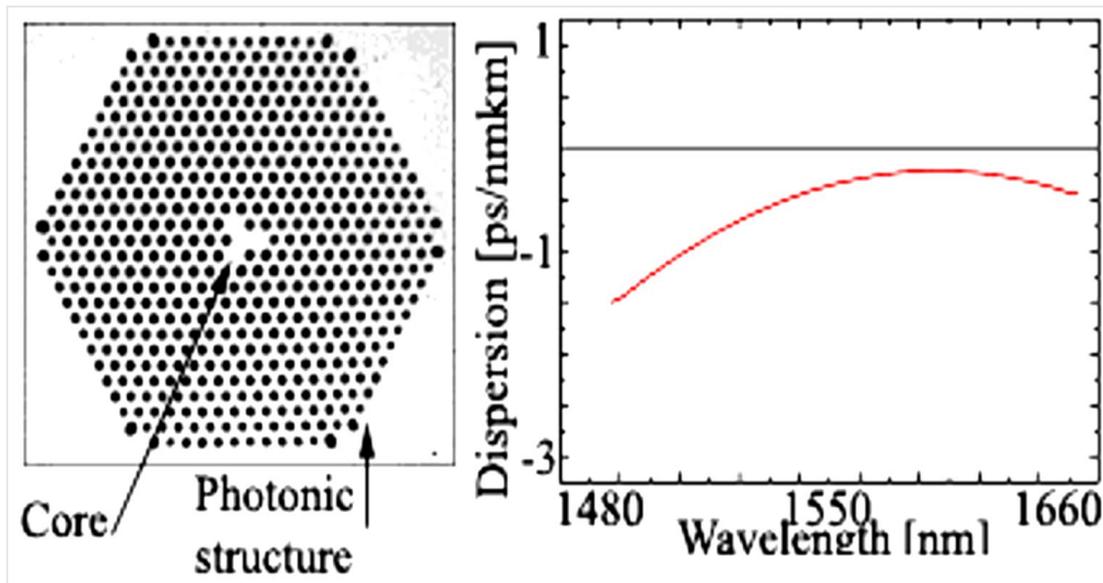
Figura 1.8: Segnale ottico confinato nella fibra (a) e torre di filatura in cui si inseriscono i “tubicini” (b)

L’utilizzo dei cristalli fotonici per la realizzazione di fibre ottiche ha permesso di ottenere proprietà molto interessanti:

- le proprietà guidanti possono essere ingegnerizzate in maniera efficace, aggiustando i parametri geometrici delle microstrutture;
- l’introduzione di anisotropie nella struttura della fibra permette di realizzare fibre altamente birifrangenti “a singola polarizzazione”, singolo-modo, “polarizzanti”.



(a)



(b)

Figura 1.9: Attenuazione (a) e dispersione (b) della fibra a cristalli fotonici in funzione della lunghezza d'onda

Il loro impiego è quindi da ritenersi importante non solo nel campo delle telecomunicazioni ma anche in quello della fotonica ed in particolare nei futuri calcolatori ottici poiché le dimensioni contenute permettono di ottenere buoni risultati in termini di efficienza e dispositivi con dimensioni molto compatte.

1.8 Applicazioni delle fibre ottiche

La produzione delle fibre ottiche può essere divisa in tre categorie principali [1]: per il trasporto di immagini, per il trasporto di luce e per il trasporto o amplificazione di radiazione. Esistono anche dei sensori a fibra che vengono utilizzati per monitorare variabili ambientali come pressione e temperatura.

Le fibre ottiche per immagini sono costituite da un insieme di fibre fuse parallelamente insieme in modo da costituire un cavo di cui un'estremità viene interfacciata da una CCD¹.

Oltre alle fibre in silice, per alcuni impieghi vengono utilizzate anche le fibre plastiche (in polistirene, polimetile, ...) che hanno un'attenuazione molto alta, ma per piccole distanze ciò non rappresenta un problema, mentre prevalgono altri tipi di vantaggi (maggiore flessibilità,...).

¹ Il dispositivo ad accoppiamento di carica, sigla CCD (dall'inglese *Charge-Coupled Device*) oppure DAC, consiste in un circuito integrato formato da una riga, o da una griglia, di elementi semiconduttori (photosite) in grado di accumulare una carica elettrica (*charge*) proporzionale all'intensità della radiazione elettromagnetica che li colpisce. Questi elementi sono accoppiati (*coupled*) in modo che ognuno di essi, sollecitato da un impulso elettrico, possa trasferire la propria carica ad un altro elemento adiacente.

I principali settori di applicazione delle fibre ottiche sono:

- Medicina: trasporto immagini (diagnostica: per esempio le endoscopie), trasporto luce (interventi chirurgici,...); trasporto radiazione (laser-bisturi, scioglimento placche delle arterie,...);
- Industria: trasporto radiazione (tagliare, saldare, perforare,...);
- Fotonica: amplificazione radiazione (Amplificatori ottici a fibra attiva), trasporto radiazione ed impieghi particolari;
- Ricerca;
- Telecomunicazioni: trasporto radiazione.

Tra questi settori il più importante è senz'altro quello delle telecomunicazioni, come del resto si è potuto capire da quanto detto finora, e d'ora in poi esso caratterizzerà sempre maggiormente il nostro discorso.

La trasmissione ottica nasce assecondando la tendenza generale del settore delle telecomunicazioni a sviluppare tecnologie per mezzi portanti a frequenza sempre maggiore, e quindi con capacità trasmissive sempre maggiori. Se prendiamo in considerazione lo spettro della radiazione elettromagnetica mostrato nella figura seguente, notiamo che al di là delle onde centimetriche caratteristiche dei sistemi a microonde (satelliti, ponti radio) attualmente limitati a frequenze inferiori ai 30 GHz, abbiamo le cosiddette *onde millimetriche* usate nel campo del rilevamento ambientale e che si stanno affacciando solo recentemente nel settore delle radiocomunicazioni. Prima di giungere nel visibile vi è la radiazione del cosiddetto *infrarosso lontano* (tra 1000 e 10 μm circa) e *infrarosso vicino* (da 10 a 0.76 μm).

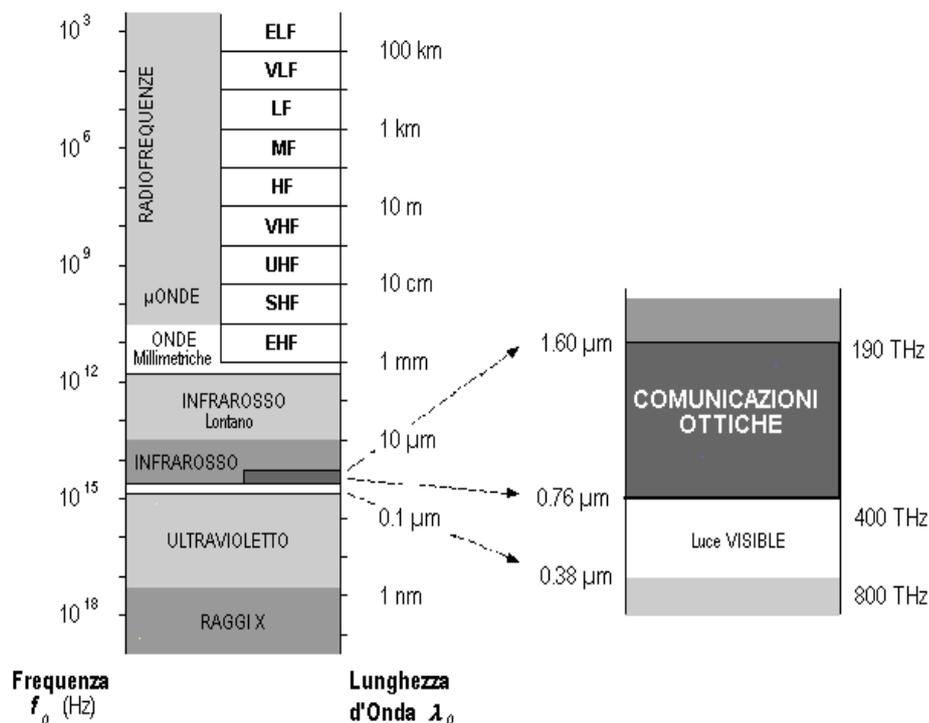


Figura 1.10: Spettro elettromagnetico con particolare attenzione all'infrarosso

1.9 Le finestre ottiche

Nelle telecomunicazioni i sistemi di trasmissione utilizzano tre intervalli di lunghezze d'onda dette *finestre ottiche* per le quali risultano tecnologicamente ottimizzate sia le fibre (come avremo modo di vedere in seguito) che i dispositivi trasmettitori e ricevitori. Tali finestre sono:

- 1^a finestra $0.8 < \lambda < 0.9 \mu\text{m}$ (vicino infrarosso);
- 2^a finestra $1.25 < \lambda < 1.35 \mu\text{m}$;
- 3^a finestra $1.5 < \lambda < 1.6 \mu\text{m}$ (lontano infrarosso).

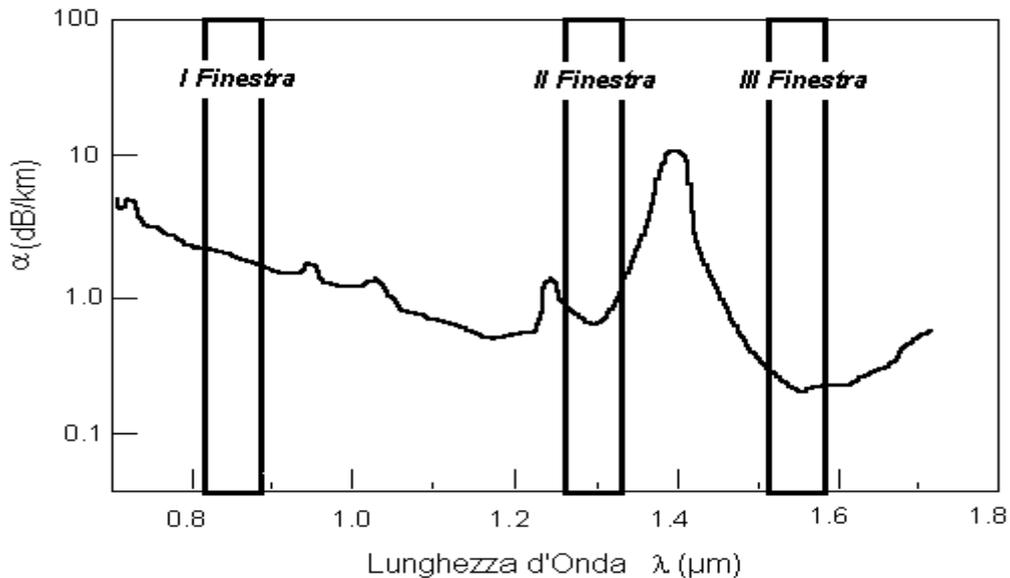


Figura 1.11: Gli intervalli di lunghezza d'onda dette "finestre ottiche"

La prima finestra venne utilizzata inizialmente data la possibilità di reperire più facilmente sorgenti e rivelatori: infatti l'energia del fotone corrispondente ad una lunghezza d'onda di $0.8 \mu\text{m}$ è sufficiente a ionizzare atomi di silicio, per cui si potevano utilizzare fotodiodi e led al silicio. Attualmente le finestre più utilizzate sono però la 2^a e la 3^a a causa delle più basse perdite, valutabili intorno a 0.2-0.5 dB/Km.

La trasmissione ottica in campo libero è stata usata in passato sperimentalmente per coprire brevi collegamenti ($<1 \text{ Km}$) per trasmissioni telefoniche in campo militare (bassa probabilità di intercettazione dovuta all'alta direttività del segnale ottico emesso). Tra gli sviluppi più affascinanti e/o promettenti delle trasmissioni ottiche in campo libero citiamo i collegamenti intersatellitari ad alta velocità mediante laser ad alta potenza collimati, e la possibilità di realizzare reti locali di trasmissioni dati tra terminali senza filo e/o portatili [1].

CAPITOLO 2

Cavo coassiale e fibra ottica a confronto

Negli ultimi trent'anni, il campo della comunicazione ottica ha goduto di un'importante crescita e sviluppo grazie all'invenzione e all'impiego in vari settori delle fibre ottiche. Le basse perdite e l'elevata banda disponibile ottenute tramite l'utilizzo della fibra ottica sono i principali vantaggi che hanno portato alla distribuzione dei segnali nel dominio ottico: di conseguenza i collegamenti fotonici analogici APL (Analog Photonic Link) hanno recentemente goduto di un aumento di applicazioni in vari campi di interesse sia scientifico che militare.

L'utilizzo di un APL è stato inizialmente limitato perché i collegamenti analogici hanno prestazioni più rigide rispetto ai relativi collegamenti ottici digitali, ma la disponibilità di un diodo laser, modulatori ottici ad alta velocità e fotorivelatori hanno permesso lo sviluppo dei collegamenti su fibra ottica in modo da potenziare le capacità del sistema di trasmissione.

Oggi giorno i collegamenti fotonici analogici sono diventati la principale alternativa ai collegamenti con cavo coassiale che sono pesanti, meno flessibili e hanno perdite elevate per lunghe distanze per la trasmissione dei segnali ad alta frequenza.

Poiché le perdite sulla fibra ottica sono minori (si parla di 0.2 dB di attenuazione per km), utilizzando un APL si offre maggiore leggerezza e flessibilità in termini di cavo e sono una parte essenziale di un settore emergente conosciuto come la fotonica a microonde (MWP).

Alla luce di quanto detto, un sistema di trasmissione (realizzato in rame o in fibra) che opera in qualsiasi campo, e in particolar modo nel nostro caso a bordo di una Unità Navale, deve avere alcune caratteristiche fondamentali come:

- ✓ Attenuazione contenuta
- ✓ Buona resistenza ad eventuali sollecitazioni meccaniche
- ✓ Buona protezione del segnale trasmesso da interferenze esterne
- ✓ Ottima resistenza agli agenti atmosferici

Pertanto di seguito analizzeremo le principali caratteristiche dei cavi coassiali, ponendo in evidenza i vantaggi e svantaggi rispetto alle fibre ottiche.

2.1 Cavi coassiali

Attualmente la distribuzione dell'energia elettrica e dei segnali a bordo delle Unità Navali viene effettuata esclusivamente per mezzo di cavi in rame, cioè di conduttori ricoperti da guaine isolanti e rivestimenti protettivi.

Il cavo coassiale è una linea di trasmissione che permette la propagazione di un segnale elettrico ma essendo un elemento passivo, provoca un'attenuazione del segnale che lo attraversa proporzionale sia alla lunghezza del cavo sia alla frequenza di lavoro.

2.1.1 Caratteristiche del cavo coassiale [6]

Nella Figura 2.1 vengo raffigurati gli elementi fondamentali che caratterizzano un cavo coassiale:

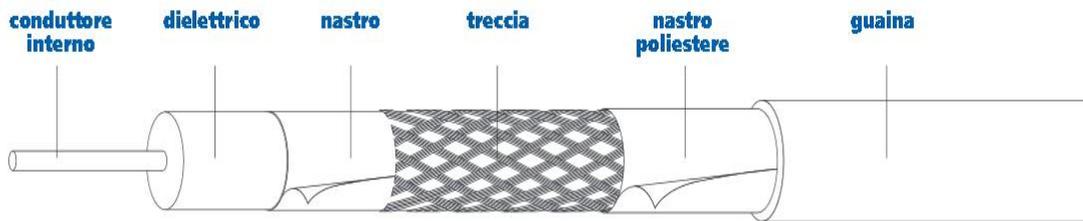


Figura 2.1: Struttura di un cavo coassiale

- Il **conduttore interno** ha lo scopo di trasportare il segnale; in particolare, maggiore è il suo diametro, minore l'attenuazione risultante. Può essere singolo o a corda, costituito da rame nudo, acciaio ramato oppure da rame stagnato, per facilitare la saldatura e proteggerlo dalla corrosione, oppure da rame argentato per migliorare la propagazione del segnale sfruttando totalmente "l'effetto pelle". In radiofrequenza il segnale si propaga solo attraverso la superficie del conduttore per uno spessore tanto minore quanto più è elevata la frequenza.
- Il **dielettrico** è un materiale isolante posto intorno al conduttore interno, al fine di mantenere il conduttore esterno (schermo) concentrico rispetto a quello interno. Esso è costituito generalmente da politene compatto (PE) o espanso fisicamente (PEE GAS INJECTED) perché presenta un basso fattore di perdita e mantiene, nel tempo, costanti le proprie caratteristiche meccaniche ed elettriche. In particolare, il PE ha il vantaggio d'essere più resistente dal punto di vista meccanico rispetto al PEE GAS INJECTED, garantendo la coassialità tra i conduttori; viceversa, il PEE GAS INJECTED grazie al processo d'espansione con gas inerte (Azoto), presenta una costante dielettrica relativa più bassa (~ 1.40) quindi un angolo di perdita minore, perciò si avranno attenuazioni più basse. Inoltre l'espansione a gas assicura una migliore stabilità dei valori delle attenuazioni, mantenendoli costanti nel tempo anche in condizioni critiche quali ad esempio presenza di forte umidità o di sbalzi termici. Il dielettrico del cavo coassiale ideale è l'aria.
- Il **nastro**, dove è presente, costituisce parte dello schermo del cavo coassiale, garantendo una copertura totale (100%). Può essere di due tipi:
 - accoppiato (formato da uno strato di Alluminio ed uno di Poliestere (Al/Pet);
 - triplex (formato da due strati di Alluminio ed uno di Poliestere (Al/Pet/Al).

Esso determina un notevole miglioramento dell'efficienza di schermatura, garantendo la protezione del segnale che attraversa il cavo dai campi elettromagnetici esterni e l'isolamento dell'ambiente esterno dalle radiazioni prodotte dal cavo stesso. A causa del costante aumento dell'utilizzo di onde elettromagnetiche e di potenze elevate risulta indispensabile una schermatura totale per minimizzare i problemi di interferenza.

- La **treccia** è caratterizzata dal numero di fili, dalla sezione dei singoli fili e dal passo di trecciatura; essa influenza non solo l'efficienza di schermatura ma anche l'impedenza di trasferimento.
- Il **nastro di poliestere** introdotto tra la guaina esterna e la treccia svolge le seguenti funzioni fondamentali:
 - impedisce la migrazione di residui di PVC (guaina esterna) verso il dielettrico;
 - protegge la treccia sia durante la fase d'estrusione della guaina sia da eventuali ossidazioni;
 - rende più agevole la sguainatura del cavo coassiale.
- La **guaina** è costituita da cloruro di polivinile (PVC) oppure da polietilene (PE); ha una duplice funzione:
 - protezione del cavo;
 - mantenere aderente il conduttore esterno al dielettrico rendendo costanti sia la capacità che l'impedenza lungo tutto il cavo.

2.1.2 Principali parametri [6]

Per valutare le caratteristiche di un cavo coassiale è necessario conoscere anche i principali parametri ad esso associati, in particolare:

- **Impedenza caratteristica [Z_0]**
 Il valore di impedenza caratteristica, espressa in Ohm, indica l'opposizione complessiva al flusso degli elettroni offerta da una linea di trasmissione ed è definita dal rapporto tra la tensione V applicata e la corrente I assorbita in un cavo coassiale di lunghezza infinita.
 E' importante che tale parametro sia il più uniforme possibile, infatti se la qualità del conduttore, la geometria del cavo e la uniformità del dielettrico non saranno costanti, si avranno delle riflessioni interne che causeranno distorsioni e perdite del segnale. Si misura col Network Analyzer ad una frequenza di circa 200 MHz.
- **Attenuazione [α]**
 Per attenuazione si intende la diminuzione in ampiezza e la distorsione di un segnale lungo una linea di trasmissione (cavo coassiale).
 I due fattori principali che causano l'attenuazione sono:
 - la perdita resistiva dei conduttori (dovuta all'effetto pellicolare in alta frequenza);
 - la perdita nel dielettrico.

Si misura come rapporto tra la potenza d'ingresso (P_i) e la potenza di uscita (P_0) ed è espressa in dB/unità di lunghezza: tale parametro aumenta all'aumentare della frequenza oppure all'aumentare della lunghezza della linea di trasmissione.
- **Capacità**
 La capacità di un cavo è la grandezza elettrica che indica la proprietà del dielettrico, esistente tra i due conduttori, di immagazzinare cariche elettriche, quando esiste tra i conduttori una differenza di potenziale.

Essa è misurata in Farad / (Unità di lunghezza) alla frequenza di 1 kHz. Tale grandezza è direttamente proporzionale alla costante dielettrica del materiale, quindi all'aumentare di quest'ultima aumenterà la capacità stessa; valori tipici sono: 54 pF/m per il PEE e 67 pF/m per il PE.

Durante il processo produttivo la capacità è la grandezza che è costantemente controllata automaticamente, perciò è possibile stabilire immediatamente se il cavo sarà centrato sul valore richiesto.

- **Efficienza di schermatura**

L'efficienza di schermatura è misurata in dB ed indica di quanti dB è attenuato il segnale interferente. Tale grandezza dipende dalle caratteristiche del conduttore esterno (schermo), il quale impedisce uno scambio di onde elettromagnetiche tra il conduttore interno del cavo e l'ambiente esterno e viceversa; in pratica impedisce al conduttore interno di comportarsi come un'antenna ricevente/trasmittente.

Per migliorare l'efficienza di schermatura occorre aumentare la percentuale di copertura del conduttore esterno, rendendo la gabbia di Faraday più fitta. Per ottenere il 100% di copertura, s'introduce oltre alla treccia un nastro conduttore (alluminio oppure rame) avvolto sul dielettrico con tecnica a spirale oppure a cartina di sigaretta.

- **Perdite cumulative di riflessione [SRL]**

Tale parametro è una misura della precisione costruttiva del cavo prodotto; infatti, maggiore è la precisione, minori saranno le onde elettromagnetiche riflesse. Queste ultime accumulandosi indeboliscono il segnale trasmesso; per cui maggiore è il valore dell'SRL (Structural Return Loss) migliore è la qualità del cavo e del segnale trasmesso.

Affinché le caratteristiche siano le più accurate possibili occorre una particolare cura in fase di produzione: pressione costante durante l'estrusione del dielettrico e controllo del raffreddamento di questo ultimo.

- **Velocità di propagazione**

La velocità di propagazione è la velocità con cui un segnale elettrico viaggia su di una linea di trasmissione ed è definita come il rapporto, espresso in percentuale, tra la velocità di propagazione all'interno del cavo e la velocità nello spazio libero. Tale valore dipende, prevalentemente, dalla costante dielettrica dell'isolamento; in particolare, è circa l'85% per i cavi con dielettrico in PEE ed il 66% per quelli con dielettrico in PE. Esso è anche noto come coefficiente (o fattore) di riduzione

È importante notare come, alla luce di quanto abbiamo descritto fino ad ora, tutti gli apparati montati a bordo delle Unità Navali sono collegati alle rispettive centraline e antenne mediante cavi schermati che non dovrebbero essere interessati da campi magnetici esterni; tuttavia è consigliabile non far passare vicini cavi di segnale e cavi di alimentazione AC poiché vi è la possibilità di una generazione disturbi che potrebbero portare a mal funzionamenti del sistema.

Alcuni dispositivi, come l'AIS, richiedono che i cavi di collegamento siano passati in canali dedicati e soprattutto non vicini ad altri cavi di dispositivi diversi, per esempio di radio HF/MF, per non introdurre possibili interferenze.

Per alcune apparecchiature viene stabilita la lunghezza massima del cavo e della sezione.

2.1.3 Scelta del cavo [7]

La scelta del cavo si ottiene mediante la seguente specifica: la tensione per la quale il cavo è stato progettato non deve essere minore della tensione nominale del circuito, nel quale il cavo stesso è inserito e l'isolante deve essere scelto in modo che la sua temperatura di funzionamento sia al minimo del 10 % più alta della massima temperatura ambiente che si presume esista, o sia prodotta nel luogo dove il cavo è installato. In base quindi alla tensione nominale e alla temperatura di funzionamento, viene determinato il tipo di isolamento necessario.

Per quanto riguarda la copertura protettiva, questa dipende dalla collocazione del cavo. Le norme ritengono necessario dotare di guaina impermeabile tutti i cavi installati sui ponti ed esposti a fenomeni atmosferici, quelli situati in ambienti umidi o bagnati, in luoghi refrigerati o in sala macchine e in generale devono essere provvisti di tale guaina tutti i cavi situati in luoghi dove sono presenti condense o vapori pericolosi.

2.1.3.1 Cavi di alimentazione

La scelta dei cavi di alimentazione deve essere fatta adeguatamente per garantire un corretto funzionamento. Devono essere ordinati cavi specifici e di lunghezza opportuna. Nella scelta dei cavi per la strumentazione radar devono essere rispettati i seguenti punti: a) la tensione di alimentazione per l'apparato radar non deve superare il 2% della tensione nominale del cavo. b) La corrente richiesta dall'apparato non deve assolutamente superare la corrente nominale supportata dal cavo. c) Se il sistema radar è alimentato da una rete trifase, esso deve essere connesso attraverso due delle tre linee di fase e se è un'alimentazione ad alta tensione (220/240V) è necessario un trasformatore di isolamento per ridurla.

2.1.3.2 Cavi di controllo

I cavi di controllo possono avere una lunghezza massima di 180m, nel caso in cui non siano sufficientemente lunghi esistono dei speciali kit che portano ad una lunghezza massima di 300m. I cavi sono multicore flessibili e a fascio, con un filamento in rame stagnato. Ogni conduttore è isolato con una guaina in PVC. I nuclei sono inoltre schermati con un intreccio di filamenti in rame stagnato e tutto in un altro rivestimenti in PVC. Il range di temperatura operativa va da -25°C a +70°C.

2.1.3.3 Cavi coassiali di segnale

I cavi coassiali di segnale possono avere una lunghezza massima di 300m a seconda del tipo di cavo scelto. Questi sono a doppia schermatura ed hanno un'impedenza nominale di 75 Ohm. L'intrecciatura viene fatta con filo di rame stagnato per ridurre i problemi di corrosione.

Un esempio dei cavi installati a bordo e le loro caratteristiche principali sono illustrati rispettivamente in Figura 2.2 e Tabella 2.1:

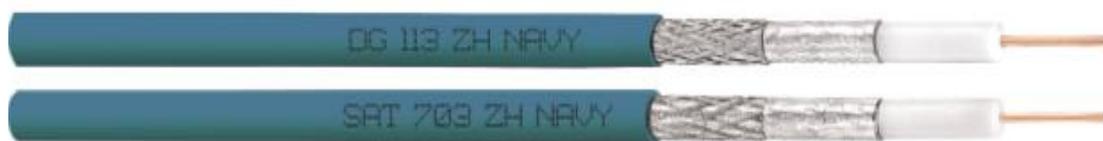


Figura 2.2: Esempio di cavi coassiali usati a bordo [8]

	CARATTERISTICHE COSTRUTTIVE										CARATTERISTICHE ELETTRICHE											
	Conduttore interno		Dielettrico		Schermo		Treccia		Guaina esterna		Minimo raggio di curvatura		Attenuazione in dB (a 20°C)		Perdite cum. di rifless. (SRL) in dB		Attenuazione di scherm. in dB		Pezatura unitaria	Confezione unitaria		
	Materiale	ø mm	Materiale	ø mm	Nastro, materiale	Copertura nastro	Materiale	Copertura treccia	ø mm	Materiale	ø mm	Piega singola	Piega multipla	862 MHz	2.150 MHz	3.000 MHz	470 + 1.000 MHz	1.000 + 2.000 MHz	Classe	30 + 1.000 MHz	metri	metri
SAT703ZH	Cu	1,13	PEG	4,30	Al/Pet/Al	100%	CuSn	45%	5,30	LSZH	6,60	30	70	17,10	27,90	33,40	>28	>26	B	>80	100/250	600/500
DG113ZH	Cu	1,13	PEG	4,80	Al/Pet/Al	100%	CuSn	72%	5,30	LSZH	6,60	35	70	17,10	27,90	33,40	>28	>26	A+	>95	100/250	600/500

Tabella 2.1: Caratteristiche costruttive ed elettriche dei cavi a bordo [8]

Questi particolari cavi sono dotati di una guaina LSZH, per limitare i danni in caso d'incendio, che non propaga la fiamma e, soprattutto, non produce gas tossici o nocivi. Nonostante la Norma EN50117 ne preveda l'uso in interno, i cavi della gamma NAVY vengono prodotti con una speciale miscela per la guaina che li protegge dai raggi UV, secondo lo standard ASTM D2565, e ne rende possibile l'uso anche in ambiente esterno. I diagrammi di attenuazione di schermatura dei due cavi presi in esame sono illustrati nelle Figure 2.3 e 2.4.

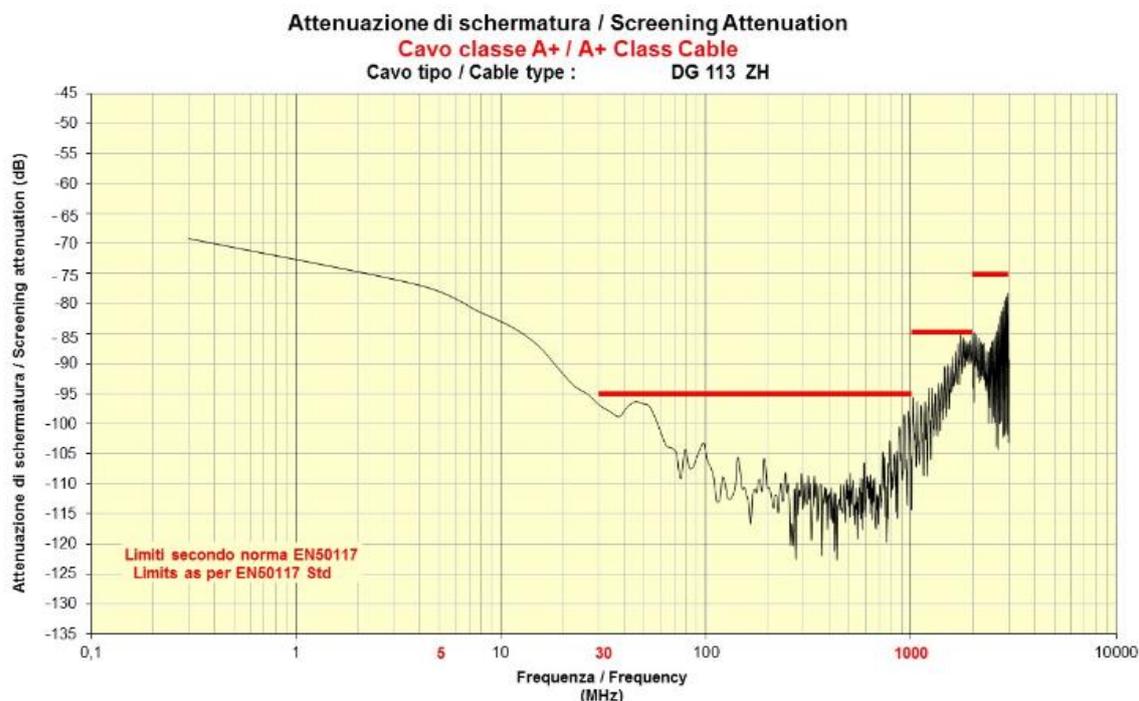


Figura 2.3: Diagramma di attenuazione di schermatura del cavo DG113ZH NAVY [8]

L'attenuazione di schermatura del cavo DG113ZH è in classe A+; ciò significa che il relativo valore si mantiene superiore a 95 dB. Il DG113ZH NAVY è adeguato nelle reti dati, oltreché dei segnali digitali televisivi, dove i campi interferenti esterni possono creare problematiche di distribuzione dei segnali.

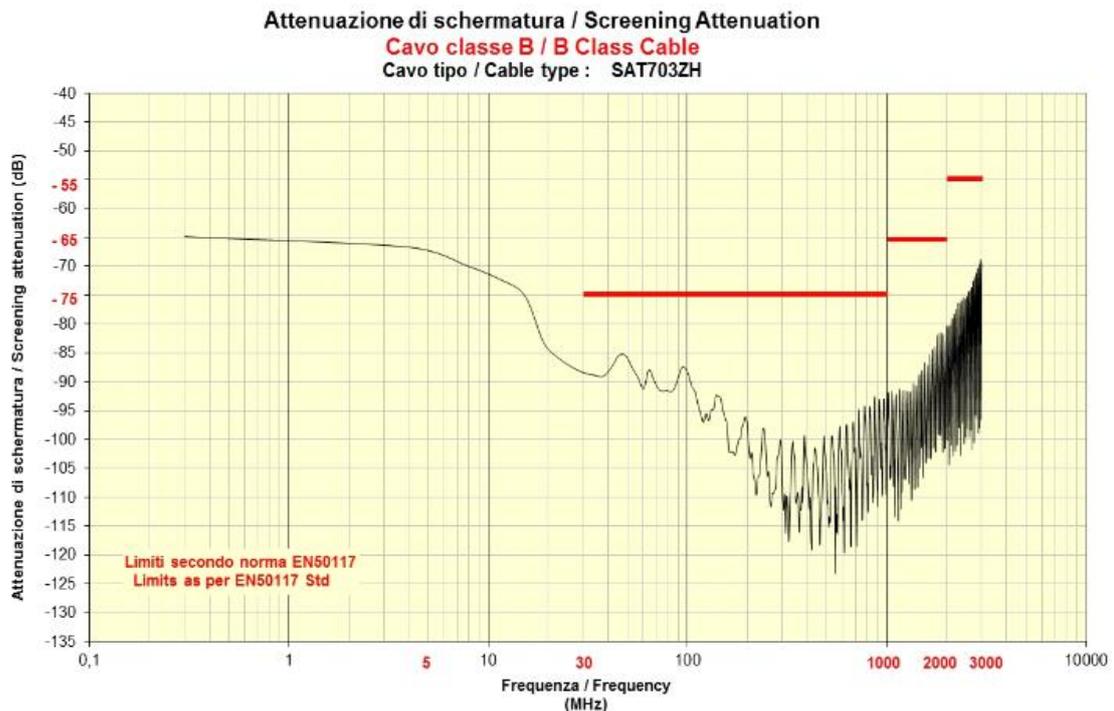


Figura 2.4: Diagramma di attenuazione di schermatura del cavo SAT703ZH NAVY [8]

Il cavo coassiale SAT703ZH ha prestazioni standard, adatto alla ricezione dei segnali digitali televisivi, satellitari oppure terrestri. La classe di schermatura è la B, che mantiene l'attenuazione di schermatura maggiore di 80 dB. Il diametro esterno è di 6,60 mm; il dielettrico in polietilene viene realizzato con un procedimento industriale denominato gas injected, attraverso l'iniezione di gas azoto: a parità di diametro, con questo procedimento le prestazioni sono migliori rispetto ad altre tecnologie di fabbricazione e il cavo risulta anche più leggero. Fra il dielettrico e il nastro in Alluminio/Poliestere/Alluminio viene posta sul dielettrico una tamponatura di gel isolante. Il conduttore interno, in rame puro ha un diametro di 1,13 mm. L'attenuazione è contenuta: a 862 MHz si limita a 17,10 dB, valore che cresce a 27,90 a 2.150 MHz.

2.2 Perché scegliere la fibra?

La scelta della fibra ottica viene resa necessaria per gli innumerevoli vantaggi, ovvero:

- ✓ Capacità trasmissive estremamente elevate (decine di Gbit/s e oltre)
- ✓ Cavi leggeri e di sezione ridotta
- ✓ Attenuazione molto piccola e non proporzionale alla radice della frequenza come nei cavi in rame
- ✓ Completa immunità ai disturbi elettromagnetici
- ✓ Assenza di disturbi elettromagnetici generati e quindi assenza di fenomeni di diafonia
- ✓ Sicurezza delle informazioni trasmesse non essendo intercettabili
- ✓ Passi di rigenerazione molto grandi (circa 180Km)
- ✓ Possibilità di amplificazione del segnale direttamente in ottico

Ovviamente ci sono anche degli svantaggi quali:

- ✓ Costo relativamente elevato dei cavi ma soprattutto delle interfacce di trasmissione e ricezione
- ✓ Difficoltà delle operazioni di giunzione e di attestazione dei cavi

2.3 Caratteristiche di un sistema di trasmissione ottico [9]

Un sistema di trasmissione ottico nella sua forma più semplice è costituito da un dispositivo di modulazione e da un fotorivelatore, collegati mediante una fibra ottica come illustrato in Figura 2.5.

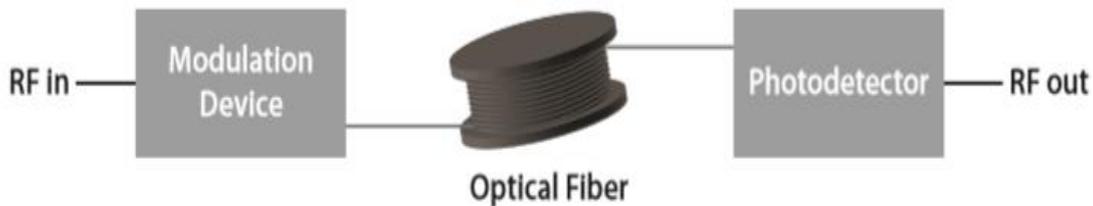


Figura 2.5: Sistema di trasmissione ottico

Un segnale ad alta frequenza o a microonde viene convertito in un segnale ottico tramite il dispositivo di modulazione; dopo la trasmissione o distribuzione, il segnale ottico viene riconvertito nel dominio elettrico dal fotorivelatore.

Il vantaggio principale della trasmissione nel formato ottico deriva dalle perdite di propagazione molto basse che possono arrivare fino a 0,2 dB / km alla lunghezza d'onda ottica di 1550 nm. Se la trasmissione o distribuzione del segnale viene invece fatta nel dominio elettrico con un cavo coassiale, la perdita sarà estremamente elevata ed aumenta con la frequenza del segnale. Ad esempio, un cavo coassiale a bassa perdita ha l'attenuazione di 190 dB / km alla frequenza di 5,8 GHz, mentre la perdita di un cavo comune (RG-214) è superiore a 500 dB / km.

Anche se le perdite di propagazione in questo tipo di collegamento in fibra sono basse, la conversione elettrico-ottico (E/O) e viceversa (O/E) contribuisce ad aumentare le perdite poiché queste conversioni portano a rumore aggiunto e distorsioni non lineari.

Il collegamento che vogliamo realizzare deve richiedere linearità e basso rumore, in modo che i segnali analogici possano essere trasmessi con alta fedeltà: infatti se il sistema è ottimizzato, allora si hanno delle perdite che portano a prestazioni migliori rispetto a quelle relative ai collegamenti basati sui cavi coassiali.

Così, il design e lo studio delle prestazioni per ottimizzare un collegamento di questo tipo sono di primaria importanza, al fine di garantire l'applicabilità di tali collegamenti in vari sistemi di fotonica.

2.3.1 Schemi di modulazione e rivelazione

In generale, un segnale a RF o un segnale a microonde può viaggiare su un link ottico analogico modulando sia l'intensità, la fase o la frequenza della portante ottica.

Per quanto riguarda il sistema di ricezione possono essere implementati due modi di rivelazione: la rivelazione diretta, che lavora con la modulazione di intensità, e la rivelazione coerente che funziona con modulazioni di fase o di frequenza.

Grazie alla sua semplicità, la modulazione di intensità combinata con la rilevazione diretta (IMDD)² è di gran lunga la più popolare ed è la tecnica più impiegata.

È inoltre possibile utilizzare schemi con modulazione esterna. Nel caso di modulazione diretta, la corrente di iniezione laser è modulata direttamente dal segnale a RF e l'informazione viene impressa nella intensità di luce in uscita del laser. Al contrario, in un collegamento con modulazione esterna, il laser viene fatto funzionare in modalità ad onda continua (CW) e la modulazione viene effettuata mediante un modulatore ottico esterno.

Avere un collegamento con segnale modulato direttamente trova il vantaggio nella maggior semplicità e nel basso costo. Per le alte frequenze e applicazioni ad alte prestazioni, il collegamento con modulazione esterna è più frequente perché la modulazione diretta è limitata in frequenza dal chirp, ovvero si ha modulazione di frequenza involontaria in un segnale modulato in intensità che indurrà un ampliamento dell'impulso.

2.3.2 Componenti del link

Uno degli aspetti più importanti del collegamento ottico è la selezione dei componenti che sono divisi in tre categorie principali: diodi laser (fonti di luce), modulatori ottici e fotorivelatori.

Per trasmettere i segnali ad alta frequenza con elevata fedeltà è necessario che i diodi laser abbiano caratteristiche elevate in termini di larghezza di banda per modulazioni elevate, alta efficienza, elevata linearità e bassa intensità di rumore.

L'efficienza di un laser descrive la conversione dalla modulazione elettrica alla modulazione ottica e si misura in Watt /Ampere [W/A]. L'intensità di rumore del laser è generalmente descritta mediante la quantità chiamata intensità di rumore relativa (RIN), che è la varianza delle fluttuazioni di potenza ottica rispetto al quadrato della potenza ottica media, comunemente espressa in dB / Hz.

La maggior parte dei diodi laser utilizzati in campo fotonico sono di tipo edge ovvero Fabry-Perot (FP) o laser a feedback distribuito (DFB).

Quanto alla modulazione esterna, le caratteristiche desiderate della sorgente laser ad onda continua (CW) sono ad alto rendimento e a bassa potenza ottica: in questo caso le prestazioni del collegamento migliorano con l'aumentare della potenza ottica in ingresso al modulatore.

2.3.3 Dispositivi di modulazione

Il tipo più diffuso di modulatore ottico esterno è il modulatore Mach-Zehnder (MZM) il cui principio di funzionamento è illustrato in Figura 2.6.

² IMDD= Intensity Modulation Direct Detection: è il metodo con cui la modulazione di intensità è letta in ricezione direttamente da un fotorivelatore (photodetector).

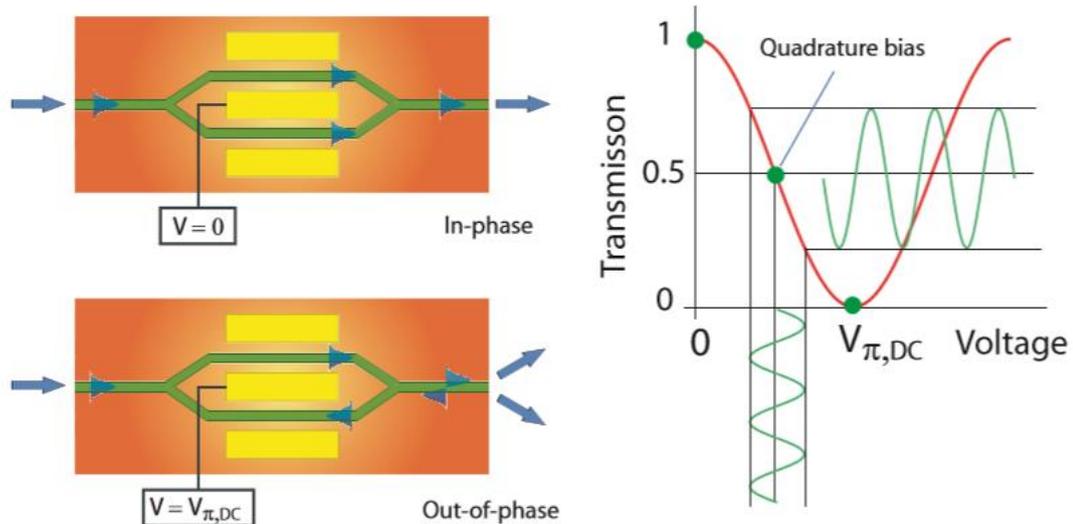


Figura 2.6: Funzionamento del Mach-Zehnder Modulator

Una tensione applicata agli elettrodi del MZM (comunemente fabbricato in Niobato di Litio) indurrà un cambiamento dell'indice di rifrazione in una o in entrambi i percorsi del modulatore e questa variazione dell'indice di rifrazione creerà uno sfasamento ottico tra i due percorsi.

Se non c'è sfasamento, le guide d'onda sono progettate in modo che la luce lungo il percorso in alto e quello in basso interferiscono costruttivamente, ottenendo una potenza massima. Quando la tensione applicata induce uno sfasamento di π (180 gradi) tra i percorsi, la luce interferisce distruttivamente dando in uscita una potenza minima. Questa tensione è nota come Half-wave Voltage o $V_{\pi,DC}$.

Cambiamenti continui della tensione produrranno le ben note caratteristiche di trasferimento sinusoidale del MZM.

Nella sua modalità di funzionamento più comune, il MZM è polarizzato nel punto di quadratura (Quadrature bias), che è la metà della tensione della prima semionda e la tensione modulante a RF.

Le caratteristiche desiderate di un MZM al fine di ottenere un elevato rendimento sono la bassa tensione a radiofrequenza $V_{\pi,RF}$, l'elevata tenuta in potenza ottica, la bassa perdita di inserzione e la larghezza di banda: la tipica perdita di inserzione di questo tipo di dispositivo è da 3 a 7 dB.

Per quanto riguarda $V_{\pi,RF}$, il valore desiderato è sotto 1 V e questo valore può essere ottenuto a scapito della larghezza di banda di modulazione: valori tipici sono 1.15 V a 2 GHz e 1.33 V alla frequenza di 12 GHz.

2.3.4 Fibra ottica

Il più delle volte nelle tratte brevi la fibra ottica che collega il dispositivo di modulazione e il fotorivelatore può essere considerata ideale, dal punto di vista dell'attenuazione, dispersione e non linearità. Diversamente, nel caso di lunghi collegamenti, dove la distanza di trasmissione può raggiungere decine di chilometri, per fibre monomodali la perdita per questa distanza di trasmissione a causa della attenuazione della fibra è inferiore a 0,2 dB alla lunghezza d'onda di 1550 nm (Figura 2.7).

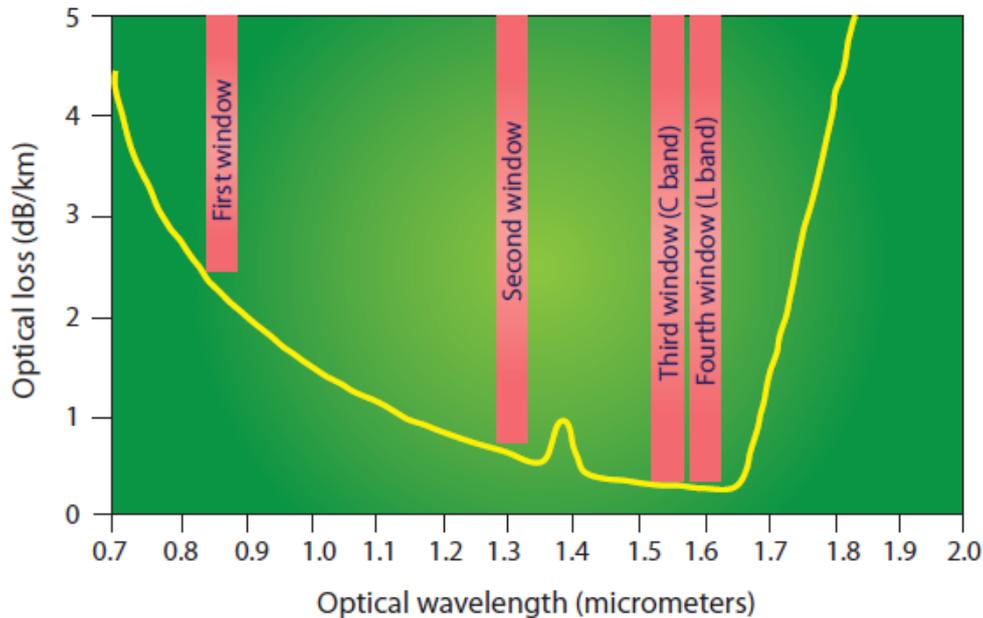


Figura 2.7: Finestre ottiche utilizzabili nella fibra

In questo modo l'attenuazione è trascurabile. Ciò vale anche per l'effetto di dispersione cromatica, ovvero il cambiamento di velocità di propagazione al variare delle frequenze di lavoro della fibra. È stato dimostrato che per una fibra monomodale con una dispersione cromatica di $17 \text{ ps/km} \cdot \text{nm}$ e una lunghezza di 1 km, il SNR dovuto alla dispersione della fibra per una frequenza del segnale di 30 GHz è inferiore a 1 dB.

L'effetto è ancora meno evidente se il segnale lavora a basse frequenze e per questo motivo si trascurano gli effetti delle dispersioni cromatiche nelle fibre ottiche.

Come accennato in precedenza, la tendenza a migliorare le prestazioni con modulazione esterna si ha utilizzando una potenza ottica sempre più alta. In questo caso, la non linearità della fibra potrebbe entrare in gioco. L'effetto più dannoso può verificarsi dalla dispersione stimolata di Brillouin (SBS) che è una dispersione di luce che torna indietro verso il trasmettitore causata da vibrazioni acustiche nella fibra.

La SBS limita la quantità di potenza ottica che può essere trasmessa e aggiunge intensità di rumore alla luce che si propaga. Per fare un esempio, a 20 km di lunghezza efficace della fibra si ha una potenza di soglia SBS di 1 mW. Tuttavia, questa soglia di potenza è inversamente proporzionale alla distanza di trasmissione. Per distanze inferiori a un chilometro, la soglia è 100 mW o più.

2.3.5 Fotorivelatori [3]

I fotorivelatori sono dispositivi che producono una corrente elettrica proporzionale all'intensità della radiazione luminosa che incide sull'area attiva dei medesimi. Il funzionamento dei rivelatori di segnali ottici si basa sul meccanismo di assorbimento della radiazione elettromagnetica da parte della materia; nel seguito vedremo i fotorivelatori più usati, ovvero i fotodiodi PIN.

Ogni fotone incidente su di una porzione di semiconduttore intrinseco viene, teoricamente, assorbito producendo una coppia elettrone-lacuna nel materiale che, sotto

l'azione di un campo elettrico esterno, contribuisce alla corrente di fotoconduzione. Ogni tipo di rivelatore fotoconduttivo richiede, per rivelare la presenza di radiazione luminosa, la presenza di una polarizzazione esterna ed, in particolare, in assenza di radiazione incidente la corrente nel circuito esterno è praticamente nulla dato il basso valore di conduttività del semiconduttore intrinseco. D'altra parte, in presenza di una radiazione incidente con potenza ottica utile P , il numero di portatori generati per assorbimento può essere rilevante e la corrente può assumere valori apprezzabili, provocando una cospicua caduta di tensione su di un resistore di polarizzazione collocato sul circuito esterno.

Indicando con I_{id} la corrente prodotta per fotoconduzione in condizioni ideali di assorbimento totale ed assumendo che la radiazione luminosa abbia frequenza f_0 , si può scrivere che

$$I_{id} = \frac{q P}{h f_0} \quad (2.1)$$

in cui $q=1.60 \cdot 10^{-19}$ C è la carica dell'elettrone e $h=6,6 \cdot 10^{-34}$ J·s è la costante di Planck.

Per un fotorivelatore reale la corrente misurata è minore del valore ideale di un fattore $\eta < 1$ chiamato efficienza quantistica del dispositivo, per cui si ha

$$I_{id} = \eta \frac{q P}{h f_0} \quad (2.2)$$

ed introducendo la "responsivity" S del rivelatore di segnali ottici (misurata in A/W)

$$S = \frac{\eta q}{h f_0} = 0.807 \eta \lambda_0 \quad (\lambda_0 \text{ in } \mu\text{m}) \quad (2.3)$$

si ottiene la relazione che caratterizza fenomenologicamente il fotorivelatore

$$I = SP \quad (2.4)$$

L'efficienza quantistica (o rendimento quantistico) può esprimersi in modo semplice tramite la relazione

$$\eta = (1 - R_S)[1 - \exp(-\alpha_0 d)] \quad (2.5)$$

dove R_S è il coefficiente di riflettività dell'interfaccia aria/semiconduttore, α_0 è il coefficiente di assorbimento per unità di lunghezza del materiale e d è la larghezza della zona di assorbimento. Ricordando le osservazioni fatte sull'emissione stimolata e sull'assorbimento, sappiamo che il coefficiente di assorbimento α_0 , per un dato materiale, dipende fortemente dalla lunghezza d'onda λ .

2.4 Applicazioni

I collegamenti in fibra ottica sono utilizzati in vari sistemi che coinvolgono la trasmissione, l'elaborazione, il controllo e la distribuzione di segnali a RF o a microonde.

Qui passeremo in rassegna alcune delle applicazioni più importanti: si comincia con la distribuzione della televisione via cavo (CATV) segnali, che ha avviato gli interessi in questi tipi di collegamento, poi si passerà alla Radio over Fiber per sistemi wireless e remoting antenna e all'utilizzo della stessa in applicazioni militari.

2.4.1 CATV³ Distribution Network [9]

L'idea è di modulare la portante ottica con molteplici segnali CATV, sfruttando in tal modo la larghezza di banda disponibile delle fibre ottiche: questa tecnica è nota anche come la moltiplicazione con sottoportanti (SCM). Tuttavia, poiché il sistema usa un gran numero di portanti a RF (in alcuni casi fino a 110), richiede elevata linearità e, in aggiunta a ciò, basso rumore.

In un tale sistema, la prestazione è quantificata in termini di rapporto portante-rumore (CNR⁴) per descrivere l'effetto del rumore dovuto ai bassi livelli di interferenza dei segnali spuri generati dalla non linearità quadratiche e cubiche.

2.4.2 Radio over Fiber (RoF) [9]

La pervasività della fibra è anche un decisivo abilitante per lo sviluppo di tecnologie basate sul trasporto del segnale radio digitalizzato sulla fibra (RoF - Radio over Fiber), che consentono di remotizzare le funzioni di ricetrasmisione a radiofrequenza in apparati (detti Remote Unit o Radio Head), che possano essere installati direttamente vicino alle antenne; le funzioni di banda base e di controllo sono affidate ad un modulo principale (detto Main Unit o Baseband Unit).

La Main Unit (MU) è collegata alla Radio Unit (RU) via fibra ottica e può essere installata nello stesso luogo della Remote Unit (RoF locale), oppure in centrale (RoF geografico). Un'ulteriore estensione di quest'ultimo concetto è l'architettura DAS (Distributed Antenna System), nella quale una MU è connessa a numerose RU che coprono un'area assegnata.

Il RoF locale, confrontato con un sito radio tradizionale, offre il vantaggio di collocare il ricetrasmittitore prossimo all'antenna, minimizzando così le perdite di potenza sui cavi coassiali, aumentando l'efficienza di trasmissione e il livello del segnale in ricezione.

Il RoF geografico, oltre a questi vantaggi, permette di installare la Main Unit in edifici con evidenti risparmi in termini di Capex (allestimento sala, condizionamento, alimentazione, ...) e di Opex (affitto locali, manutenzione, ...).

Bisogna considerare che per lo sviluppo di una tradizionale rete di accesso radio, buona parte degli investimenti è dedicata alla preparazione del sito di antenna (ricerca, acquisizione e opere civili), mentre per quel che riguarda i costi di esercizio, questi sono prevalentemente dovuti ai canoni di locazione e ai consumi energetici. Inoltre, la competizione e le economie di scala hanno consentito un abbattimento dei prezzi degli apparati, che rende difficile un ulteriore calo nel prossimo futuro.

Nel nostro elaborato ci focalizzeremo nello studiare la Radio over Fiber (RoF) come la tecnica capace di trasportare le informazioni direttamente sulla fibra ottica, modulando la luce del laser con segnali radio in modo tale che i segnali radio viaggiano direttamente sulla fibra ottica senza coinvolgere nessun tipo di conversione analogico-digitale.

³ La sigla CATV sta per *Community Access Television* or *Community Antenna Television* ed è un sistema di fornitura di programmi televisivi agli abbonati via radio frequenza trasmessi attraverso i cavi coassiali o impulsi di luce attraverso cavi in fibra ottica.

⁴ Nelle telecomunicazioni, il rapporto portante -rumore, spesso scritto CNR (Carrier to Noise Ratio) è il rapporto segnale -rumore (SNR) di un segnale modulato. Il termine è usato per distinguere il CNR del segnale passabanda a radiofrequenza dal SNR di un segnale a banda base analogica dopo demodulazione. Se questa distinzione non è necessaria, il termine SNR viene spesso usato al posto del CNR, con la stessa definizione.

2.4.3 Applicazioni militari [9]

Impiegare un collegamento ottico in RoF è affascinante per le applicazioni militari e di guerra. Una tipica applicazione in questo campo richiede che il collegamento ottico colmi una brevissima distanza che dista meno di 100 m: infatti la fibra ottica è usata per sostituire i cavi coassiali con il vantaggio di avere una bassa perdita di propagazione, un'ampia larghezza di banda, piccole dimensioni, peso leggero, una maggiore flessibilità per la riconfigurazione del sistema e una elevata immunità ai disturbi elettromagnetici.

Inoltre il gran numero di cavi coassiali utilizzati su piattaforme militari rendono la dimensione e il peso del cavo un problema significativo per l'avionica, i sottomarini, e anche per le navi di superficie. In particolar modo a bordo delle Unità Navali e delle applicazioni avioniche il peso di questi cavi diventa un problema. Dal punto di vista della flessibilità, particolari cavi coassiali in rame e guide d'onda sono installati in base alle frequenze trasmesse dei segnali coinvolti.

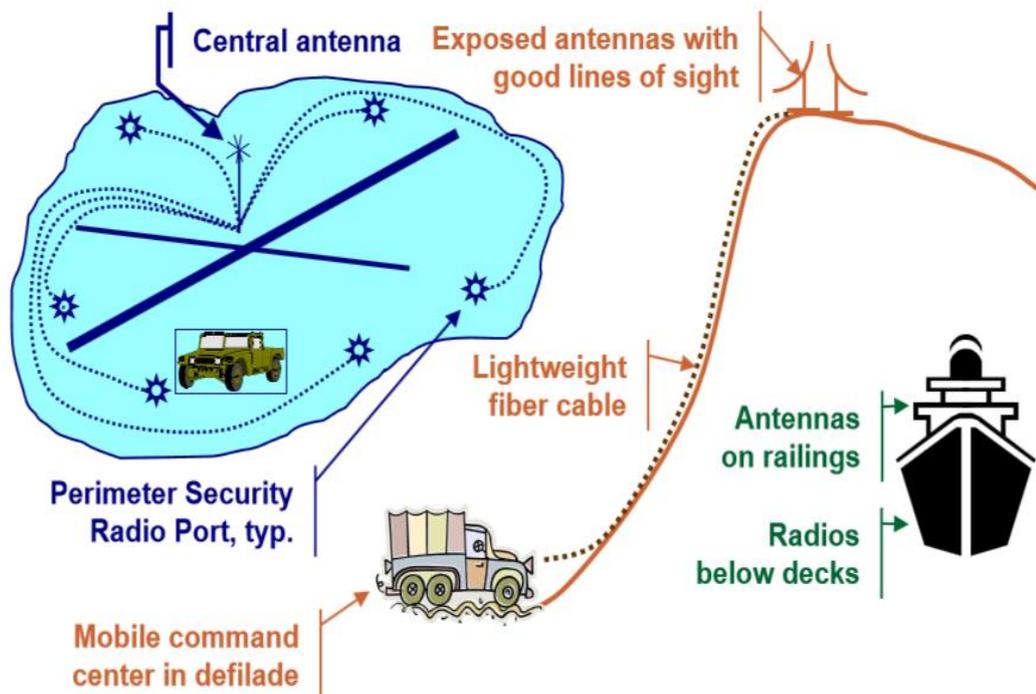
Tuttavia, per avere ottime prestazioni sulle piattaforme militari, bisogna avere dei valori ottimi in termini di guadagno a RF, cifra di rumore, linearità e dinamica del segnale.

Ad esempio, i requisiti in termini di SFDR in un'applicazione rigorosa come un radar anti-jamming è di circa 120-130 dB/Hz^{2/3}, ma anche valori superiori a 100 dB/Hz^{2/3} sono considerati accettabili e indici di prestazioni elevate.

In effetti per la comunicazione remota tramite radar moderni, il collegamento ottico dovrebbe soddisfare dei requisiti rigidi in termini di rumore di fase, ma più in generale dovremmo avere elevata efficienza delle conversioni E/O e O/E in modo tale da raggiungere un elevato guadagno di collegamento e valori accettabili di NF e SFDR.

Questi miglioramenti sono indispensabili per sfruttare il vantaggio di utilizzare un link ottico analogico su una piattaforma militare in sostituzione del tradizionale collegamento su cavo coassiale.

Nella Figura 2.8 sono illustrati possibili scenari militari che sfruttano la tecnica della RoF.





Test & Training Ranges

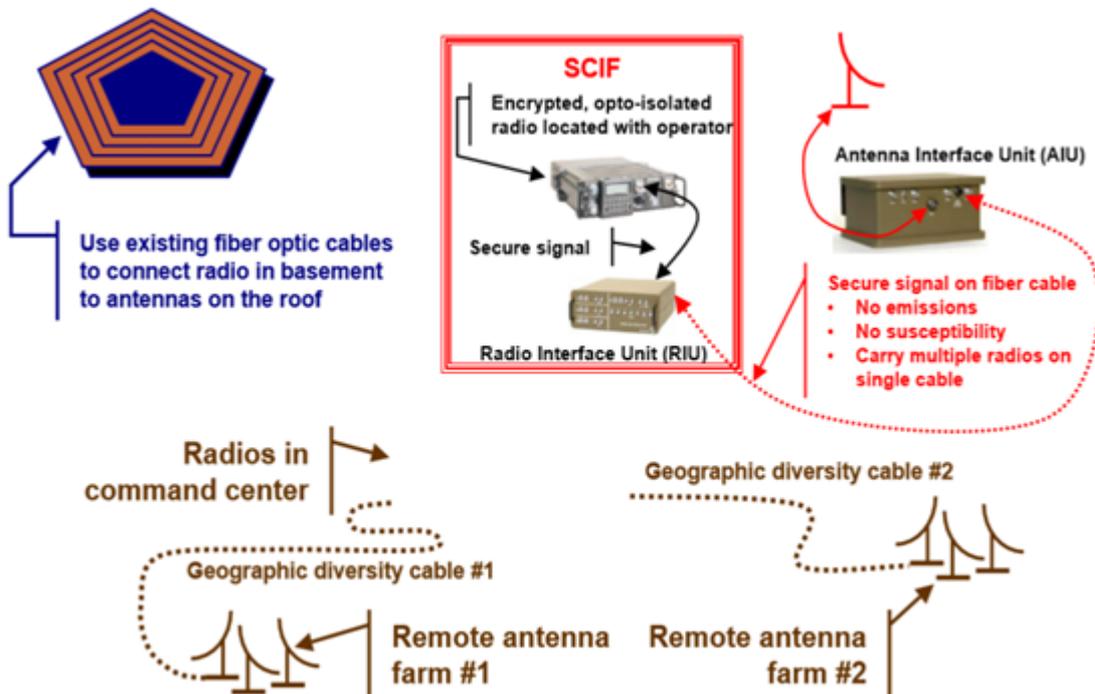


Figura 2.8: Possibili applicazioni in campo militare della tecnica RoF

CAPITOLO 3

Principali parametri e componenti ottici in un collegamento RoF

Il requisito fondamentale di un collegamento, che sia esso analogico o digitale, è quello di trasmettere il segnale di interesse da un punto all'altro con alta fedeltà. Tuttavia i collegamenti analogici sono relativamente sensibili ai vari disturbi del segnale, come l'attenuazione, il rumore e la non linearità dei dispositivi coinvolti.

Questo è particolarmente vero se ne confrontiamo le prestazioni rispetto ad un collegamento ottico digitale. Le degradazioni di segnale inoltre sono quantificate con una serie di parametri come il guadagno, la cifra di rumore (NF) e lo Spurious Free Dynamic Range che sono del tutto equivalenti a quelli utilizzati per caratterizzare un sistema di trasmissione a radio frequenza, per esempio un amplificatore o un attenuatore. Questo perché, in generale, un sistema di trasmissione dotato di un collegamento ottico può essere considerato come una scatola nera caratterizzata da un ingresso a RF ed un'uscita a RF.

Di seguito faremo sempre riferimento alla fonte [9] per la descrizione dei parametri e i componenti del collegamento RoF.

3.1 Guadagno del collegamento

Uno schema generale di un possibile collegamento realizzato mediante la tecnica RoF è di nuovo mostrato in Figura 3.1. Il sistema consiste in:

- un segnale a RF in ingresso inviato al modulatore che ha il compito di convertire il segnale elettrico in segnale ottico;
- un sistema di trasmissione in fibra ottica ;
- un fotorivelatore che riconverte il segnale modulato dal dominio ottico a quello elettrico.

Le conversioni di segnali dal dominio elettrico a quello ottico (E/O) e viceversa (O/E) potrebbero essere inefficienti e portare ad una perdita del segnale se si confrontano le potenze in ingresso e in uscita.

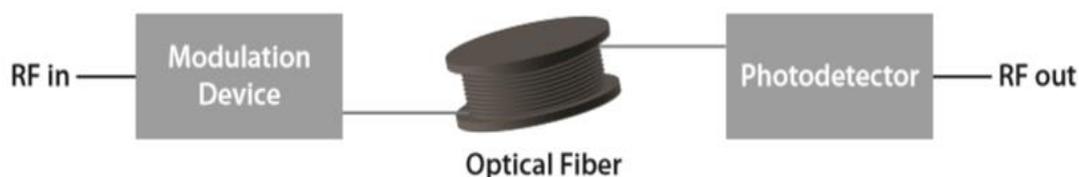


Figura 3.1: Schema di un collegamento analogico in fibra ottica

Per descrivere il comportamento del sistema nel dominio delle frequenze, mettendo in relazione ingresso e uscita, si usa la funzione di trasferimento

$$H(\omega) = |H(\omega)| \exp(j\varphi(\omega)) \quad (3.1)$$

dove $|H(\omega)|$ e $\varphi(\omega)$ sono rispettivamente la risposta in ampiezza e la risposta di fase del sistema considerato. Il quadrato di questa risposta grandezza, $|H(\omega)|^2$ descrive il trasferimento di potenza dall'ingresso all'uscita in funzione della frequenza del segnale. La funzione di trasferimento è illustrata in Figura 3.2 che rappresenta il tipico parametro S_{21} ovvero la potenza di trasmissione del link.

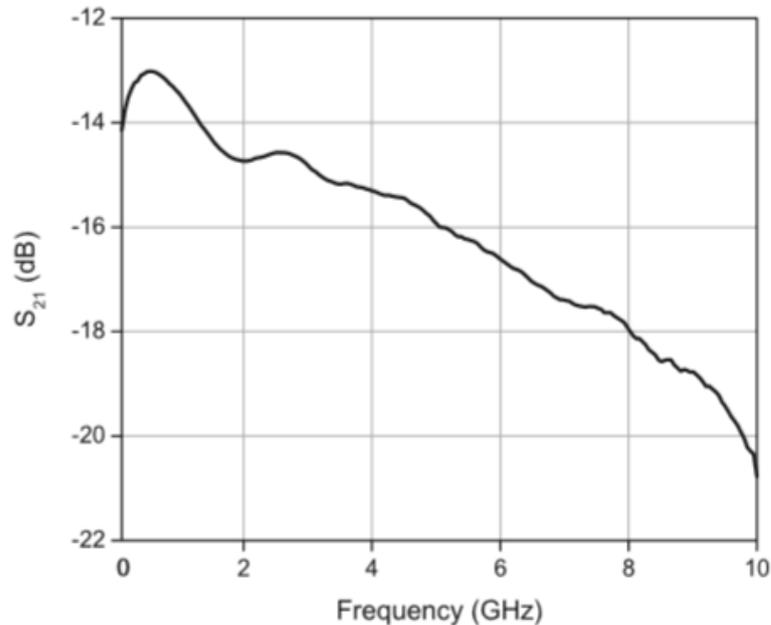


Figura 3.2: Misura tipica della potenza di trasmissione in un collegamento APL

Questa potenza di trasmissione è nota come il guadagno del collegamento, che è essenzialmente il rapporto tra la potenza del segnale a RF osservato all'uscita del sistema e quella di ingresso.

Deriveremo ora l'espressione del guadagno del collegamento in termini di parametri fisici del collegamento ma così facendo avremo bisogno del concetto di potenza disponibile, comunemente usato in teoria delle reti.

Si consideri di avere a disposizione un generatore di tensione V_S con una impedenza di sorgente R_S chiuso su un'impedenza di carico di R_L come mostrato nella Figura 3.3. La potenza disponibile P_S è definita come la potenza elettrica consegnata al carico nel caso in cui l'impedenza di carico sia adattata all' impedenza di sorgente.

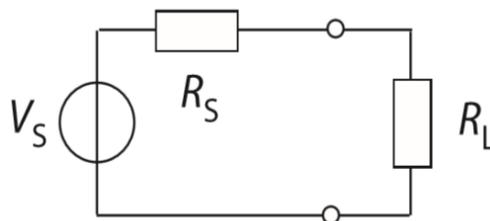


Figura 3.3: Collegamento in serie di una sorgente su un carico adattato

Così la potenza disponibile in Watt può essere scritta come

$$P_S = \frac{V_S^2}{4R_S} \quad (3.2)$$

utile per derivare il concetto di guadagno del collegamento.

Iniziamo con il modellare il sistema di trasmissione ottico analogico (APL, Figura 2.4) come un sistema a RF a due porte collegato in serie con una tensione sorgente V_S , con una resistenza R_S e una resistenza di carico di R_L .

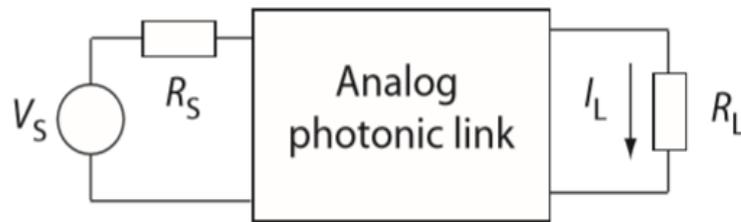


Figura 3.4: Collegamento in serie di una sorgente, un APL e un carico

Il guadagno di collegamento, essendo il rapporto tra la potenza in uscita e la potenza in ingresso è data da

$$g = \frac{P_L}{P_S} \quad (3.3)$$

dove P_S è la potenza di sorgente disponibile e P_L è la potenza consegnata al carico.

Per determinare il guadagno del collegamento è necessario esaminare la corrente erogata al carico I_L : infatti questo parametro è strettamente legato alla potenza ottica ricevuta al fotorivelatore P_{det} , che può essere divisa in un termine costante di potenza ottica media P_{av} , e in un termine di potenza ottica modulata P_{mod} , obbedendo alla relazione

$$P_{det}(t) = P_{av} + P_{mod}(t) \quad (3.4)$$

La potenza ottica ricevuta viene quindi convertita in corrente fotonica rilevata, che può anche essere divisa in una componente continua I_{av} e una componente modulata I_{mod} , ovvero

$$\begin{aligned} I_{det}(t) &= r_{PD} P_{det}(t) \\ &= r_{PD} [P_{av} + P_{mod}(t)] \\ &= I_{av} + I_{mod}(t) \end{aligned} \quad (3.5)$$

con r_{PD} la responsività del fotorivelatore espressa in A/W. Applicando poi il modello di adattamento di impedenza, dopo vari calcoli, si ottiene semplicemente

$$I_L(t) = \frac{1}{2} r_{PD} P_{mod}(t) \quad (3.6)$$

3.2 Tipi di modulazione

3.2.1 Schema DML

Un tipico collegamento RoF realizzato tramite modulazione diretta è costituito da un diodo laser, da una fibra ottica e da un fotorivelatore, come mostrato in Figura 3.5.

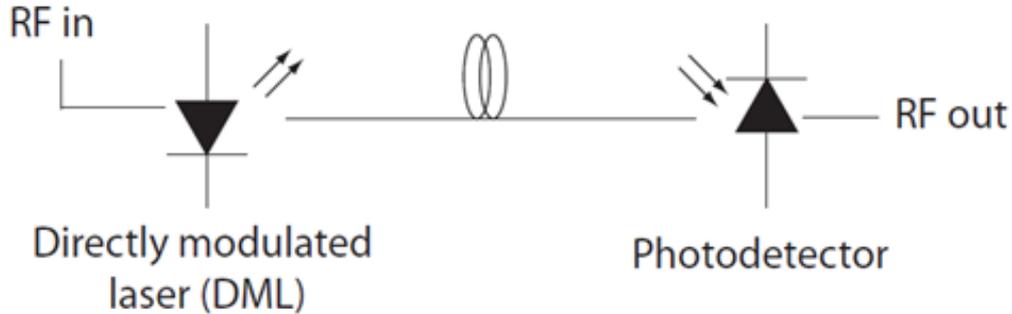


Figura 3.5: Schema generale DML

La corrente di iniezione al laser è modulata direttamente con il segnale RF: quindi nella tecnica di modulazione diretta (Directly Modulation Laser, DML) il laser agisce sia come sorgente ottica sia come dispositivo di modulazione.

Iniziamo col definire l'espressione della corrente di iniezione al diodo laser (Laser Diode, LD) come

$$I_{LD}(t) = I_{bias} + I_{sig}(t) \quad (3.7)$$

dove I_{bias} è la corrente di polarizzazione e I_{sig} è la corrente di segnale. La corrente di polarizzazione è necessaria per evitare la saturazione del segnale ed assicurare linearità.

La corrente di iniezione del diodo è convertita in potenza ottica in uscita dal laser diodo, indicata con P_{LD} , tramite la relazione

$$P_{LD}(t) = s_{LD} (I_{LD}(t) - I_{th}) \quad (3.8)$$

in cui I_{th} è la corrente di soglia laser e s_{LD} è slope efficiency (efficienza o caratteristica ingresso-uscita) del laser espressa in W/A. Questa relazione è illustrata in Figura 3.6, dove è raffigurata la curva Light-Source ideale di un laser.

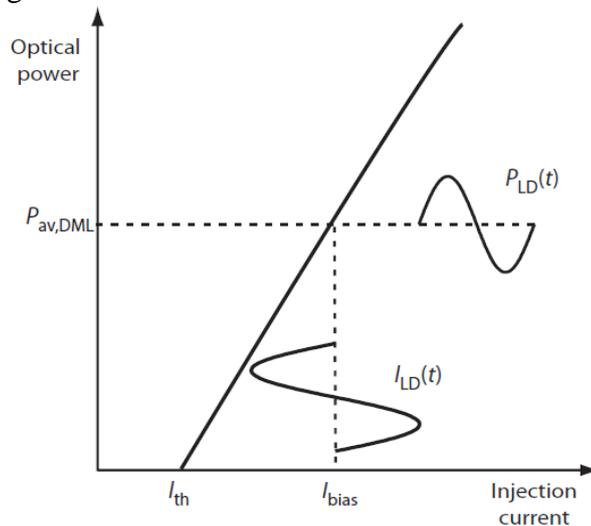


Figura 3.6: Curva Light-Source di un laser diodo

Si nota che si è considerato un rapporto strettamente lineare tra la corrente e la potenza ottica nell'equazione (3.8): in realtà, tuttavia, la relazione non è lineare.

Il passo successivo è di esprimere la corrente I_{sig} in termini di tensione a partire dalla V_S del segnale in ingresso: consideriamo pertanto il collegamento mostrato in Figura 3.7 dove compaiono un generatore di tensione e un diodo laser in serie.

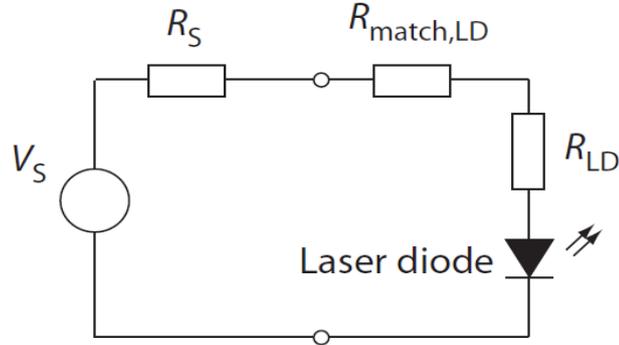


Figura 3.7: Collegamento in serie di un generatore di tensione e di un diodo laser

Abbiamo ipotizzato che vi sia uno schema di adattamento di impedenza tra la sorgente di segnale e il diodo laser. Qui, l'impedenza del laser è modellata come un resistore R_{LD} , collegato in serie con il diodo stesso. Il valore di questa resistenza laser è generalmente bassa, tipicamente circa 5 Ohm.

Di conseguenza una resistenza adattata, $R_{match,LD}$, viene aggiunta in serie alla R_{LD} in modo tale che la loro combinazione soddisfi la relazione

$$R_{LD} + R_{match,LD} = R_S \quad (3.9)$$

con R_S la resistenza di sorgente.

Quindi la corrente di segnale al laser può essere scritta come

$$I_{sig}(t) = \frac{V_S(t)}{R_S + R_{match,LD} + R_{LD}} \quad (3.10)$$

Assumendo poi che la perdita del collegamento ottico sia L , la potenza ottica ricevuta al fotorivelatore è

$$P_{det,DML}(t) = \frac{P_{LD}(t)}{L} = P_{av,DML} + P_{mod,DML}(t) \quad (3.11)$$

dove $P_{av,DML}$ e $P_{mod,DML}(t)$ sono rispettivamente la potenza media ottica ricevuta e quella modulata. Per conoscenza al lettore ne riportiamo la loro espressione completa, dove

$$P_{av,DML}(t) = \frac{S_{LD}}{L} (I_{bias} - I_{th}) \quad (3.12)$$

e

$$P_{mod,DML}(t) = \frac{S_{LD}}{L} I_{sig}(t) \quad (3.13)$$

Il fotorivelatore poi converte la potenza ottica ricevuta in corrente elettrica: solo la parte di corrente alternata di questa corrente contribuisce al guadagno del collegamento.

La corrente di carico, calcolata tramite le equazioni (3.6),(3.10) e (3.13) , è definita come

$$I_{L,DML}(t) = \frac{r_{PD} s_{LD} V_S(t)}{2L(R_S + R_{match,LD} + R_{LD})} \quad (3.14)$$

Quindi sfruttando la definizione di guadagno otteniamo che

$$g_{DML} = \frac{R_S R_L}{(R_S + R_{match,LD} + R_{LD})^2} \quad (3.15)$$

e se consideriamo il caso in cui $R_L = R_S$ allora l'espressione del guadagno nella (3.15) di un collegamento con laser a modulazione diretta (DML) si riduce a

$$g_{DML} = \frac{1}{4} \left(\frac{r_{PD} s_{LD}}{L} \right)^2 \quad (3.16)$$

In questo modo il guadagno del collegamento dipende solo da tre parametri: la responsività del fotorivelatore r_{PD} , l'efficienza del laser s_{LD} e la perdita ottica L .

Il fatto che il guadagno del collegamento sia proporzionale a $(1/L)^2$ ci dice che la perdita ottica di 1 dB corrisponde a 2 dB di perdita a radiofrequenza.

Un'altra considerazione importante che si può trarre dalla equazione (3.16) è che nel caso di una modulazione diretta, il guadagno del collegamento non dipende dalla potenza ottica. Vedremo che questo è molto diverso dal caso di modulazione esterna, in cui la potenza ottica è un fattore importante per la massimizzazione del guadagno del collegamento.

Tra i parametri che influenzano il guadagno del collegamento con modulazione diretta, la perdita relativa alla fibra ottica è l'unico parametro di sistema, mentre la caratteristica ingresso-uscita del laser e la responsività del fotorivelatore sono parametri del dispositivo.

Ciò implica che, mentre un progettista del link può ottimizzare il sistema in modo tale che la perdita ottica sia minimizzata, l'efficienza del laser e la responsività sono fissati una volta effettuata la selezione dei componenti. Per questo motivo, gli sforzi per massimizzare il guadagno del collegamento usando lo schema DML è molto limitata: per questo si ricorre alle tecniche di modulazione esterna.

3.2.2 Schema MZM

Come fatto in precedenza, in questa sezione ricaveremo l'espressione della potenza ottica modulata e il guadagno del collegamento realizzato mediante la tecnica della modulazione esterna. La modulazione esterna, più complessa e costosa di quella diretta, è migliore in termini di prestazioni in quanto limita al minimo gli effetti dovuti alla distorsione.

Nella modulazione esterna il laser viene fatto funzionare ad onda continua (CW) e la modulazione viene eseguita mediante un dispositivo esterno: in Figura 3.8 è illustrato infatti uno schema riassuntivo che mette a confronto la modulazione diretta con quella esterna.

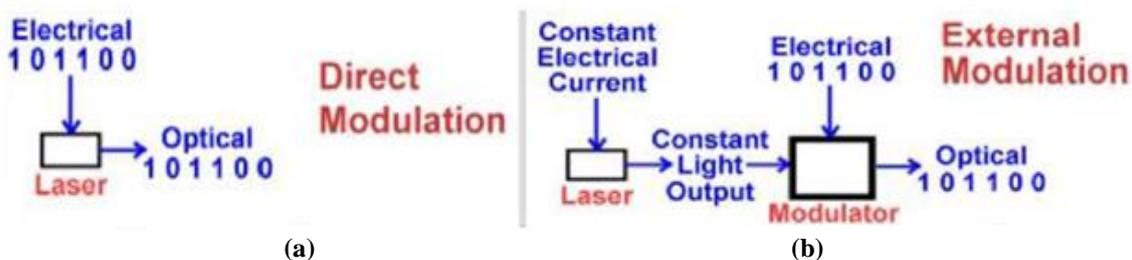


Figura 3.8: Schema di una modulazione diretta (a) e modulazione esterna (b) a confronto

Limitaremo la nostra discussione solo per un tipo di modulatore ottico noto come il Mach-Zehnder Modulator (MZM) che compare nello schema rappresentato in Figura 3.9.

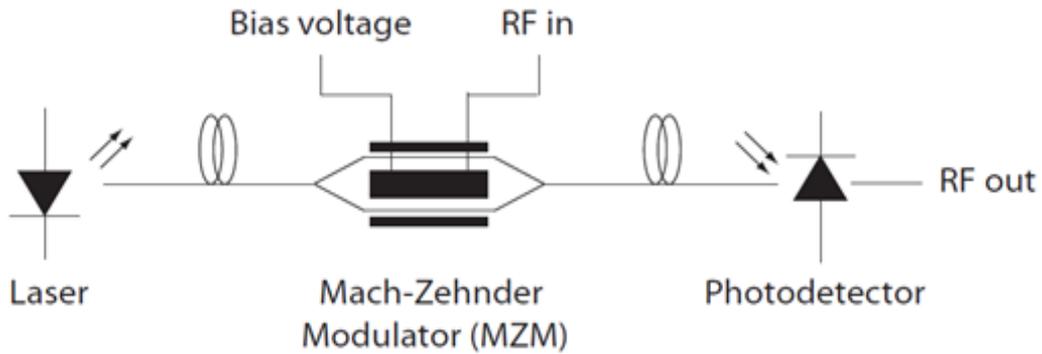


Figura 3.9: Schema MZM

Il MZM è un modulatore di tipo elettro-ottico, ossia sfrutta l'effetto elettro-ottico lineare per cui le caratteristiche dielettriche, ad esempio l'indice di rifrazione, di alcuni materiali (come il Niobato di Litio, LiNbO_3), possono essere modificate dalla presenza di un campo elettrico.

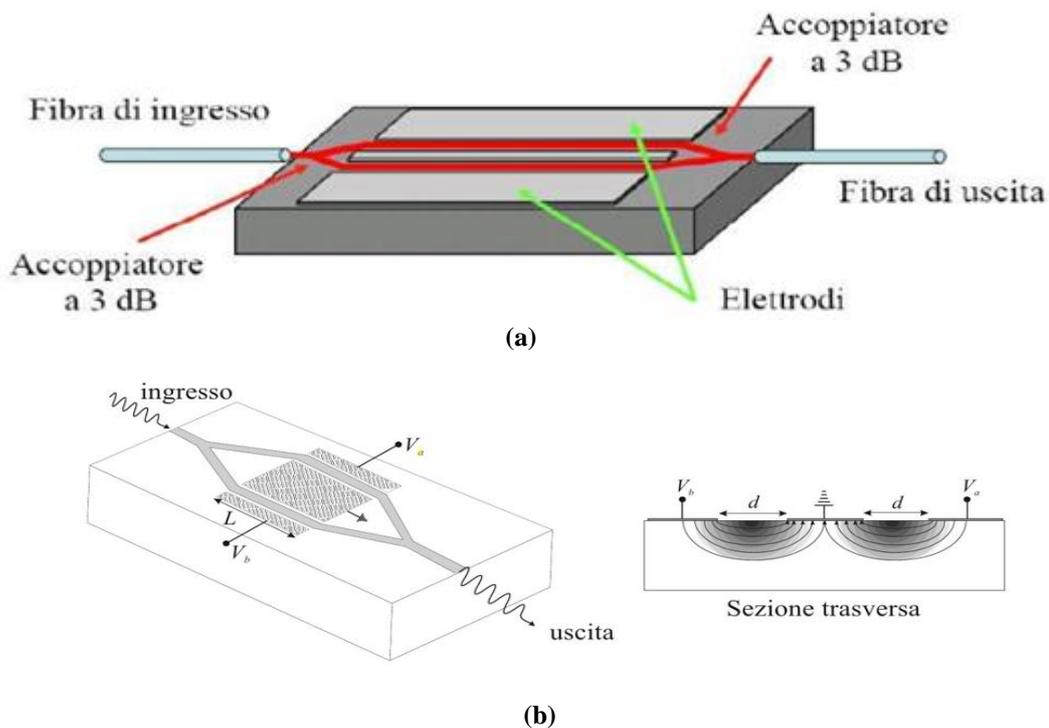


Figura 3.10: Struttura del modulatore Mach-Zehnder (a) e sua sezione laterale e trasversa (b)

Come si nota dalla Figura 3.10 il modulatore Mach-Zehnder è costituito da un ingresso, accoppiato ad una fibra ottica, che si “sdoppia” in due bracci a forma di Y, costituiti da cristalli di LiNbO_3 .

La potenza in ingresso viene suddivisa in due parti uguali, una per ogni braccio: se non viene applicato nessun campo elettrico al cristallo, i due raggi che attraversano il dispositivo sono in fase, per cui all'uscita del modulatore si ritrova la stessa ampiezza di segnale dell'ingresso (condizione di ON).

Quando, invece, viene applicata una opportuna tensione, il cristallo cambia il suo indice di rifrazione in modo tale che il raggio che attraversa il braccio su cui è applicato il campo risulti sfasato di π ; in questo caso all'uscita del modulatore avremo potenza 0, ottenendo la condizione di OFF. La struttura dettagliata del modulatore è riportata in Figura 3.11.

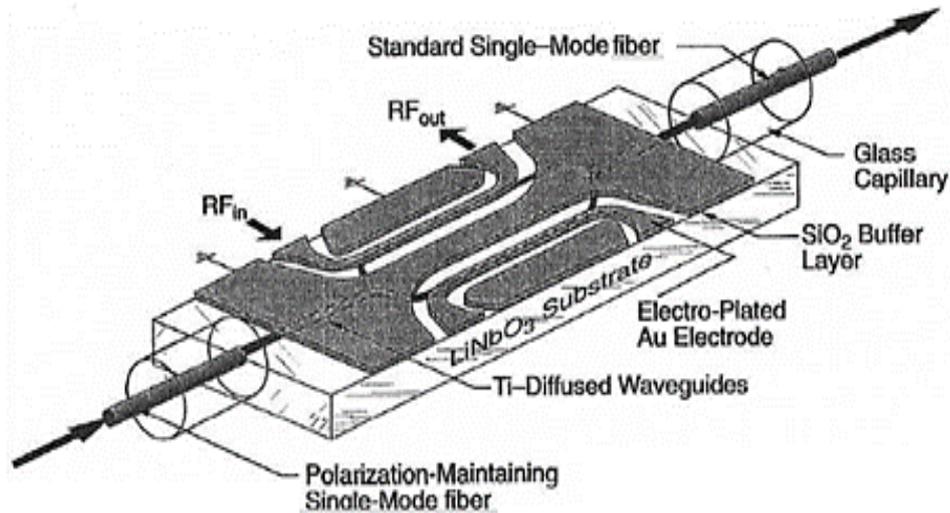


Figura 3.11: Struttura dettagliata del modulatore Match-Zehnder

L'unica soluzione possibile per il mezzo di trasmissione appare la fibra di tipo monomodali, più vantaggiosa in termini di prestazioni, ma molto più costosa rispetto a qualunque altro tipo di fibra. Indagini di mercato hanno rivelato che la fibra più economica e che sta avendo sempre maggiori incrementi in termini di prestazioni è la fibra in plastica. Purtroppo però questa non è in grado di soddisfare le specifiche del link studiato, in quanto, a causa soprattutto della caratteristica di multimodalità e dell'altissimo valore di dispersione per effetto Rayleigh, può sostenere lunghezze fino ad un massimo di qualche centinaio di metri.

Per ciò che riguarda il sistema di ricezione, non è stato difficile trovare sistemi di ricezione con buone prestazioni (ridotta corrente di buio, bassa potenza dissipata, responsivity attorno a valori di 0,7-0,8 A/W, sensitivity di circa -15 dBm), valide grossomodo per ogni dispositivo analizzato.

L'utilizzo del link analogico prevede, esattamente come il link digitale, di eliminare completamente la necessità di trasferire dati tramite cavo coassiale, in favore dell'utilizzo della sola fibra ottica.

La potenza ottica rilevata nello schema MZM può essere scritta come

$$P_{MZM}(t) = \frac{P_i}{2L} \left(1 - \cos \left[\pi \left(\frac{V_B}{V_{\pi,DC}} + \frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}} \right) \right] \right) \quad (3.17)$$

dove:

- P_i è la potenza ottica in ingresso al modulatore;
- L è la perdita ottica;
- V_B è la tensione di polarizzazione del modulatore;
- $V_{RF}(t)$ è il segnale modulante a RF;
- $V_{\pi,DC}$ e $V_{\pi,RF}$ sono rispettivamente la tensione di corrente del diodo (Diode Current, DC) e la tensione a mezz'onda a RF.

Si noti che L nell'equazione (3.17) comprende due termini, la perdita di inserzione nel modulatore L_{mod} e un eccesso di perdita L_{ex} .

Espandendo il termine coseno nella (3.17) e usando l'approssimazione $V_{\text{RF}} \ll V_{\pi, \text{RF}}$ si ottiene

$$P_{MZM}(t) = P_{av, MZM} + P_{mod, MZM}(t) + P_{NL_2, MZM}(t) + P_{NL_3, MZM}(t) \quad (3.18)$$

dove il termine $P_{av, MZM}$ è la potenza media ottica del collegamento RoF con modulatore Mach-Zehnder e i restanti sono i termini lineari, quadratici e cubici dipendenti dalla modulazione del segnale così definiti

$$\begin{aligned} P_{av, MZM} &= (1 - \cos\phi_B) \\ P_{mod, MZM}(t) &= \frac{P_i \pi V_{RF}(t)}{2L V_{\pi, RF}} \sin\phi_B \\ P_{NL_2, MZM}(t) &= \frac{P_i}{4L} \left(\frac{\pi V_{RF}(t)}{V_{\pi, RF}} \right)^2 \cos\phi_B \\ P_{NL_3, MZM}(t) &= -\frac{P_i}{12L} \left(\frac{\pi V_{RF}(t)}{V_{\pi, RF}} \right)^3 \sin\phi_B \end{aligned} \quad (3.19)$$

Inoltre l'angolo di Bias è definito come

$$\phi_B = \frac{\pi V_B}{V_{\pi, DC}} \quad (3.20)$$

La Figura 3.12 mostra la funzione di trasferimento di un modulatore Mach-Zehnder.

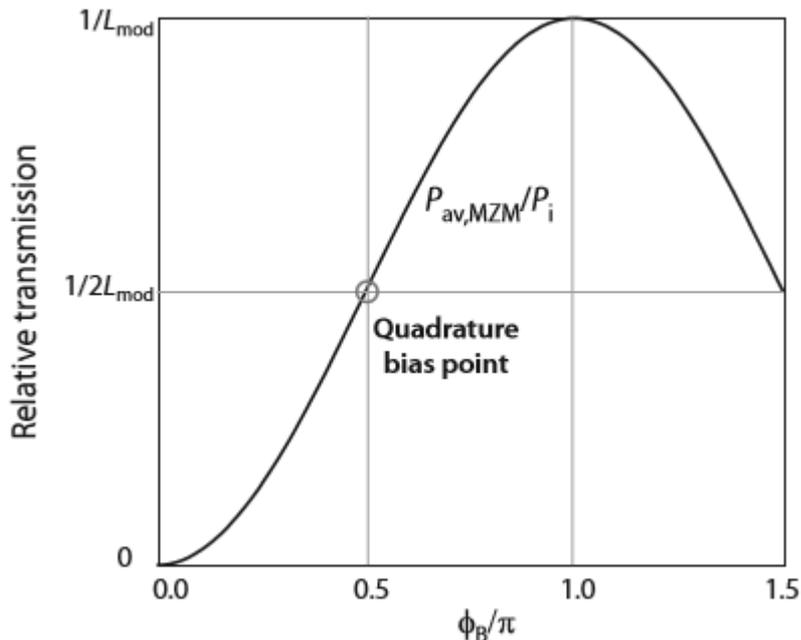


Figura 3.12: Funzione di trasferimento di un modulatore Mach-Zehnder

Ricordando che $V_{RF}(t)=1/2 V_S(t)$ è dovuta alla perdita per adattamento di impedenza imposta al modulatore, il guadagno del link con modulatore MZ è

$$g_{MZM} = \left(\frac{\pi r_{PD} R P_i \sin\phi_B}{4 L V_{\pi,RF}} \right)^2 \quad (3.21)$$

in cui $R_S=R_L=R$.

Ispezionando accuratamente l'equazione (3.21), possiamo identificare diversi approcci per aumentare il guadagno link:

- *aumentare la potenza ottica al modulatore.* Questa è una caratteristica importante della modulazione esterna che la differenzia da quella diretta dove il guadagno del collegamento è indipendente dalla potenza ottica. In quest'ultimo caso, il guadagno è praticamente determinato esclusivamente dalla responsività e dalla slope efficiency che sono parametri fisici del laser difficili da regolare. D'altra parte, la potenza ottica in ingresso al modulatore è un parametro di sistema e, date le specifiche, può essere aumentata significativamente. Tuttavia, aumentando la potenza ottica in ingresso si richiederà una maggiore tenuta in potenza sia del modulatore che del fotorivelatore: questo è impegnativo soprattutto per il fotorivelatore, poiché la tenuta in potenza richiede un grande area di rivelazione, che a sua volta limita la banda del rivelatore.
- *ridurre la tensione half-wave (di semionda) del modulatore.* La tensione di semionda a RF può essere considerata come la sensibilità del modulatore: ridurre $V_{\pi,RF}$ significa andare a ricadere nella regione di progettazione dei vari componenti. Da vari studi si precisa, tuttavia, che una tensione $V_{\pi,RF}$ è stata portata al valore minimo di 1,08 V ad una frequenza di 6 GHz.
- *polarizzare il modulatore nel punto di quadratura.* Il punto di bias o di quadratura è fissato a $\phi_B = \pi/2$ che fornisce una tensione di polarizzazione $V_B = 1/2 V_{\pi,DC}$. Come è evidente dall'equazione (3.21), il guadagno raggiunge il valore massimo in questo punto di polarizzazione. Per questo motivo e per il fatto che tutti i termini di distorsione di ordine pari sono completamente soppressi in corrispondenza di questo punto, la polarizzazione in quadratura è la modalità di funzionamento universale in un collegamento MZM.
- *ridurre la perdita di inserzione al modulatore.* Questa tecnica consiste nell'operare nel dominio di progettazione dei componenti: un valore tipico di perdita di inserzione va da circa 2 a 4 dB, a seconda di come la luce è accoppiata dalla fibra al modulatore e viceversa.

Inoltre, la polarizzazione in quadratura aggiungerà 3 dB di perdita di inserzione in più rispetto alle perdite di inserzione sopra citate.

3.3 Rumore nel collegamento ottico

Si è discusso fino ad ora del trasferimento del segnale dall'ingresso all'uscita di un collegamento ottico e appreso che la maggior parte delle volte il segnale presenta delle perdite dovute principalmente al rumore che limita le prestazioni del collegamento.

Inizieremo con l'introduzione delle varie sorgenti di rumore dominanti e procederemo con l'analisi e lo studio del rumore totale per poi passare al concetto di cifra di rumore NF e SFDR che sono parametri ampiamente utilizzati per caratterizzare le prestazioni del link RoF.

Ci sono tre termini di rumore dominanti: rumore termico, rumore shot e intensità di rumore relativa del laser (RIN) e generalmente questi termini di rumore sono modellati come generatori di corrente e si presume che siano stazionari in senso lato (SSL), ergodici e indipendenti l'uno dall'altro.

L'ipotesi che queste fonti siano indipendenti implica che la potenza totale di rumore è proporzionale alla somma della potenza di rumore generato dalle singole sorgenti. Stazionarietà in senso lato e ergodicità indicano che per valutare la potenza del rumore allora la varianza di rumore può essere sostituita con il suo valore quadratico medio corrispondente alla media temporale.

3.3.1 Rumore termico

Il rumore termico (o rumore di Johnson) descrive le oscillazioni di tensione attraverso un elemento di circuito dissipativo, ad esempio una resistenza, che è causato dal moto termico dei portatori di carica. Questa fluttuazione di tensione è modellata come un processo gaussiano a media nulla e la sua densità spettrale di potenza (dsp) che passa attraverso un resistore con resistenza R ad una temperatura assoluta T è

$$S(\omega) = \frac{h|\omega|R}{\pi \left[\exp\left(\frac{h|\omega|}{2\pi kT}\right) - 1 \right]} \quad (3.22)$$

dove:

- $\omega = 2\pi f$ è la frequenza angolare
- $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K è la costante di Boltzman
- $h = 6.63 \cdot 10^{-34}$ J·s è la costante di Planck

Lo spettro di potenza mostrato sopra è piatto alle frequenze intorno a 1 THz e può essere modellato come bianco. In questo modo lo spettro può essere semplificato e risulta essere

$$S(\omega) = 2kTR \quad (3.23)$$

Integrando lo spettro e usando il teorema di Wiener-Khinchin, la varianza del rumore termico può essere scritta come

$$\langle v_{th}^2(t) \rangle = 4kTRB \quad (3.24)$$

dove B è la banda equivalente del rumore al ricevitore espressa in Hz. Il fattore aggiuntivo 2 è dovuto al fatto che si tiene conto sia di frequenze positive che di frequenze negative.

In conclusione la varianza della corrente di rumore è

$$\langle i_{th}^2(t) \rangle = \frac{4kTB}{R} \quad (3.25)$$

Di conseguenza la potenza elettrica trasmessa da una sorgente di rumore termica a una resistenza di carico R_L è

$$P_{th} = \langle i_{th}^2(t) \rangle R_L \quad (3.26)$$

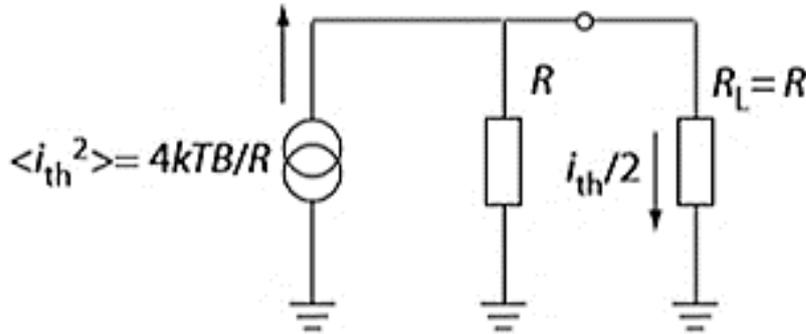


Figura 3.13: Esempio di carico rumoroso e carico adattato

Nel caso in cui dobbiamo valutare la potenza elettrica rilasciata da una sorgente di rumore a un carico adattato (Figura 3.13) allora la potenza è data da

$$P_{th,adatt} = \frac{1}{4} \langle i_{th}^2(t) \rangle R = kTB \quad (3.27)$$

dove il pedice “*adatt*” sta ad indicare che il carico è adattato , ovvero $R_L=R$.

Nel nostro elaborato la quantità che ci interessa per lo studio del collegamento RoF è la densità spettrale di rumore monolatero (N_0) che, con una notazione più familiare, viene espressa di seguito con le unità di misura corrispondenti

$$\begin{aligned} N_0|_{\text{W/Hz}} &= kT_0 \\ N_0|_{\text{mW/Hz}} &= 1000 \cdot N_0|_{\text{W/Hz}} \\ N_0|_{\text{dBm/Hz}} &= 10 \cdot \log_{10}(N_0|_{\text{mW/Hz}}) \end{aligned} \quad (3.28)$$

3.3.2 Rumore Shot

Il rumore Shot (o rumore granulare) viene generato al fotorivelatore per l'arrivo dei fotoni che generano una fluttuazione casuale nella corrente fotonica rilevata. Matematicamente, la corrente di disturbo di shot è un processo casuale con distribuzione di Poisson pertanto la sua densità spettrale di potenza è piatta ed è espressa come:

$$S_{i_{shot}}(\omega) = q I_{PD} \quad (3.29)$$

dove $q=1.6 \cdot 10^{-19}$ è la carica dell'elettrone e I_{av} è il valor medio della corrente fotonica ricevuta.

Usando di nuovo il teorema di Wiener si ha che la varianza di rumore shot è

$$\langle i_{shot}^2(t) \rangle = 2 q I_{PD} B \quad (3.30)$$

E di conseguenza la sua dsp monolaterale, effettuando vari passaggi, risulta essere pari a

$$N_{out}^{(shot)} \Big|_{\text{W/Hz}} = 2 \cdot q \cdot R_{PD} \Big|_{\Omega} \cdot I_{PD} \Big|_A \quad (3.31)$$

dove R_{PD} è l'impedenza del fotorivelatore.

3.3.3 Relative Intensity Noise (RIN)

Il RIN è dovuto all'emissione spontanea aggiunta al campo coerente del laser. Il risultato è la fluttuazione casuale della portante ottica modulata, che alla fine verrà osservata come fluttuazione nella corrente fotonica rilevata all'uscita del ricevitore.

Il RIN può essere generato da vibrazioni di cavità, oscillazioni del guadagno medio del laser o semplicemente dal rumore trasferito dalla sorgente: questo rumore è tipicamente indipendente dalla potenza del laser quindi, quando il rapporto segnale rumore (SNR) è limitato dal RIN, esso non dipende dalla potenza del laser, al contrario, quando il SNR è limitato dal rumore shot, migliora con l'aumentare della potenza del laser.

Il RIN è talvolta indicato come una sorta di rumore 1/f (rumore rosa) ed è misurato campionando la corrente di uscita del fotorivelatore nel tempo e trasformando questo insieme di dati in frequenza con una trasformata rapida di Fourier. In alternativa, può essere misurata analizzando lo spettro del segnale opto-rilevato utilizzando un analizzatore di spettro elettrico. Il rumore osservato nel dominio elettrico è proporzionale al quadrato della corrente rivelata e quindi alla potenza ottica al quadrato.

Si ottiene quindi che la densità spettrale di potenza monolaterale di rumore RIN è

$$N_{out}^{(RIN)} \Big|_{\text{W/Hz}} = R_{PD} \Big|_{\Omega} \cdot (I_{PD} \Big|_A)^2 \cdot RIN \Big|_{\text{Hz}^{-1}} \quad (3.32)$$

3.3.4 Rumore totale nel collegamento

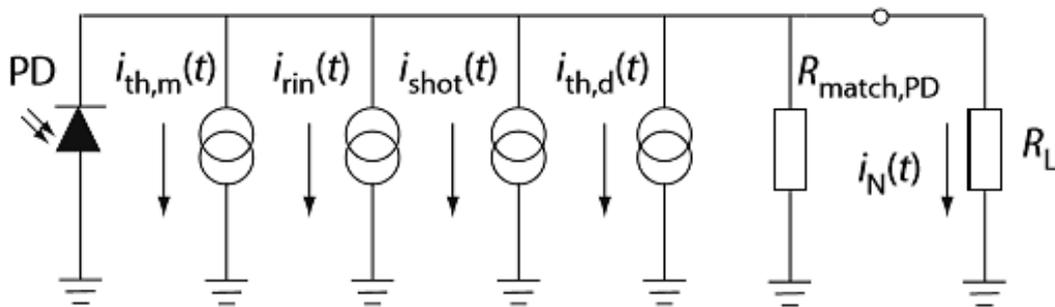


Figura 3.14: Modello di circuito con rumore totale

Per calcolare la potenza totale del rumore del collegamento RoF con modulazione esterna consideriamo lo schema in Figura 3.14 dove sono raffigurati i generatori di corrente di rumore. Abbiamo usato due sorgenti separate per descrivere il contributo di rumore termico del dispositivo di modulazione ($i_{th,m}$) e della resistenza del fotorivelatore corrispondente ($i_{th,d}$).

Ricordando che R_L è stata adattata alla sorgente e al fotorivelatore (ovvero $R_{\text{match,PD}} = R_L$) la corrente di rumore totale che attraversa il carico è

$$i_N(t) = \frac{1}{2} (i_{th,m}(t) + i_{shot}(t) + i_{rin}(t) + i_{th,d}(t)) \quad (3.33)$$

e la sua densità spettrale di potenza monolaterale

$$N_{\text{out}}|_{\text{W/Hz}} = (1 + g) \cdot N_{\text{out}}^{(th)}|_{\text{W/Hz}} + \frac{N_{\text{out}}^{(\text{RIN})}|_{\text{W/Hz}}}{4} + \frac{N_{\text{out}}^{(\text{shot})}|_{\text{W/Hz}}}{4} \quad (3.34)$$

Si noti che nel primo termine sul lato destro dell'equazione (3.34) abbiamo raggruppato il contributo termico di rumore del dispositivo di modulazione, che ammonta a $gkTB$, con quello della resistenza del fotorivelatore che è semplicemente kTB .

Il fattore guadagno entra in gioco nel rumore termico del dispositivo di modulazione perché il rumore viene generato inizialmente all'ingresso del collegamento e successivamente trasferito all'uscita, come è evidente dalla Figura 3.14.

Così, questa densità spettrale di potenza di rumore andrà incontro ad un'amplificazione (o un'attenuazione) del guadagno del collegamento. In generale però è più utile esprimere la dsp di rumore in dBm / Hz (cioè in decibel relativi a 1 mW per larghezza di banda di rumore pari a 1 Hz) piuttosto che in Watt.

Il rumore totale del collegamento, sulla base delle formule sopra citate, è stato calcolato e raffigurato nella Figura 3.15 dove si può notare che:

- per bassi valori di potenza domina il rumore termico;
- per alti valori di potenza domina il RIN.

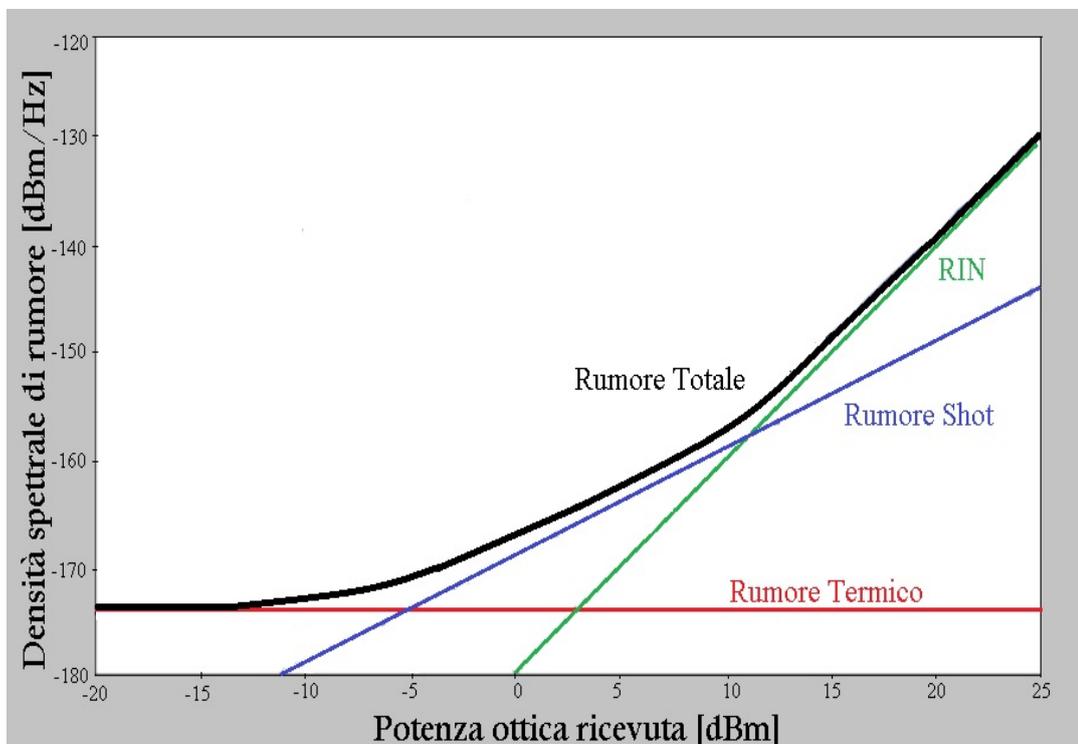


Figura 3.15: Grafico del rumore totale del collegamento RoF

3.4 Cifra di rumore (Noise Figure)

In un collegamento ottico è utile definire un indice di prestazione chiamato cifra di rumore.

La cifra di rumore (Noise Figure, NF) è una grandezza utilizzata in elettronica e nel campo delle telecomunicazioni assieme alla temperatura equivalente di rumore per quantificare la rumorosità di un sistema.

Per definire la cifra di rumore partiamo dalla definizione del fattore di rumore F.

Il fattore di rumore F di un dispositivo a due porte è definita come il rapporto tra la densità di potenza disponibile di rumore (in una banda di frequenze infinitesima) introdotta dal resistore posto all'ingresso del quadripolo e la densità di potenza disponibile di rumore misurata all'uscita, alla temperatura standard di 290° K.

$$F = \frac{N_{out}|_{W/Hz}}{g N_0|_{W/Hz}} \quad (3.35)$$

La cifra di rumore è quindi il logaritmo del fattore di rumore e la sua espressione in dB è:

$$NF|_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{N_{out}|_{W/Hz}}{g N_0|_{W/Hz}} \right) \quad (3.36)$$

e corrisponde all'attenuazione del cavo coassiale che abbiamo indicato con α . In questo modo confrontando la NF con l'attenuazione α è possibile fare i paragoni opportuni tra i due mezzi trasmissivi.

È facile capire come la Noise Figure sia indipendente dalla larghezza di banda del rumore e un modo per calcolarla in maniera semplice è di valutare il logaritmo nell'equazione (3.36) ed esprimere la cifra di rumore del collegamento come

$$NF = N_{out} - G + 174 \quad (3.37)$$

dove:

- $10 \log_{10}(kT) = -174$ dBm/Hz per $T=290$ K
- $G = 10 \log_{10}(g)$ è il guadagno espresso in dB

3.5 Distorsioni non lineari

All'inizio di questo capitolo, abbiamo brevemente accennato che la funzione di trasferimento del laser e dei dispositivi di modulazione non sono lineari. Per le espressioni del guadagno del collegamento e della cifra di rumore è sufficiente considerare solo la loro parte lineare. Tuttavia, un'indagine approfondita di questa non linearità è importante in quanto più avanti vedremo che questo fattore limiterà le prestazioni del collegamento.

Assumiamo che la non linearità del collegamento RoF sia dominato dai dispositivi di modulazione e che gli altri dispositivi come il fotorivelatore siano strettamente lineari anche se in realtà contribuisce comunque alla non linearità del collegamento. Tuttavia, i contributi sono molto più piccoli rispetto a quelli dei dispositivi di modulazione e, di conseguenza trascurabili.

Le non linearità più diffuse sono i punti di intercetta del secondo e del terzo ordine, ma nel nostro caso ci interessa il punto di intercetta del terzo ordine (IP3) poiché è il termine di distorsione più significativa.

3.5.1 Intercetta del terzo ordine (IP3)

Un parametro di caratterizzazione dell'intermodulazione in termini di potenza (dBm o dB) è il punto di intercetta del terzo ordine IP3 (3rd order Intercept Point) che fornisce il massimo livello d'interferenza tollerabile. La potenza d'uscita associata al segnale utile P_{out} cresce linearmente con la potenza della sorgente, mentre la potenza associata al prodotto di intermodulazione del terzo ordine IP3 ha una dipendenza cubica. Estrapolando questi andamenti in un diagramma logaritmico, l'intersezione tra la potenza P di uscita e la IP3 definisce il punto di intercetta.

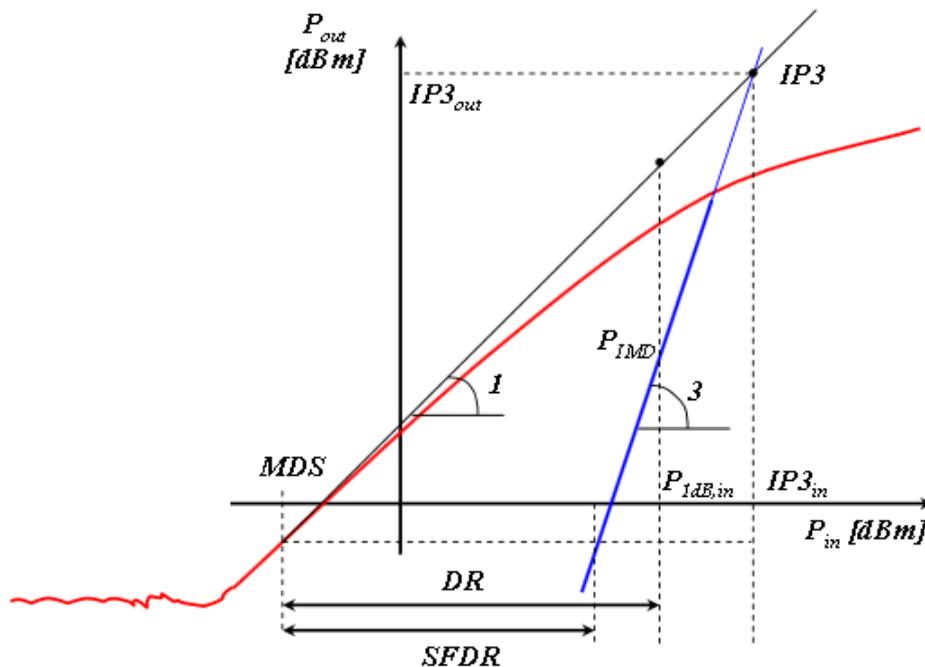


Figura 3.16: Grafico che permette di individuare le intercette di 3 ordine

Le formule che permettono di calcolare il punto di intercetta del terzo ordine sono

$$IP3|_w = 4 \cdot \frac{(V_{\pi}^{(RF)}|_V)^2}{\pi^2 \cdot R_{PD}|_{\Omega}}$$

$$IP3|_{mW} = 1000 \cdot IP3|_w \quad (3.38)$$

dove $V_{\pi}^{(RF)}$ è la tensione modulante a radiofrequenza.

3.5.2 Spurious Free Dynamic Range (SFDR)

Il Dynamic Range è definito come la differenza tra punto di compressione ad 1 dB e il minimo segnale rivelabile. Esprime quindi l'intervallo di potenze in ingresso che consente il funzionamento dell'amplificatore in maniera abbastanza lineare e tenendo conto del rumore aggiunto dall'amplificatore stesso ed è espresso come

$$DR_{dB} = P_{1dB,in}[dBm] - MDS_{dBm} \quad (3.39)$$

Se si vuole invece utilizzare l'amplificatore in una zona in cui i segnali spuri generati dal suo funzionamento non lineare possano essere considerati trascurabili, si utilizza il Range Dinamico Libero da Spurie (Spurious Free Dynamic Range, SFDR). Questo è definito avendo come estremo superiore il livello di potenza di ingresso al quale la potenza dovuta all'intermodulazione del terzo ordine emerge di 3 dB al di sopra del rumore in uscita. E' facile mostrare che si ha

$$SFDR_{dB} = \frac{2}{3}(IP3_{in}[dBm] - MDS_{dBm}) \quad (3.40)$$

Per i convertitori ADC e DAC, lo SFDR è definita come il rapporto tra il valore efficace della portante all'ingresso del convertitore di riferimento, diviso per il valor efficace della componente spettrale di maggior potenza, considerando rumore e distorsione, valutata all'uscita del convertitore.

Normalmente, questo parametro viene misurato in dBc (o dBp), quando si riferisce alla potenza calcolata rispetto alla portante, in inglese Carrier, oppure in dBFS, quando esso viene valutato rispetto al valore di fondo scala del convertitore.

Solitamente, lo SFDR viene definita lungo tutto lo spettro utile del segnale da 0 Hz fino alla frequenza di Nyquist, ma in alcuni casi può essere valutata anche solo su una specifica finestra di frequenze.

Nella maggior parte dei casi invece si considera come riferimento il livello del minimo segnale rilevabile all'ingresso del ricevitore, che può essere calcolato conoscendo a priori la cifra di rumore e la banda del segnale di ingresso. Se consideriamo un segnale che produce una distorsione armonica, riportata in ingresso, pari a questo valore, e lo rapportiamo allo stesso segnale minimo rilevabile, otteniamo il valore di SFDR del ricevitore.

Il grafico che permette di capire come individuare il valore di SFDR è riportato in Figura 3.17.

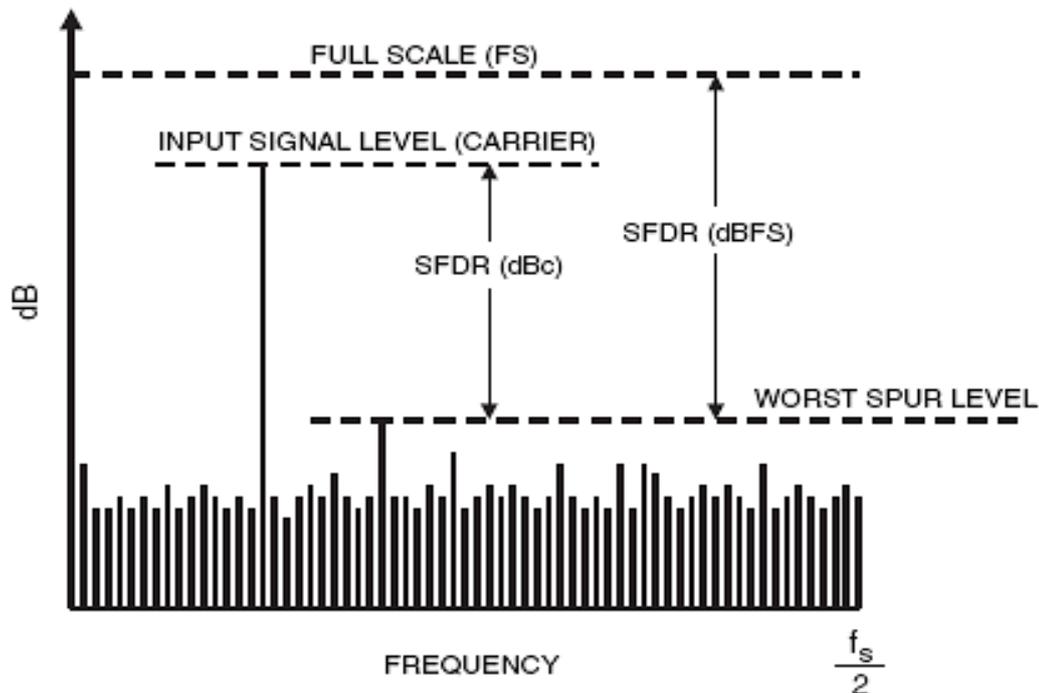


Figura 3.17: Grafico che permette di individuare lo SFDR

CAPITOLO 4

Analisi e studio dei disturbi e del rumore sul collegamento RoF

Dopo aver esposto le caratteristiche e i principali parametri di un collegamento realizzato in fibra ottica con la tecnica RoF, in questo capitolo analizzeremo e metteremo a confronto le prestazioni di più collegamenti con modulazione esterna e ne calcoleremo analiticamente i valori di guadagno, cifra di rumore NF e SFDR.

4.1 Esempi di collegamenti ottici RoF

Descrizione del Link MZM	
Primo collegamento	Modulatore : $V_{\pi,RF}=3.25V$, $IL=3$ dB; Diodo DFB: $P=50$ mW; $RIN=-165$ dB/Hz; Fotorivelatore: $S=0.8$ A/W, carico adattato a 50Ω ; Perdita nel link ottico: 1 dB
Secondo collegamento	Modulatore: $V_{\pi,RF}=3.25$ V, $IL=3$ dB; Diodo DFB: $P=50$ mW; $RIN=-165$ dB/Hz; Fotorivelatore: $S=0.8$ A/W, carico adattato a 50Ω ; Perdita nel link ottico: 5.5 dB
Terzo collegamento	Modulatore $V_{\pi,RF}=3.25$ V, $IL=3$ dB; Diodo Laser: $P=150$ mW; $RIN=\leq -165$ dB/Hz per $f > 100$ MHz); Fotorivelatore $S=0.7$ A/W, carico adattato a 50Ω ; Perdita nel link ottico: 1 dB

Tabella 4.1: Collegamenti ottici di riferimento presi in esame [10]

Nella Tabella 4.1 vengono considerati tre tipi di collegamenti RoF realizzati sfruttando il MZI⁵ e nella quale sono descritti i parametri dei dispositivi coinvolti utilizzando i migliori COTS⁶ disponibili sul mercato.

Uno schema generico del collegamento è mostrato in Figura 4.1, ma in particolare analizzeremo i seguenti componenti:

- Diodo laser DFB
- Modulatore Mach-Zehnder
- Linea di trasmissione in fibra
- Fotorivelatore per la rivelazione diretta

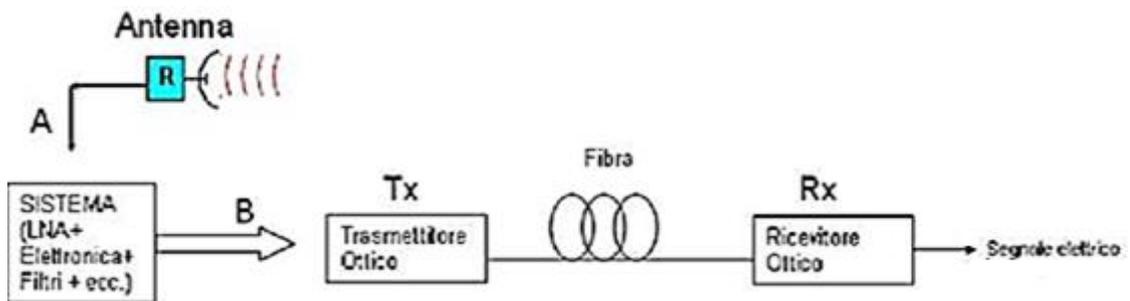


Figura 4.1: Schema del collegamento MZI [11]

4.2 Laser DFB

Un laser DFB (Distributed Feedback Laser) è un laser edge-emitting, ossia ad emissione laterale, caratterizzato da una cavità risonante e un'area attiva spazialmente distribuite.

Come mostrato in Figura 4.2 in queste strutture vengono realizzate delle "corrugazioni" per mezzo di una variazione periodica dell'indice di rifrazione.

⁵ L'**interferometro di Mach-Zehnder** è un tipo di interferometro a divisione di ampiezza, costituito da due specchi e da due beam splitter. Le onde all'interno del sistema percorrono due strade differenti; la differenza di cammino ottico può essere introdotta da una piccola asimmetria in uno dei beam splitter. Visto che i due percorsi sono separati, tale interferometro è difficile da allineare. Le sue applicazioni sono molto numerose: generalmente lungo uno dei due percorsi viene inserito un oggetto, ad esempio un vetro, che produce una differenza di cammino ottico. Conoscendo tale differenza, è ad esempio possibile calcolare l'indice di rifrazione del mezzo interposto.

⁶ COTS sta per (Components Off The Shelf e in sostanza indica componenti sul mercato resi disponibili dalle varie aziende.

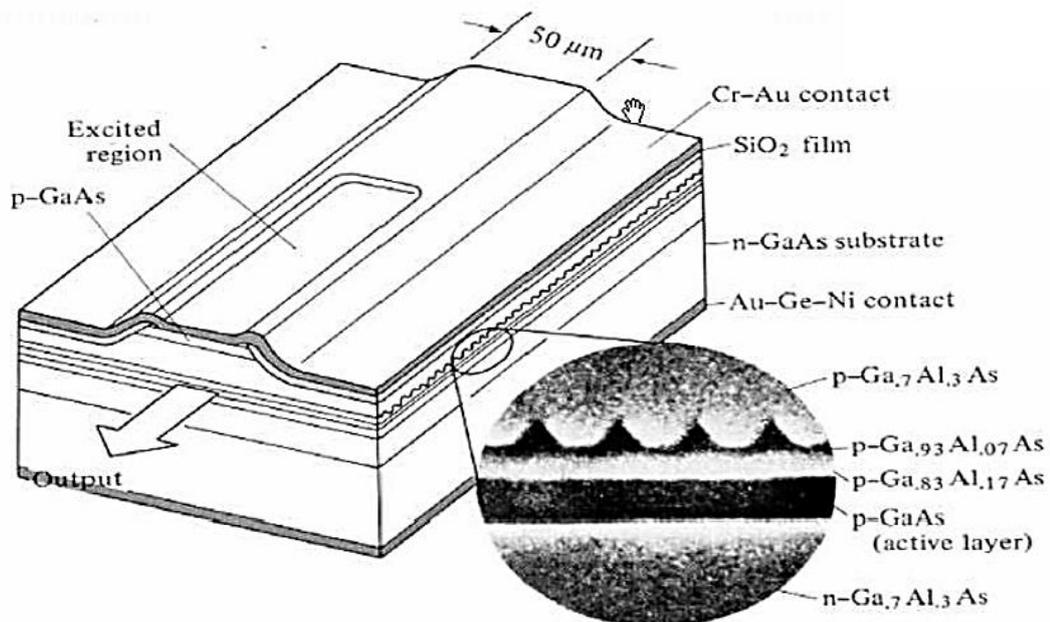


Figura 4.2: Caratteristiche del diodo laser DFB

Questo permette di ottenere una maggiore stabilità della lunghezza d'onda rispetto ad un laser Fabry-Perot: infatti un laser DFB presenta uno spettro praticamente monomodale (la differenza tra riga centrale e righe secondarie è $>$ di 35 dB).

Pertanto un laser DFB con riga di emissione centrata alla lunghezza d'onda di 1310 o 1550 nm (rispettivamente in 2° e 3° finestra) potrebbe sembrare la fonte ottica migliore per il sistema che stiamo considerando, se non fosse che da un'indagine è risultato che i laser DFB sono estremamente costosi (prezzo indicativo di 550 euro al pezzo per un lotto di 1000 pezzi).

L'elevato prezzo di questi laser è dovuto al fatto che non sono testabili quando sono ancora in wafer, ma devono essere prima tagliati e poi testati uno ad uno per verificarne le corrette prestazioni.

D'altra parte però questi laser, oltre al vantaggio di essere monomodali, sono dispositivi che ben si prestano ad una modulazione diretta, quindi integrata all'interno del dispositivo di controllo del laser, che risulta pertanto più semplice da gestire, meno ingombrante e più economica.

Questo tipo di modulazione però è consentita per velocità fino a 2.5 Gbps, pertanto in ogni caso sarebbe necessario adottare una modulazione esterna.

Così come avviene per i collegamenti realizzati in digitale, anche nel link analogico il blocco più delicato e che richiede più attenzione nella sua progettazione è il trasmettitore. Questo contiene il laser e tutta la parte elettronica adibita al suo controllo (circuiti di polarizzazione e loop per il controllo di potenza), inoltre il segnale a radiofrequenza ricevuto dalle antenne va a modulare il laser secondo una modulazione diretta, variando la corrente di iniezione del laser, e quindi la potenza emessa che viene trasmessa attraverso la fibra fino al ricevitore [11].

I parametri del laser che ci interessano sono:

- **la potenza trasmessa accoppiata in fibra**

$$P_{\text{TX}}|_{\text{dBm}} \text{ o } P_{\text{TX}}|_{\text{W}} = \frac{10^{\frac{P_{\text{TX}}|_{\text{dBm}}}{10}}}{1000}$$

- **l' intensità relativa di rumore (RIN):** instabilità del livello di potenza del laser, la cui densità spettrale di potenza monolaterale di rumore relativo di intensità è esprimibile come

$$RIN|_{\text{dB/Hz}} \text{ oppure } RIN|_{\text{Hz}^{-1}} = 10^{\frac{RIN|_{\text{dB/Hz}}}{10}}$$

4.3 Modulatore Mach-Zehnder

Come già visto precedentemente, il modulatore ottico è quello strumento che permette di imprimere sulla portante ottica l'informazione che si vuole trasmettere.

La modulazione esterna [11], più complessa e costosa di quella interna, è migliore in termini di prestazioni, in quanto limita al minimo gli effetti dovuti alla distorsione e viene realizzata imprimendo sulla portante ottica di un laser CW (ad onda continua) una modulazione di ampiezza attraverso un dispositivo esterno.

Il tipo di modulatore esterno che ci interessa è il Mach-Zehnder e i parametri di nostro interesse sono:

- **Half-wavelength voltage V_{π} :** tensione a mezz'onda ovvero la tensione necessaria affinché la variazione di fase tra i due percorsi sia di π

$$V_{\pi}^{(\text{DC})}|_{\text{V}} \quad \text{può assumere valori di 5.3 V, 6.4 V}$$

$$V_{\pi}^{(\text{RF})}|_{\text{V}} \quad \text{può assumere valori di 3.25 V, 3.8 V, 3.85 V}$$

- **Perdita per inserzione o insertion loss $IL|_{\text{dB}}$:** perdita di potenza di un segnale dovuta all'inserimento di un dispositivo all'interno di una linea di trasmissione o in una fibra ottica ed è solitamente espressa in decibel (dB). Se P_T è la potenza trasmessa sul carico prima dell'attenuazione e P_R è la potenza ricevuta dal carico dopo l'attenuazione, allora l'insertion loss in dB è

$$10 \log_{10} \frac{P_T}{P_R}$$

- **Impedenza $R_{\text{MZ}}|_{\Omega}$**

- **Tensione di polarizzazione (o di bias) $V_B|_{\text{V}}$**

$$- \text{ Angolo di bias } \phi_B = \pi \cdot \frac{V_B|_V}{V_\pi^{(DC)}|_V}$$

4.4 Perdite nelle fibre

Il tipo di fibra che adoperiamo nei collegamenti considerati è di tipo monomodale poiché ha minori perdite.

Fibre ottiche comuni presentano infatti perdite da 4 a 6 dB per km (perdite dal 60% al 75% per km) alla lunghezza d'onda di 850 nm. Alla lunghezza d'onda di 1300 nm, le perdite calano da 3 a 4 dB per km (perdite dal 50% al 60% per km). Fibre di elevata qualità hanno perdite di circa 3 dB (50%) per km a 850nm e 1 dB (20%) per km a 1300nm. Perdite di 0.5 dB (10%) per km a 1550 nm sono normali.

Queste perdite sono in principalmente dovute a scattering (o diffusione) e assorbimento della luce da parte di impurità presenti nel vetro.

Un'altra causa di perdite in fibra è l'eccessiva curvatura, che permette a parte della luce di lasciare l'interno della fibra. Minore il raggio di curvatura, maggiore la perdita.

I fattori di attenuazione citati sono indipendenti dalla larghezza di banda. In altre parole, le stesse perdite intervengono sia che il segnale sia modulato a 10 Hz che a 100 MHz.

I parametri della fibra ottica nel nostro caso sono:

- **Attenuazione specifica della fibra ottica** $\alpha|_{\text{dB/km}}$
- **Lunghezza del collegamento in fibra ottica** $D|_{\text{km}}$
- **Attenuazione del collegamento in fibra ottica** $L|_{\text{dB}} = \alpha|_{\text{dB/km}} \cdot D|_{\text{km}}$
- **Perdita per inserzione componenti WDM⁷** (connettori, ecc.) $L_{\text{WDM}}|_{\text{dB}}$
- **Perdita totale del collegamento in fibra ottica**

$$L_{\text{tot}}|_{\text{dB}} = L|_{\text{dB}} + IL|_{\text{dB}} + L_{\text{WDM}}|_{\text{dB}} \quad \text{ovvero} \quad L_{\text{tot}} = 10^{\frac{L_{\text{tot}}|_{\text{dB}}}{10}}$$

- **Guadagno del collegamento in fibra ottica**

$$g = \left(\frac{\pi \cdot P_{\text{TX}}|_W \cdot S|_{\Lambda/W} \cdot R_{\text{PD}}|_{\Omega} \cdot \sin(\phi_B)}{4 \cdot L_{\text{tot}} \cdot V_\pi^{(\text{RF})}|_V} \right)^2$$

⁷ In telecomunicazioni **WDM** è la sigla di **Wavelength Division Multiplexing**, un tipo di moltiplicazione utilizzato nei sistemi di comunicazione ottica. Di fatto trattasi di una moltiplicazione classica di tipo FDM dove in ottica si preferisce lavorare riferendosi alle lunghezze d'onda anziché alle usuali frequenze dell'onda elettromagnetica portante l'informazione.

4.5 Ricevitore

Analizzando il segnale al ricevitore, il fotorivelatore, rivelando l'intensità di potenza ottica, è in grado di ricostruire la forma d'onda a RF permettendone così la sua analisi.

Il vantaggio dell'utilizzo di un link analogico invece di un link digitale sta nel fatto che l'elettronica necessaria per trasferire il segnale dall'antenna al ricevitore è inferiore rispetto a quella necessaria per avere un collegamento in digitale. Nel caso analogico, infatti, sull'antenna non sono necessari convertitori A/D, formattatori di trame e, soprattutto, non è necessario trasferire nessun segnale di sincronismo, che generalmente crea non pochi problemi nella realizzazione di un link digitale.

Per questo al di là del circuito trasmettitore e di una parte di front-end necessaria a filtrare e a dare una prima amplificazione al segnale a radiofrequenza (che giunge dallo spazio debolissimo), non è necessario nessun altro componente elettronico all'altezza dell'antenna.

I parametri del ricevitore necessari per la nostra analisi sono:

- **Responsivity del fotorivelatore** $S|_{A/W}$
- **Impedenza del fotorivelatore** $R_{PD}|_{\Omega}$
- **Potenza ricevuta**

$$P_{RX}|_{dBm} = P_{TX}|_{dBm} - L_{tot}|_{dB} - 3 \text{ dB} \qquad P_{RX}|_W = \frac{10^{\frac{P_{RX}|_{dBm}}{10}}}{1000}$$

- **Corrente media di fotorivelazione**

$$I_{PD}|_A = P_{RX}|_W \cdot S|_{A/W} \cdot [1 - \cos(\phi_B)]$$

4.6 Calcolo della cifra di rumore NF, SFDR e IP3

Di seguito elenchiamo le densità spettrali di potenza monolaterale dei vari contributi di rumore che sono la più comune forma di degradazione di un segnale.

La densità spettrale di potenza monolaterale del rumore termico che è prodotto in ogni sistema reale dissipativo che si trovi a temperatura diversa dallo zero assoluto per la fluttuazione dei portatori di carica entro un elemento conduttore è

$$N_0|_{W/Hz} = kT_0$$

oppure

$$N_0|_{mW/Hz} = 1000 \cdot N_0|_{W/Hz} \quad , \quad N_0|_{dBm/Hz} = 10 \cdot \log_{10}(N_0|_{mW/Hz})$$

La densità spettrale di potenza monolaterale di rumore RIN è

$$N_{\text{out}}^{(\text{RIN})}\Big|_{\text{W/Hz}} = R_{\text{PD}}\Big|_{\Omega} \cdot (I_{\text{PD}}\Big|_{\text{A}})^2 \cdot \text{RIN}\Big|_{\text{Hz}^{-1}}$$

La densità spettrale di potenza monolaterale di rumore shot è

$$N_{\text{out}}^{(\text{shot})}\Big|_{\text{W/Hz}} = 2 \cdot q \cdot R_{\text{PD}}\Big|_{\Omega} \cdot I_{\text{PD}}\Big|_{\text{A}}$$

La densità spettrale di potenza monolaterale di rumore termico è

$$N_{\text{out}}^{(\text{th})}\Big|_{\text{W/Hz}} = N_0$$

La densità spettrale di potenza monolaterale di rumore totale è

$$N_{\text{out}}\Big|_{\text{W/Hz}} = (1 + g) \cdot N_{\text{out}}^{(\text{th})}\Big|_{\text{W/Hz}} + \frac{N_{\text{out}}^{(\text{RIN})}\Big|_{\text{W/Hz}}}{4} + \frac{N_{\text{out}}^{(\text{shot})}\Big|_{\text{W/Hz}}}{4}$$

La cifra di rumore in dB riprendendo le equazioni (3.35) e (3.36) è

$$NF|_{\text{dB}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{N_{\text{out}}\Big|_{\text{W/Hz}}}{g N_0\Big|_{\text{W/Hz}}} \right)$$

Per quanto riguarda i termini relativi alla non linearità del dispositivo di modulazione sono le seguenti:

- **Punto di intercetta del II ordine**

$$IP2\Big|_{\text{W}} = 2 \cdot \tan^2(\phi_B) \cdot \frac{(V_{\pi}^{(\text{RF})}\Big|_{\text{V}})^2}{\pi^2 \cdot R_{\text{PD}}\Big|_{\Omega}}$$

$$IP2\Big|_{\text{mW}} = 1000 \cdot IP2\Big|_{\text{W}}$$

$$IP2\Big|_{\text{dBm}} = 10 \cdot \log_{10}(IP2\Big|_{\text{mW}})$$

- **Punto di intercetta del III ordine**

$$IP3\Big|_{\text{W}} = 4 \cdot \frac{(V_{\pi}^{(\text{RF})}\Big|_{\text{V}})^2}{\pi^2 \cdot R_{\text{PD}}\Big|_{\Omega}}$$

$$IP3\Big|_{\text{mW}} = 1000 \cdot IP3\Big|_{\text{W}}$$

$$IP3\Big|_{\text{dBm}} = 10 \cdot \log_{10}(IP3\Big|_{\text{mW}})$$

- **Spurious Free Dynamic Range (SFDR)**

$$SFDR_n\Big|_{\text{dBm/Hz}^{2/3}} = \frac{n-1}{n} \cdot [IPn\Big|_{\text{dBm}} - (N_0\Big|_{\text{dBm/Hz}} + NF\Big|_{\text{dB}})]$$

$$SFDR_2|_{\text{dBm/Hz}^{2/3}} = \frac{1}{2} \cdot [IP2|_{\text{dBm}} - (N_0|_{\text{dBm/Hz}} + NF|_{\text{dB}})]$$

$$SFDR_3|_{\text{dBm/Hz}^{2/3}} = \frac{2}{3} \cdot [IP3|_{\text{dBm}} - (N_0|_{\text{dBm/Hz}} + NF|_{\text{dB}})]$$

4.6.1 Risultati ottenuti

Alla luce di quanto esposto fino ad ora, e sulla base dei parametri di interesse sopra elencati possiamo calcolare i valori di guadagno, cifra di rumore NF e SFDR. Per svolgere i vari calcoli è necessario ricordare le costanti fisiche necessarie per calcolare le densità spettrali ovvero:

- Carica dell'elettrone : $q=1.60 \cdot 10^{-19}$ C
- Costante di Boltzmann : $k=1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K
- Temperatura ambiente: $T_0=290^\circ$ K

La densità spettrale di potenza di rumore dei tre collegamenti è la stessa e si ricava tramite l'equazione (3.28) :

$$N_0 = 4.00E - 21 \text{ W/Hz}$$

$$N_0 = 4.00E - 18 \text{ MW/Hz}$$

$$N_0 = -174,0 \text{ dBm/Hz}$$

Nella Tabella 4.2 riporta tutti i calcoli per arrivare ai valori di NF e SFDR dei tre collegamenti.

		Primo collegamento		Secondo collegamento		Terzo collegamento	
DFB Laser	P_{TX}	50	mW	50	mW	150	mW
DFB Laser	P_{TX}	17,0	dBm	17,0	dBm	21,8	dBm
DFB Laser	RIN	-165	dB/Hz	-165	dB/Hz	-165	dB/Hz
DFB Laser	RIN	3,16E-17	Hz ⁻¹	3,16E-17	Hz ⁻¹	3,16E-17	Hz ⁻¹
MZ Ext. Modul.	$V_{\pi,RF}$	3,25	V	3,25	V	3,25	V
MZ Ext. Modul.	IL	3	dB	3	dB	3	dB
MZ Ext. Modul.	R_{Mod}	50	Ω	50	Ω	50	Ω
π / Bias Angle	π / ϕ_B					3	
Optical Link Loss	L	1	dB	5,5	dB	1	dB
Detector	S	0,8	A/W	0,8	A/W	0,7	A/W
Detector	R_{PD}	50	Ω	50	Ω	50	Ω
	L_{tot}	2,5118864		7,0794578		2,5118864	
	1/ L_{tot}	0,3981072		0,1412538		0,3981072	
	g	0,0370231		0,0046609		0,2551124	
	g	-14,32	dB	-23,32	dB	-5,93	dB
	N_{out}	5,90E-20	W/Hz	1,87E-20	W/Hz	5,12E-20	W/Hz
	P_{RX}	10,0	dBm	5,5	dBm	14,8	dBm
	P_{RX}	10,0	mW	3,5	mW	29,9	mW
	P_{RX}	9,98E-03	W	3,54E-03	mW	2,99E-02	mW
	I_D	7,98E-03	A	2,83E-03	A	2,10E-02	A
	$N_{out, RIN}$	1,01E-19	W/Hz	1,27E-20	W/Hz	6,94E-19	W/Hz
	$N_{out, shot}$	1,28E-19	W/Hz	4,53E-20	W/Hz	1,68E-19	W/Hz
	$N_{out, Th}$	4,00E-21	W/Hz	4,00E-21	W/Hz	4,00E-21	W/Hz
	N_{out}	6,13E-20	W/Hz	1,85E-20	W/Hz	4,69E-20	W/Hz
	NF	26,16	dB	29,97	dB	16,62	dB
	IP3	85,6	mW	85,6	mW	85,6	mW
	IP3	19,3	dBm	19,3	dBm	19,3	dBm
	SFDR	111,5	dBm/Hz^{2/3}	108,9	dBm/Hz^{2/3}	117,5	dBm/Hz^{2/3}

Tabella 4.2: Calcoli di NF e SFDR dei collegamenti in Tabella 4.1

La cifra di rumore NF dei collegamenti su fibra ottica tramite la tecnica RoF può essere confrontata con la perdita di un collegamento realizzato mediante cavo coassiale in rame per determinarne i vantaggi.

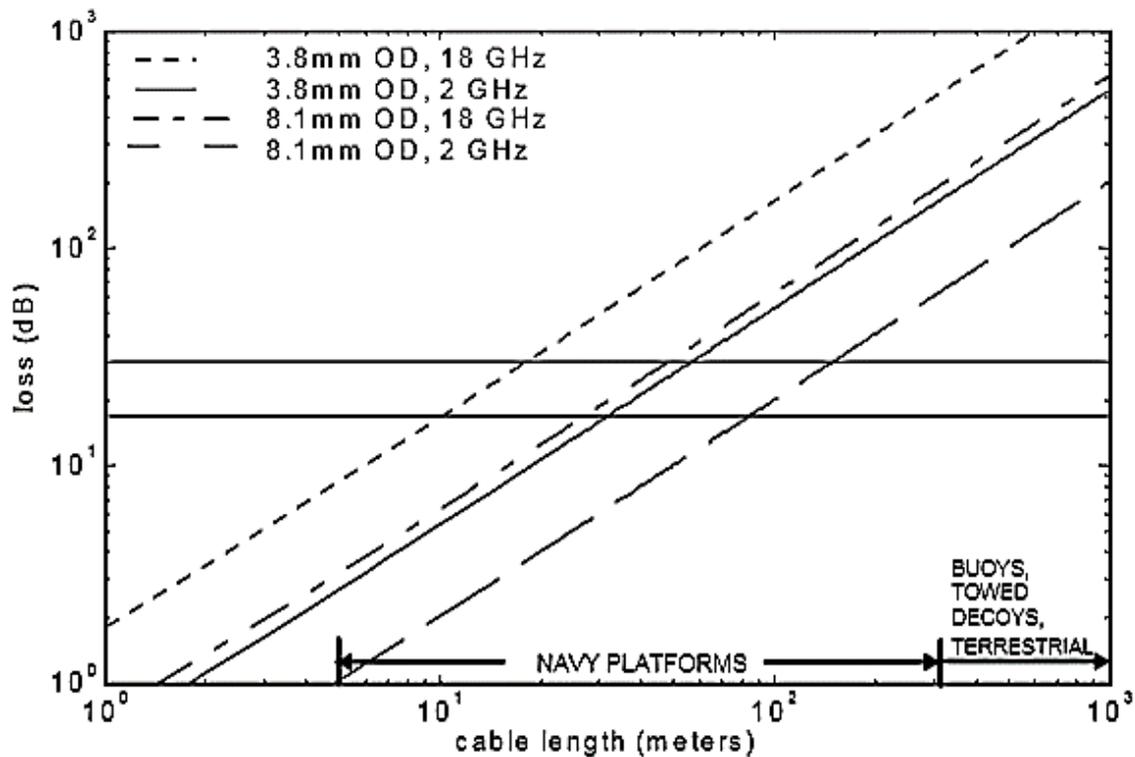


Figura 4.3: Perdita cavo coassiale e fibra a confronto [10]

Nella Figura 4.3 sono illustrate le perdite della fibra e del cavo coassiale in funzione della distanza, dove sono stati presi in considerazione cavi coassiali di diametro 3.8 mm e 8.1 mm a 2 GHz e 18 GHz. Distanze di collegamento rilevanti per le piattaforme navali della Marina Militare Italiana sono indicate sull'asse x con il termine di “NAVY PLATFORMS”. Riferendoci alle prestazioni a RF di un collegamento fotonico, le due linee orizzontali sono relative ai valori di NF corrispondente ai collegamenti 2 e 3 della Tabella 4.1.

Alla fine dell’elaborato porremo l’attenzione sulla Figura 4.1 per capire l’applicabilità della tecnologia RoF a bordo delle Unità Navali a seconda della loro lunghezza.

Consideriamo, per avere altri confronti sulle prestazioni e sui valori numerici di NF e SFDR ottenibili tramite la tecnica della RoF, gli Esempi 1 e 2 [9] che illustrano altri due tipi di collegamento ottico in cui è chiara l’importanza dei parametri esposti fino ad ora ovvero: la tensione a semionda nel modulatore MZ, la potenza ottica in ingresso al modulatore e la capacità di gestione della potenza di alimentazione del modulatore e del fotorivelatore.

Esempio 1

Consider an MZM with these parameters : $V_{\pi,DC} = 6.4V$, $V_{\pi,RF} = 3.8V$, and $L_{mod} = 4$ dB. Moreover we assume an excess loss (L_{ex}) of 1 dB occurs in the APL such that the total optical loss, L , in Equation (2.25) amounts to 5 dB. The modulator is biased at quadrature ($\phi_B = \pi/2$) and the detector responsivity is taken to be $0.75W/A$, while the source and the load resistances are assumed to be 50Ω . If the input optical power at the modulator, P_i is set at 20 mW (+13 dBm), the calculated link gain according to Equation (2.25) in decibels is -26.2 dB. Now suppose we use a different modulator with the same characteristics but with a lower RF half-wave voltage of 1.9V, the link gain will be improved to -20.2 dB.

Esempio 2

Reconsider the original configuration ($V_{\pi,RF} = 3.8V$) in the previous example. If we replace the light source with a high power laser with an output optical power of +23 dBm, the theoretical link gain that can be achieved is -6.2 dB. However, the typical average optical power handling capability of a commercially available MZM is around +20 dBm. Thus, the link gain now is limited to -12.2 dB. Moreover, suppose that the maximum average optical power that can be handled by the photodetector is around +10 dBm. In this case, the usable input optical power is further limited to +18 dBm, which can be easily calculated using Equation (2.20). This will result in the achievable link gain of -16.2 dB, a ten fold reduction compared to the case where the optical power handling of the components is not an issue.

Eseguendo gli stessi calcoli, otteniamo i valori finali di NF e SFDR nella Tabella 4.3.

		Esempio 1				Esempio 2					
DFB Laser	P _{TX}	20	mW	20	mW	200	mW	100	mW	63	mW
DFB Laser	P _{TX}	13,0	dBm	13,0	dBm	23,0	dBm	20,0	dBm	18,0	dBm
DFB Laser	RIN	-165	dB/Hz								
DFB Laser	RIN	3,16E-17	Hz ⁻¹								
MZ Ext. Modul.	V _{π,RF}	3,8	V	1,9	V	3,8	V	3,8	V	3,8	V
MZ Ext. Modul.	IL	4	dB								
MZ Ext. Modul.	R _{Mod}	50	Ω								
Optical Link Loss	L	1	dB								
Detector	S	0,75	A/W								
Detector	R _{PD}	50	Ω								
	L _{tot}	3,16227766		3,162278		3,162278		3,162278		3,162278	
	1/L _{tot}	0,316227766		0,316228		0,316228		0,316228		0,316228	
	g	0,002402897		0,009612		0,24029		0,060072		0,023843	
	g	-26,19	dB	-20,17	dB	-6,19	dB	-12,21	dB	-16,23	dB
	N _{out}	1,58E-20	W/Hz	1,58E-20	W/Hz	3,23E-19	W/Hz	1,08E-19	W/Hz	5,62E-20	W/Hz
	P _{RX}	5,0	dBm	5,0	dBm	15,0	dBm	12,0	dBm	10,0	dBm
	P _{RX}	3,2	mW	3,2	mW	31,7	mW	15,8	mW	10,0	mW
	P _{RX}	3,17E-03	mW	3,17E-03	mW	3,17E-02	mW	1,58E-02	mW	9,98E-03	mW
	I _D	2,38E-03	A	2,38E-03	A	2,38E-02	A	1,19E-02	A	7,49E-03	A
	N _{out, RIN}	8,94E-21	W/Hz	8,94E-21	W/Hz	8,94E-19	W/Hz	2,23E-19	W/Hz	8,87E-20	W/Hz
	N _{out, Shot}	3,80E-20	W/Hz	3,80E-20	W/Hz	3,80E-19	W/Hz	1,90E-19	W/Hz	1,20E-19	W/Hz
	N _{out, Th}	4,00E-21	W/Hz								
	N _{out}	1,58E-20	W/Hz	1,58E-20	W/Hz	3,23E-19	W/Hz	1,08E-19	W/Hz	5,62E-20	W/Hz
	NF	32,14	dB	26,13	dB	25,27	dB	26,51	dB	27,70	dB
	IP3	117,0	mW	29,3	mW	117,0	mW	117,0	mW	117,0	mW
	IP3	20,7	dBm	14,7	dBm	20,7	dBm	20,7	dBm	20,7	dBm
	SFDR	108,3	dBm/Hz^{2/3}	108,3	dBm/Hz^{2/3}	112,9	dBm/Hz^{2/3}	112,1	dBm/Hz^{2/3}	111,3	dBm/Hz^{2/3}

Tabella 4.3: Calcolo NF e SFDR degli Esempi 1 e 2

Considerando quindi i risultati ottenuti in Tabella 4.2 e 4.3, si può notare come la cifra di rumore NF, il valore di SFDR e di conseguenza le perdite presenti nel collegamento realizzato mediante fibra ottica siano nettamente inferiori rispetto al cavo coassiale soprattutto se si lavora su lunghezze dei cavi superiori ai 150 metri e come l'utilizzo della tecnica della RoF sia un'ottima soluzione per trasmettere il segnale quanto più possibile fedele all'originale, prerogativa fondamentale per tutte le trasmissioni specialmente in campo militare.

La scelta fra trasmissioni ottiche ed elettriche (ovvero "in rame") per un determinato tipo di sistema si basa su diversi compromessi. La fibra ottica è in generale preferibile per sistemi a banda più elevata o per distanze superiori a quelle che possono garantire i sistemi elettrici.

I maggiori vantaggi della fibra sono le sue basse perdite, che consentono lunghe distanze tra amplificatori, e la sua intrinseca capacità di trasportare grandi quantità di informazione. Infatti, sarebbero necessari migliaia di fili in rame per rimpiazzare una sola fibra. Un altro vantaggio è che più fibre possono correre fianco a fianco per migliaia di chilometri senza incorrere in fenomeni di crosstalk apprezzabili, a differenza di numerosi tipi di linee di trasmissione.

Nelle applicazioni su brevi distanze e che richiedano banda limitata, spesso, le comunicazioni di tipo elettrico sono preferibili a causa di

- ✓ Minori costi per i materiali quando si desiderano quantità non molto elevate
- ✓ Costo minore di trasmettitori e ricevitori
- ✓ Facilità di giunzione
- ✓ Capacità di trasportare l'alimentazione elettrica insieme ai segnali

Grazie a questi vantaggi, le comunicazioni ottiche non sono molto diffuse in applicazioni a breve e brevissima distanza (LAN, trasmissioni da chip a chip), anche se è stato dimostrato che i sistemi ottici scalano anche su queste dimensioni.

In alcune situazioni, la fibra può anche essere usata su brevi distanze e dove sia richiesta poca banda; infatti proprio in ambito militare la fibra presenta numerosi vantaggi tra cui:

- ✓ Immunità alle interferenze elettromagnetiche
- ✓ Alta resistenza elettrica che la rende sicura da usare vicino a strumenti ad alto voltaggio o tra aree in cui il riferimento di terra è diverso
- ✓ Maggiore sicurezza: non produce scintille, caratteristica importante in ambienti infiammabili o ricchi di gas esplosivi
- ✓ Maggiore leggerezza, utile ad esempio negli aeroplani e a bordo delle Unità Navali
- ✓ Assenza di radiazione elettromagnetica e quasi impossibilità di intercettare il segnale senza distruggerlo, importante in ambienti ad alta riservatezza
- ✓ Cavi molto più piccoli e quindi adatti a spazi ridotti.

Inoltre è effettivamente impossibile intercettare i dati trasmessi su fibra ottica senza tagliare il cavo, ma come già detto precedentemente questa tecnologia soffre comunque dell'inconveniente del "degrado del segnale".

Questo significa che il segnale, dopo vari chilometri, deve essere amplificato: per fare questo, lungo la linea realizzata in fibra ottica sono poste delle centraline che convertono il segnale ottico in segnale elettrico, lo amplificano, e quindi lo ritrasmettono.

CAPITOLO 5

Design Exploration

Questo capitolo è dedicato allo studio e all'analisi dei componenti, delle caratteristiche e delle prestazioni del collegamento RoF finalizzati a fare una design exploration per spiegare i motivi che spingono ad utilizzare un particolare tipo di laser, una determinata modulazione e un particolare fotorivelatore.

5.1 Laser VCSEL e fotodiodi PIN

Poniamo l'attenzione sul trasmettitore, dove oltre ai laser DFB è possibile utilizzare anche i laser VCSELs (Vertical Cavity Surface-Emitting Lasers) che lavorano a 850nm. I VCSELs [12] (vedi Figura 5.1) sono componenti optoelettronici efficienti con una buona linearità e larga ampiezza di banda e, usati nelle applicazioni delle telecomunicazioni, offrono molti vantaggi rispetto ai laser semiconduttori di tipo edge-emitting:

- un basso costo di fabbricazione dei componenti realizzati direttamente sul wafer, prima della separazione in chips discreti.
- una tecnologia perfettamente controllata nella gamma di lunghezze d'onda visibile e copre il vicino infrarosso, da 350nm a 980nm: l'eccellente affidabilità a temperatura ambiente permette l'uso di laser non raffreddati.
- una bassa corrente di soglia con un'alta efficienza, e quindi un ridotto consumo energetico.
- un limite di velocità che si tenta costantemente di innalzare: infatti ad oggi i VCSELs sono disponibili a 40Gbit/s;
- la possibilità di creare array di VCSEL.

Dall'altro lato i VCSELs hanno:

- bassa potenza ottica trasmittente;
- livello di RIN relativamente alto.

In ricezione possono essere usati fotodiodi PIN a 850nm a partire da quelli Finisar fino ai VI-Systems.

I fotodiodi Finisar consistono in un ricevitore ottimale di tipo Sub-Assembly (ROSA) composto da un fotodiodo Pin GaAs (Gallium Arsenide) con in cascata un amplificatore a trasimpedenza (TIA) mentre i VI-Systems sono moduli dotati di piedini composti da soli fotodiodi GaAs PIN.

Le caratteristiche dei laser e dei fotodiodi maggiormente utilizzati sono illustrati nelle Tabelle 5.1 e 5.2.

Laser	Wavelength	Manufacturer	Reference	Optical connector
VCSEL	850nm	Finisar	HFE6192-761	LC/PC
VCSEL	850nm	VI-Systems	V40-850M	FC/APC
FP	1310nm	Finisar	FP-1310-10LRM-LCA	LC/PC
VCSEL	1550nm	Raycan	RC32xxx1-T	SC/APC
VCSEL	850nm	U-L-M Photonics	Glass Substrate (GS2)	LC/PC

Tabella 5.1: Caratteristiche dei maggiori laser utilizzati

Photodiode	Wavelength	Manufacturer	Reference	Optical connector	TIA
GaAs PIN	850nm	Finisar	HFD6380-419	LC/PC	yes
GaAs PIN	850nm	VI-Systems	D30-850M	LC/PC	no
GaAs PIN	850nm	New Focus	Model 1481-S	FC/PC	no
InGaAs PIN	1310nm	Finisar	PIN-1310-10LR-LC	LC/PC	yes
InGaAs PIN	1550nm	Nortel Networks	PP-10G	FC/PC	yes

Tabella 5.2: Caratteristiche dei maggiori fotodiodi utilizzati



(a)

(b)

Figura 5.1: Esempio di Laser VCSEL (a) ed esempi di fotodiodi (b)

5.1.1 Performance Statiche del laser

La potenza ottica emessa dal laser è stata misurata in funzione della corrente di polarizzazione (Bias) utilizzando un misuratore di potenza ottica. Pertanto le curve Corrente-Potenza in uscita sono mostrate nelle Figure 5.2 e 5.3 in cui sono rappresentate anche l'efficienza di conversione elettro-ottico (E/O) e la corrente di soglia.

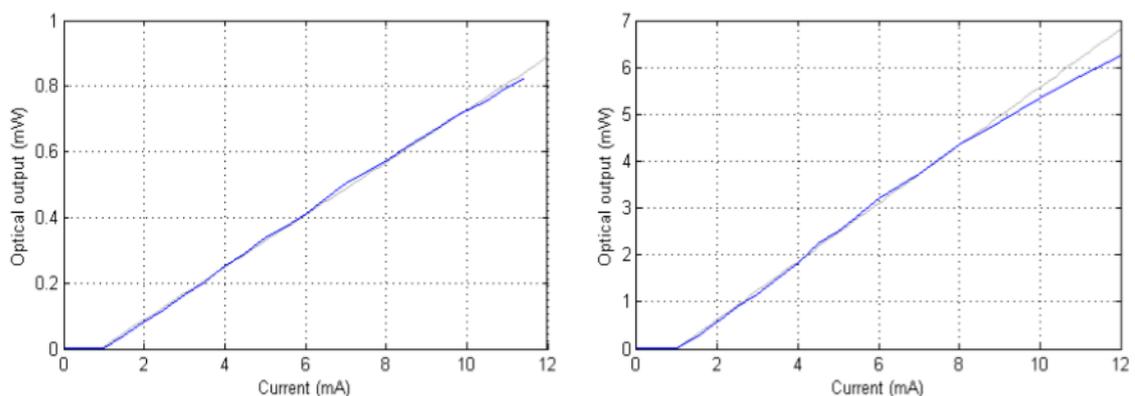


Figura 5.2: Sono rappresentate a sinistra la Curva Corrente-Potenza del Finisar VCSEL a 850 nm e a destra quella del VI-System VCSEL a 850nm. In grigio sono rappresentate le approssimazioni lineari

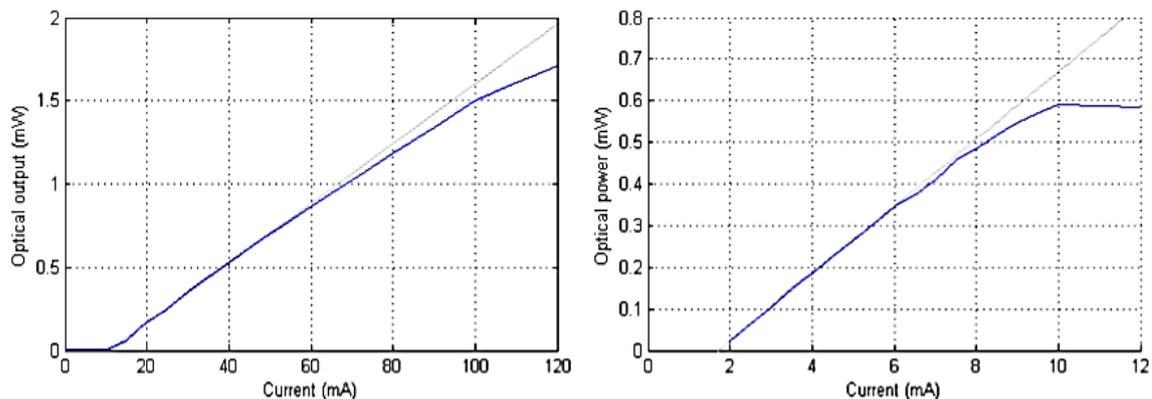


Figura 5.3: Curve Corrente-Potenza del Finisar FP a 1310nm sulla sinistra e del Raycan VCSEL a 1550nm sulla destra.

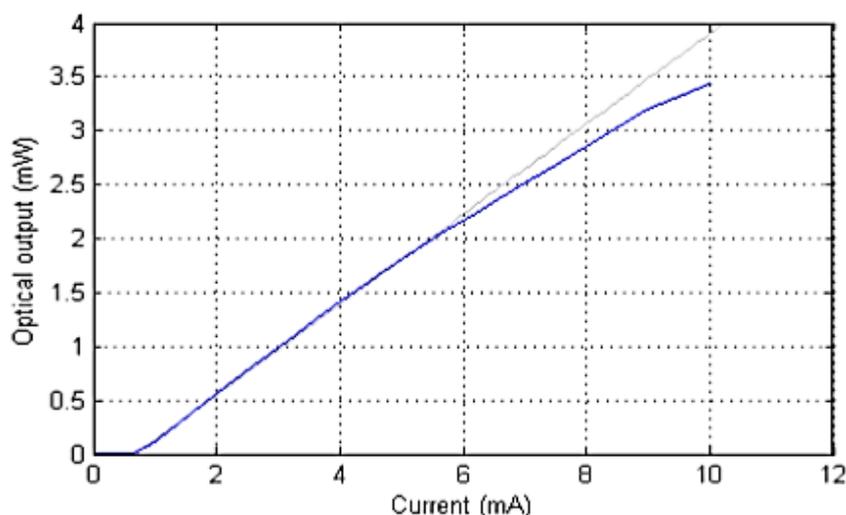


Figura 5.4: Curve L-I del laser U-L-M VCSEL a 850nm

La Tabella 5.3 mostra le proprietà dei vari laser citati. Si può notare che i VI-Systems e U-LM VCSEL sono molto utilizzati per la loro bassa corrente di soglia (threshold current) e la loro elevata efficienza (slope efficiency) al contrario dei laser Finisar FP.

Optoelectronic components	Threshold current	Slope efficiency
Finisar MMF VCSEL at 850nm	0.9mA	0.08W/A
VI-Systems MMF VCSEL at 850nm	1mA	0.62W/A
Finisar MMF FP laser at 1310nm	11mA	0.018W/A
Raycan SMF VCSEL at 1550nm	1.7mA	0.081W/A
U-L-M MMF VCSEL at 850nm	0.7mA	0.42W/A

Tabella 5.3: Corrente di soglia e slope efficiency di alcuni laser

Laser per modulazione diretta: l'obiettivo di avere una modulazione diretta ad alta frequenza nei collegamenti con alto guadagno, bassa NF e largo SFDR spinge alla necessità di avere laser a semiconduttore ad alta velocità, lineari e basso RIN.

Nei collegamenti con modulazione e rivelazione diretta si utilizzano diodi laser a scelta tra Fabry-Perot (FP) e il feedback distribuito (DFB).

I VCSEL invece lavorano a 850 nm, dove i problemi di fabbricazione sono più trattabili e la dispersione cromatica è abbastanza elevata ma comunque trascurabile.

Laser per modulazione esterna: il guadagno di un collegamento con modulazione esterna è proporzionale al quadrato della potenza ottica fornita dal laser a CW. Sorgenti ottiche con spettri di uscita stretti sono appropriate in questi tipi di collegamento poiché i loro livelli di potenza in uscita e le caratteristiche RIN possono ambire al guadagno e alla bassa NF desiderati.

Alla lunghezza d'onda di 1550 nm, che è attualmente di maggiore interesse commerciale, tuttavia non sono disponibili in commercio sorgenti a stato solido, lasciando i laser a semiconduttori e quelli drogati i candidati più forti per un collegamento con modulazione esterna.

Un esempio di laser standard con i rispettivi valori di potenza ottica e RIN sono elencati in Tabella 5.3 [13].

COMMERCIAL OFF-THE-SHELF SINGLE-FREQUENCY LASER AT $\lambda=1550$ nm		
Laser type(CW)	Fiber-coupled power (mW)	RIN (dB/Hz)
Semiconductor DFB	60	-160
Doped-fiber laser	150	<-175
Doped-fiber oscillator with doped-fiber post-amp	>1000	-160

Tabella 5.3: Valori di RIN dei laser a lunghezza d'onda a 1550 nm

Un altro fattore che a volte deve essere considerato quando ci troviamo a scegliere un laser CW è il valore di corrente.

5.1.2 Caratteristica ingresso-uscita del fotodiode PIN

Le curve Corrente-Tensione dei fotodiode non sono state misurate, tuttavia i valori di responsività sono forniti dai loro datasheet come in Tabella 5.4

Photodiode	Reference	Responsivity (A/W)	Transimpedance gain (Ω)
Finisar PIN at 850nm	HFD6380-419	0.5	2000
VI-Systems PIN at 850nm	D30-850M	0.4	-
New Focus PIN at 850nm	Model 1481-S	0.4	25
Finisar PIN at 1310nm	PIN-1310-10LR-LC	0.85	882.35
Nortel Networks PIN at 1550nm	PP-10G	0.88	500

Tabella 5.4: Valori di responsività e guadagno di transimpedenza dei laser

Il guadagno di transimpedenza non è sempre direttamente menzionato nelle schede tecniche, tuttavia può essere calcolato come il rapporto tra l'efficienza di conversione (V/W) e la responsività del fotodiode (A/W). Per esempio, il fotodiode New Focus ha un guadagno di conversione di 10 V/W e responsività di 0.4 A/W, che corrisponde ad un

guadagno di transimpedenza di 25Ω . Infine, questo guadagno deve essere diviso per due se l'uscita del fotodiode è differenziata.

Per avere collegamenti realizzati con modulazione diretta ed esterna in cui il guadagno è elevato, il valore della cifra di rumore è basso e il valore di SFDR alto, è necessario avere fotorivelatori che rispondano efficacemente e in maniera lineare alla luce modulata dai segnali analogici.

Nel caso di collegamento con modulazione esterna, le cui performance sono generalmente migliori per grandi valori di potenza ottica, l'importanza di rispondere linearmente alla luce modulata, che ha in generale un grande valore medio, è una delle qualità desiderate del rivelatore.

La capacità di gestione della potenza ottica è un fattore ancora più importante per ottenere il valore di SFDR desiderato perché va di pari passo con linearità del dispositivo. Nella maggior parte dei collegamenti analogici convenzionali, quelli che non usano un modulatore con caratteristiche lineari, la non linearità dei laser modulati domina nel collegamento e di conseguenza limita lo SFDR: è stato dimostrato infatti che la non linearità del rivelatore può impostare il limite massimo dello SFDR.

Pertanto si ha la necessità di avere modulatori e laser con funzioni di trasferimento lineari e rivelatori con maggiore linearità per avere vantaggi in termini di SFDR nel collegamento [12].

5.2 Calcolo del guadagno

Come già detto in precedenza, la conoscenza del guadagno di collegamento è uno dei punti fondamentali per caratterizzare una trasmissione a radio frequenza specialmente nel collegamento RoF.

Per il guadagno del collegamento non ci sono limiti che ne fissano un valore minimo o massimo ma ne esiste uno pratico impostato dai limiti fisici. Per definirlo e calcolarlo [13] usiamo lo schema in Figura 5.5.

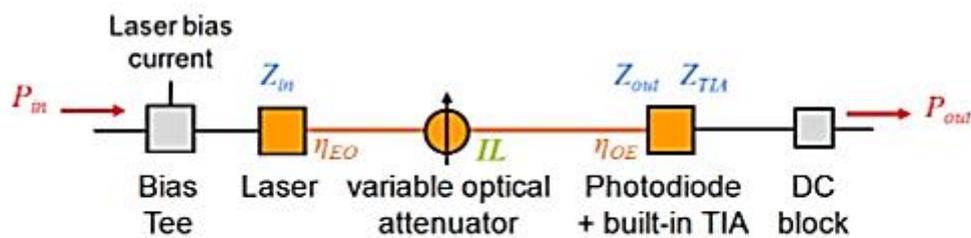


Figura 5.5: Schema di collegamento RoF per il calcolo del guadagno

Il guadagno del collegamento inoltre è un parametro che ricade poi sulle prestazioni complessive del sistema. Tra le diverse definizioni di guadagno a RF che vengono comunemente utilizzate per caratterizzare il collegamento, il guadagno di potenza del trasduttore è stato trovato essere il più idoneo per i collegamenti ottici. Quindi si definisce il guadagno intrinseco del collegamento come il guadagno di potenza del trasduttore senza che sia presente un amplificatore nel collegamento ottico.

È stato dimostrato che il guadagno può essere espresso semplicemente come

$$g = s^2 r_{PD}^2 \quad (5.1)$$

dove s è la slope efficiency del dispositivo di modulazione (W/A) e r_{PD} è la responsività del dispositivo di rilevamento (A/W). Nella formula la resistenza di ingresso R del dispositivo di modulazione adattata alla resistenza di carico di uscita del collegamento.

Il limite pratico del guadagno è impostato dunque dai limiti di slope efficiency e della responsività.

Per i collegamenti in cui si usa una modulazione diretta e un fotodiodo PIN, si può dimostrare che il guadagno è minore o uguale ad 1 nel caso in cui la resistenza di ingresso del laser e resistenza di carico del rivelatore siano uguali.

Dai calcoli effettuati su questi tipi di collegamento gli studiosi hanno dimostrato che per avere un guadagno positivo è necessario solo aumentare la slope efficiency del dispositivo di modulazione. Ci sono almeno due ragioni per questo.

Una ragione deriva dal desiderio di raggiungere una bassa cifra di rumore NF: aumentare la slope efficiency del dispositivo di modulazione è più vantaggioso che aumentare la responsività del dispositivo di demodulazione ottico (fotorivelatore).

Il secondo motivo deriva dal desiderio di conseguire un valore elevato di SFDR: infatti il comportamento altamente non lineare del fotorivelatore limita fortemente la realizzazione del valore desiderato di SFDR.

Supponiamo di realizzare il collegamento con un fotodiodo PIN usato per la demodulazione e concentriamoci sulle tecniche per aver una maggiore slope efficiency.

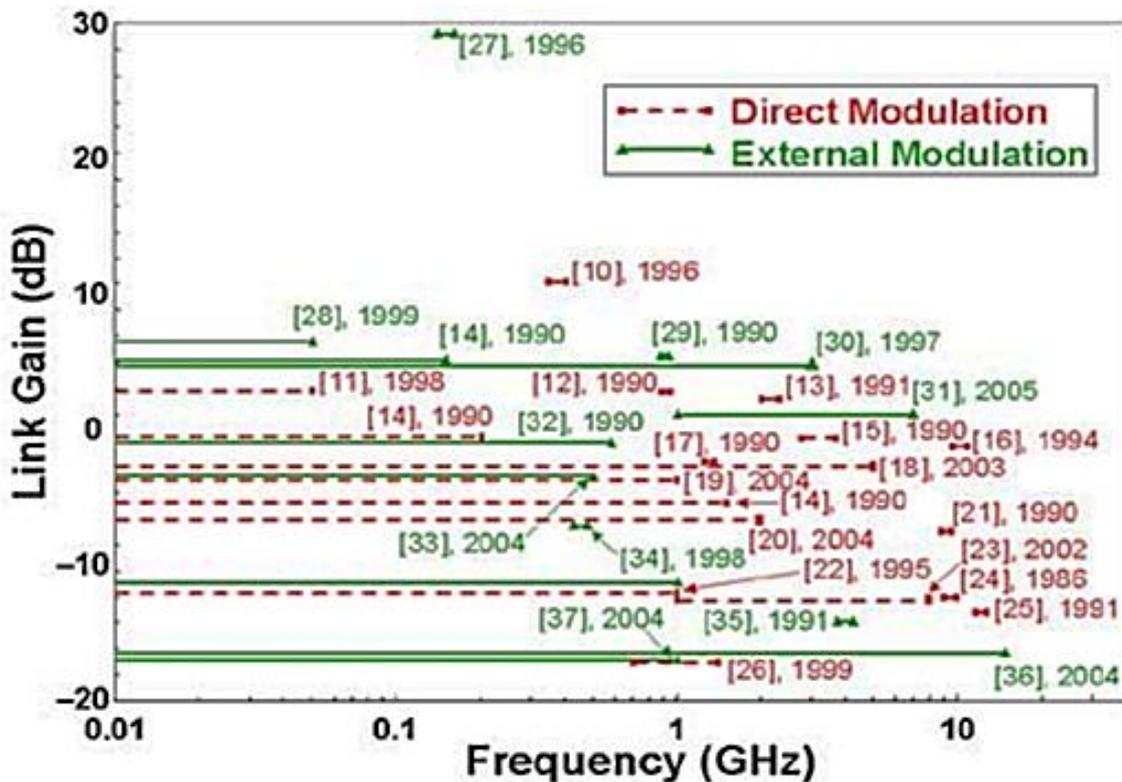


Figura 5.6: Valori di guadagno maggiori di -20 dB ottenuti negli ultimi anni

La Figura 5.6 mostra i migliori valori ottenuti in termini del guadagno del collegamento (cioè quelli con guadagno maggiore di - 20 dB), che sono stati raggiunti negli ultimi anni.

Tecniche per il miglioramento della slope efficiency nella modulazione diretta comprendono l'utilizzo del laser a cascata (caso 11 e 18 della Figura 5.6) e il diodo laser (caso 38).

La prima dimostrazione di un link a modulazione diretta a larga banda con guadagno positivo è stata effettuata da Cox e dai suoi collaboratori (caso 11) che hanno costruito un laser a cascata realizzato tramite laser a diodi discreti. Da allora, altri gruppi hanno usato diversi approcci per fabbricare versioni monolitiche di un laser a cascata (caso 18 e 39), ma fino ad oggi nessuno di questi dispositivi sono disponibili in commercio.

A differenza di un laser modulato direttamente, in cui la slope efficiency è un parametro nativo del dispositivo, nel caso di modulatore esterno è un parametro che si deriva facilmente: infatti, ad esempio, un modulatore di tipo Mach-Zehnder polarizzato in quadratura ha una slope efficiency di

$$S = \frac{\pi P_i T_{ff} R_s}{2 V_\pi} \quad (5.2)$$

dove P_i è la potenza del laser ad onda continua (CW) nel modulatore, T_{ff} è il parametro di trasmissione fibert-to-fiber del modulatore, R_s è l'impedenza della sorgente, e V_π è la tensione di commutazione on-off del modulatore.

Questa formula sembra sradicare le basi per le tecniche impiegate per incrementare la slope efficiency della modulazione esterna: aumentare la potenza di uscita ottica del laser e ridurre la tensione di commutazione del modulatore. Quando entrambe queste tecniche sono usate nello stesso link, le prestazioni possono essere abbastanza soddisfacenti: ad esempio, utilizzando un modulatore Mach-Zehnder a 6 GHz con tensione di 1,81 V e potenza di modulazione del laser di 187 mW di potenza del laser, Ackerman ha dimostrato che un link a banda larga sopra gli 8 GHz ha un guadagno positivo

Un guadagno più elevato richiede un laser con una maggiore potenza ottica, un modulatore a bassa perdita e un rilevatore ad alta velocità in grado di gestire più alti valori di potenza senza saturare: in generale aumentare la slope efficiency è una buona strada per migliorare il guadagno di un collegamento a banda larga.

Riassumendo abbiamo dimostrato che la slope efficiency di un singolo laser con modulazione diretta non può produrre un guadagno di collegamento maggiore di 0 dB. Per contro, la slope efficiency nel caso di una modulazione esterna può teoricamente essere aumentata senza limiti producendo alti guadagni riducendo V_π e aumentando P, anche se alcune limitazioni pratiche sulla potenza ottica non entrano in gioco.

Per consentire quindi elevati guadagni di collegamento con modulazione diretta o esterna i vari dispositivi dovrebbero essere progettati con i seguenti criteri:

- *laser con modulazione diretta*: valore di s più alto possibile;
- *laser CW per la modulazione esterna*: valore P più alto possibile;
- *modulatori esterni*: valore V_π più basso possibile, T_{ff} più grande possibile (fino al suo valore massimo pari ad 1);

- *fotorivelatori*: valore r_{PD} più alto possibile (sia nel caso di modulazione diretta che in modulazione esterna), capacità di sopportazione massima della potenza ottica (solo nel caso di utilizzo di un link con modulazione esterna);

e, per consentire una maggiore larghezza di banda, i laser per la modulazione diretta, i modulatori esterni e i fotorivelatori devono essere progettati per operare ad alta velocità.

5.3 Riduzione della cifra di rumore

Come già detto precedentemente la cifra di rumore NF [13] [14], che indica i livelli di rumore presenti nel collegamento, è espressa come

$$NF = 10 \log \left(\frac{N_{out}}{k T_0 B g} \right) \quad (5.3)$$

dove il rumore termico di ingresso è il prodotto della costante di Boltzmann k , la temperatura T_0 e la banda istantanea B del ricevitore elettronico, spesso chiamata la risoluzione di banda o banda passante di rumore. Dal momento che il termine rumore in uscita N_{out} è anche proporzionale a B , la NF è indipendente dalla stessa banda.

Se g è grande abbastanza affinché il rumore termico di ingresso amplificato renda trascurabile il contributo dominante del rumore totale in uscita dal link, allora non c'è praticamente alcun degrado nel SNR e, di conseguenza, la NF si avvicina a 0 dB. Questo è ovviamente un limite inferiore assoluto al NF, ed è difficile da realizzare poiché nei collegamenti in fibra ottica ci sono vari contributi di rumore in uscita.

Infatti abbiamo visto come tra le varie fonti di rumore, ce ne sono due inevitabili da aggiungere al rumore termico.

In primo luogo, poiché l'impedenza di qualsiasi modulatore o laser a semiconduttore ha qualche componente ohmica questa genera rumore termico, così come la parte resistiva di qualsiasi circuito che si interfaccia all'ingresso. A seconda del tipo di configurazione di circuito, alcuni o tutti questi tipi di rumore termico modulano la luce e raggiungono l'uscita del collegamento così come fa il rumore termico in ingresso, stabilendo un nuovo limite inferiore al NF collegamento che è maggiore di 0 dB.

Il secondo contributo supplementare ed inevitabile che si somma al rumore termico in uscita del collegamento è il rumore generato nel circuito del fotorivelatore. Questo rumore è di solito approssimativamente uguale in ampiezza al rumore termico in ingresso al collegamento.

Tenendo in considerazione solo il rumore termico di ingresso e queste due fonti inevitabili e aggiuntive di rumore, si trova il limite inferiore assoluto

$$NF = 10 \log \left[1 + constant + \frac{1}{g} \right] \quad (5.4)$$

dove il termine "constant" esprime l'effetto della prima fonte inevitabile di aggiungere rumore termico derivante dal dispositivo di modulazione del circuito (discusso sopra) e il termine $1/g$ quantifica l'effetto della seconda sorgente.

Si noti che anche a frequenze dove la prima fonte è trascurabile, la seconda fonte di rumore fa sì che il link abbia un valore peggiore di NF rispetto ad un attenuatore con equivalente perdita.

Nei collegamenti a basse perdite o ad alto guadagno analogico in fibra ottica ci sono altre due ulteriori fonti di rumore aggiuntivo che tipicamente dominano il rumore di uscita.

In primo luogo, il rumore della sorgente ottica, che viene quantificato come l'intensità relativa di rumore (RIN), viene rilevato insieme al segnale. In secondo luogo, la natura statistica del processo di fotorivelazione si traduce in rumore di shot. Come il rumore termico generato nel circuito di rilevazione, queste fonti di rumore hanno ampiezze che non sono direttamente relazionate al guadagno. Pertanto, poiché la NF del link è il rapporto tra il la dsp del rumore in uscita e il rumore in ingresso amplificato, i termini RIN e shot nella (5.4) sono inversamente proporzionali a g, infatti

$$NF = 10 \log \left[1 + constant + \frac{1}{g} + \frac{\langle I_D \rangle^2 RIN R_S}{kT_0 g} + \frac{2q \langle I_D \rangle R_S}{kT_0 g} \right] \quad (5.5)$$

L'unico parametro non definito è il termine di corrente media del fotorivelatore I_D che appare sia nel rumore RIN che in quello di shot e la carica elettronica q che appare solo nel rumore di shot.

Dalla (5.5) si vede facilmente che il modo più ovvio per ridurre NF è aumentare il guadagno g ma non tutti i metodi per aumentare g sono ugualmente efficaci per ridurre NF perché alcuni di questi influenzano poi altre grandezze nella stessa formula.

Ad esempio, una delle tecniche più comuni per aumentare il guadagno di un collegamento con modulazione esterna è aumentare la potenza ottica media con un valore di RIN più vicino a quello ottimale di circa -170dB/Hz.

Per capire meglio sostituiamo nell'espressione (5.5) i termini nel caso di modulazione tramite dispositivo Mach-Zehnder: i tre termini diventano

$$NF = 10 \log \left[1 + constant + \frac{4V_\pi^2}{\pi^2 r_{PD}^2 T_{ff}^2 P_i^2 R_S^2} + \frac{V_\pi^2 RIN}{\pi^2 kT_0 R_S} + \frac{4qV_\pi^2}{\pi^2 kT_0 r_{PD} T_{ff} P_i R_S} \right] \quad (5.6)$$

dove è stato necessario utilizzare il dispositivo MZM nel suo punto di polarizzazione cioè

$$I_D = \frac{r_{PD} T_{ff} P_i}{2} \quad (5.7)$$

Di conseguenza aumentando il prodotto $r_{PD} T_{ff} P_i$ e riducendo V_π si aumenta g.

Tuttavia la tecnica che permette di diminuire V_π è uno strumento più efficace per ridurre la NF: questo è una distinzione che è importante fare quando si discutono le tecniche per migliorare la dinamica del collegamento.

C'è un altro modo per ridurre la NF in un collegamento ottico dove domina il RIN. Questa tecnica è nota come "bassa polarizzazione": i vantaggi di questa tecnica sono più facili da quantificare in caso di utilizzo di modulatore Mach-Zehnder costituito da materiale elettro-ottico lineare come il Niobato di Litio perché la sua funzione di trasferimento e, di conseguenza, la sua slope efficiency, così come il guadagno del collegamento e la corrente media del fotodiodo, possono essere espressi come semplici funzioni di V_π .

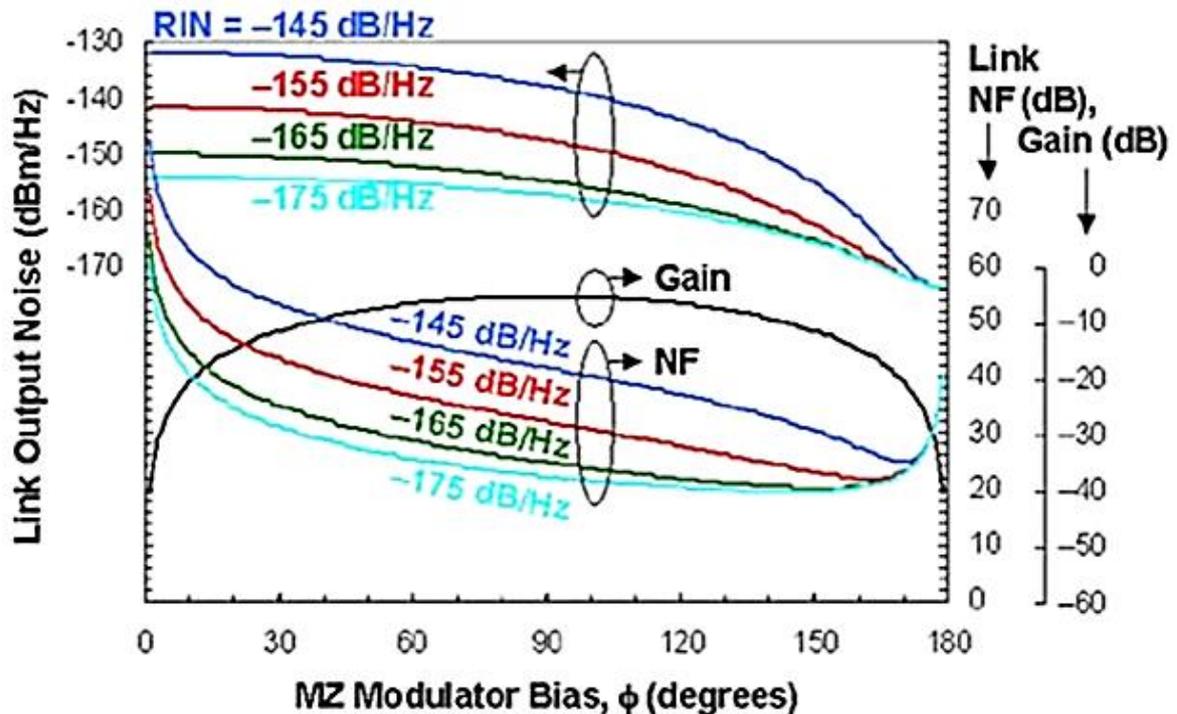


Figura 5.7: Effetto della tecnica di bassa polarizzazione in un link ottico con modulazione esterna

La Figura 5.7 mostra, per specifici valori fotonici dei componenti, l'effetto della tecnica di bassa polarizzazione sulla NF di un link con modulatore Mach-Zehnder.

Dalle curve in cui è illustrato il guadagno del link intrinseco g e il rumore totale in uscita dal link, è evidente che il rumore diminuisce inizialmente più rapidamente con la tensione di polarizzazione del modulatore.

Ad un certo punto spostandosi tra 90 e 180 gradi in funzione di alcuni parametri dei componenti come il laser RIN, la cifra di rumore NF del collegamento si riduce al minimo. Se il punto di polarizzazione viene spostato ulteriormente verso 180, il guadagno del collegamento comincia a diminuire più rapidamente del rumore e, di conseguenza, la NF comincia ad aumentare.

Un modulatore non produce nessuna distorsione di secondo ordine solo quando il valore di g è massimo (ad esempio, a 90 gradi per un modulatore Mach-Zehnder).

Pertanto, la tecnica a bassa polarizzazione per ridurre NF ha un effetto negativo sulla dinamica poiché ci sono spurie del secondo ordine tale che tende a non poter essere impiegata, ad eccezione dei collegamenti con larghezze di banda inferiori a un'ottava in cui tutti prodotti di distorsione di secondo ordine cadono fuori banda.

Per ottenere bassi valori di NF, i vari dispositivi devono essere progettati con i seguenti criteri:

- *laser modulati direttamente*: sono validi tutti i criteri per avere elevato guadagno con il RIN più basso possibile ed una corrente di polarizzazione che consente un funzionamento ad alta velocità;
- *laser CW per la modulazione esterna*: sono validi tutti i criteri per avere elevato guadagno con il RIN più basso possibile;
- *modulatori esterni*: sono validi tutti i criteri per avere elevato guadagno, ma il fattore più importante è avere un basso valore della tensione di polarizzazione V_{π} ; di secondaria

importanza è avere un elevato T_{ff} e la capacità di sopportare la massima possibile potenza ottica;

• *fotorivelatori*: valore di r_{PD} più alto possibile (sia con modulazione diretta che esterna) e capacità di sopportare alte potenze ottiche.

5.4 Analisi delle tecniche di modulazione

In un collegamento con modulazione analogica esterna, il modulatore spesso è il fattore dominante nel determinare le prestazioni del collegamento. Ci sono diversi parametri importanti: la tensione di polarizzazione V_{π} , l'impedenza, la perdita ottica, la potenza ottica, la linearità e la stabilità ambientale.

Infatti le prestazioni di un modulatore sono determinate dal materiale, dalla progettazione dello stesso e dal costo complessivo che è stato speso per svilupparlo.

Come detto in precedenza il modulatore più usato è il Mach-Zehnder ovvero un modulatore interferometrico in Niobato di Litio che è un materiale molto stabile e offre un metodo ben controllato per avere basse perdite con sistemi di trasmissione in fibre monomodali.

Il meccanismo di modulazione sfrutta l'effetto lineare elettro-ottico che ha solo una piccola dipendenza dalla lunghezza d'onda e di temperatura e risponde alle frequenze maggiori di 100 GHz.

Tipiche perdite di inserzione per questi dispositivi sono di 3-7 dB e sono in genere resistenti a temperature fino a 125 °C durante il funzionamento. Il limite superiore di gestione della potenza ottica non è noto, ma ci sono state diverse misure con un massimo di 500 mW come tensione di alimentazione alle lunghezze d'onda di 1300-1550 nm senza gravi problemi.

Lo svantaggio del MZM per usi analogici è la sua scarsa sensibilità (almeno rispetto ad un modulatore ideale) rappresentato dal suo elevato valore di V_{π} . Per ottenere una cifra di rumore bassa sono necessari poche decime di volt.

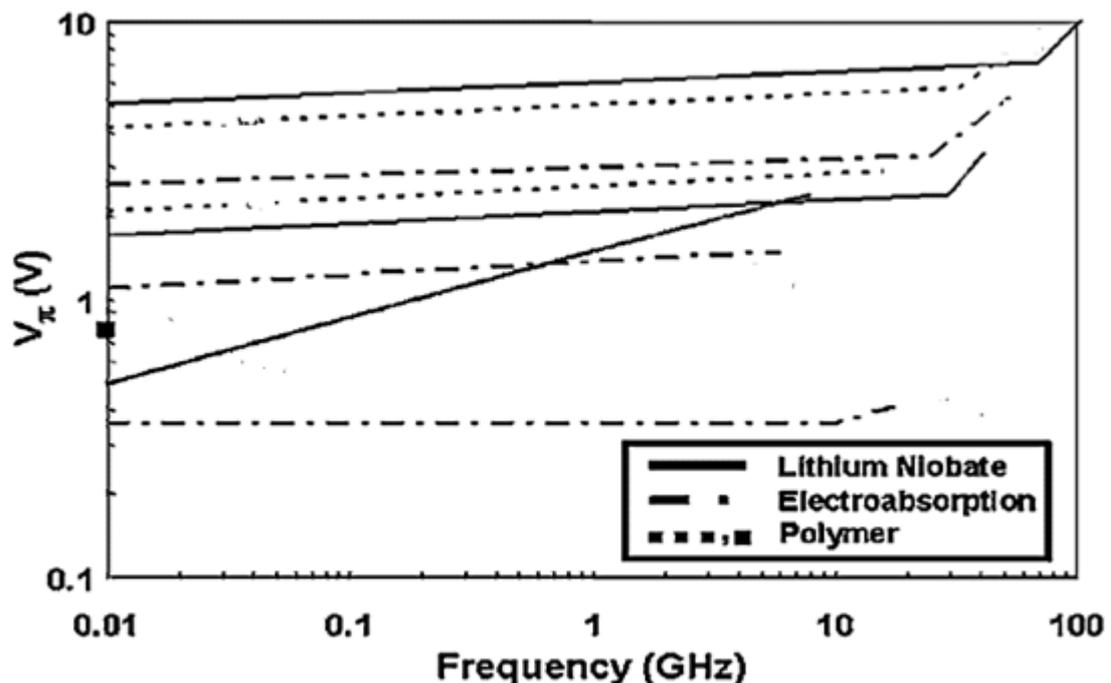


Figura 5.8: Tensione V_{π} in funzione della frequenza per diversi tipi di modulatori

In Figura 5.8 è mostrata la tensione V_π per diversi tipi di modulatori in funzione della frequenza. Se si prende ad esempio in considerazione il modulatore ad elettroassorbimento si vede che questo è molto più sensibile alla temperatura, alla lunghezza d'onda, alla potenza ottica rispetto al modulatore Mach-Zehnder: la sensibilità alla lunghezza d'onda e alla temperatura è dovuto al meccanismo di funzionamento di questo tipo di modulatore, che dipende dalle variazioni di assorbimento ottico nei pressi del campo elettrico indotto e dal limite di banda del semiconduttore.

Come accennato in precedenza, V_π non è l'unico parametro critico per descrivere le prestazioni del modulatore: anche la potenza ottica e la sua impedenza sono importanti.

Quando la NF è il parametro di interesse, la relativa importanza di V_π e della potenza ottica dipende da quale contributo al rumore in uscita è più importante. Le relazioni possono essere viste chiaramente dalle formule precedentemente esposte.

Se il rumore termico del ricevitore è la sorgente di rumore dominante, allora la NF è inversamente proporzionale al guadagno collegamento e, quindi, proporzionale a $V_\pi^2/(PT_{ff})^2$: pertanto V_π e potenza ottica hanno lo stesso peso. Questo significa che il link si comporta come un attenuatore, che è di solito lontano da ciò che si desidera realizzare.

Nello scenario in cui il rumore di uscita nel collegamento desiderato è dominato dal rumore shot, la cifra rumore NF è proporzionale a V_π^2/PT_{ff} e quindi diminuire V_π è più indicato.

Infine, se il rumore di uscita del collegamento è dominato dal RIN, la NF è proporzionale a V_π^2 e non c'è affatto dipendenza dalla potenza ottica.

Un altro problema nella valutazione della potenza ottica del modulatore è la perdita di inserzione e la massima capacità di gestione della potenza.

La perdita di inserzione è importante quando la capacità di gestione della potenza ottica del modulatore è maggiore di altre limitazioni alla potenza ottica nel link. In questo caso, la perdita di inserzione determina quanto potente deve essere un laser usato per ottenere la massima potenza di uscita.

La capacità di gestione della potenza ottica, tuttavia, è un fattore critico poiché imposta il limite sulla potenza ottica che può essere utilizzata in un collegamento: questo è il caso dei modulatori a polimero e ad elettroassorbimento.

È chiaro che ci sono molti modi per prendere in considerazione l'importanza relativa di V_π e della potenza ottica quando si va a valutare le prestazioni complessive di un modulatore.

Per dare un esempio di come le prestazioni del modulatore varino quando la potenza ottica è importante, sceglieremo il caso più estremo, ovvero quello del link la cui capacità di modulare la potenza imposta il livello di potenza ottica, e dove il parametro prestazionale rilevante è il guadagno di collegamento: in questo caso, la slope efficiency è la misura appropriata della performance [13].

5.5 Linee guida

Sulla base di quanto detto fino ad ora, è facile capire quali sono i limiti delle prestazioni dei collegamenti ottici e su quali fattori bisogna agire per consentire di migliorare i parametri di guadagno, NF e SFDR.

È necessario quindi avere:

- laser a semiconduttore con elevata slope efficiency, ampia larghezza di banda e valore di RIN basso;
- laser ad onda continua (CW) con alta potenza accoppiata in fibra e basso RIN;
- modulatori esterni ad alta frequenza con basse perdite, funzioni di trasferimento lineari e basso valore di V_{π} in grado di sopportare grandi potenze ottiche;
- fotorivelatori ad alta responsività ed elevata larghezza di banda che rispondano linearmente anche quando vengono illuminati da una potenza ottica media relativamente grande.

Per lo sviluppo di dispositivi in grado di affrontare queste esigenze abbiamo bisogno di:

- laser a semiconduttore in cascata che teoricamente dovrebbero consentire collegamenti con modulazione diretta e guadagno maggiore di 0 dB;
- laser di tipo EDGE o surface-emitting a 1300 e 1550 nm, che hanno risposte in frequenza di modulazione sopra i 40 GHz;
- modulatori esterni Mach-Zehnder o ad elettroassorbimento con tensione di commutazione a partire da 0,36 V e che possano gestire sia potenze ottiche grandi (superiori a 60 mW) sia elevate larghezze di banda;
- fotorivelatori ad alta velocità con elevate correnti di saturazione (ad esempio un dispositivo a 20 GHz con una corrente di saturazione di 90 mA).

Il divario tra ciò che è teoricamente possibile e che cosa può essere dimostrato sperimentalmente si è ridotto notevolmente e le prospettive di ulteriori miglioramenti sembrano promettenti.

Dalle linee guida che abbiamo ottenuto, possiamo prendere in considerazione il primo collegamento RoF del Capitolo 3 e studiare cosa succede nel caso in cui si varino due importanti parametri come la potenza e il RIN del laser.

Interpolando i valori di NF al variare del RIN del primo collegamento della Tabella 4.2 si ottiene la Figura 5.9: si nota come la NF diminuisce al variare del RIN da -120 a -170 dB/Hz ed il valore più basso di NF si ottiene in corrispondenza del RIN ottimale pari a -170 dB/Hz.

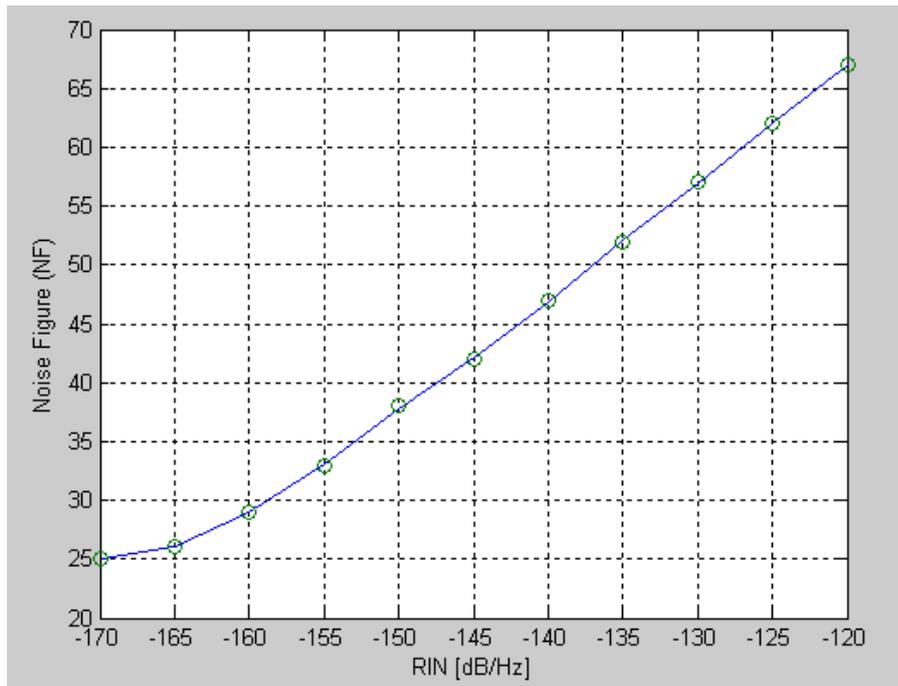


Figura 5.9: NF vs RIN

In dettaglio per ogni salto di -5 dB/Hz del RIN la cifra di rumore NF diminuisce di circa 4-5 dB, si abbassa quindi il livello di rumore e di conseguenza migliorano le prestazioni del collegamento in fibra ottica con degradazione del segnale minima.

Lo stesso risultato si può ottenere variando la potenza ottica del laser (vedi Figura 5.10) relativo al primo collegamento con RIN fissato a -165 dB/Hz e lasciando invariati i valori degli altri parametri (come tensione di Bias, perdita nel link ottico, responsività e così via).

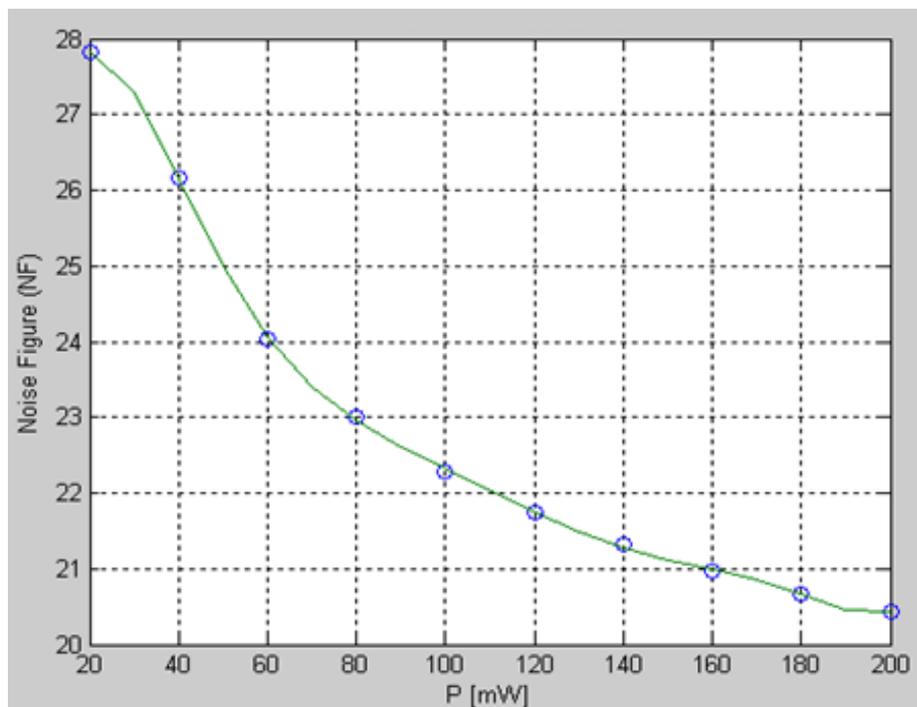


Figura 5.10: NF vs Potenza del laser con RIN fissato a -165 dB/Hz

Si deduce quindi che per migliorare le prestazioni di un collegamento in fibra ottica nel caso di un link con modulazione esterna è necessario avere una potenza ottica più alta possibile (ovviamente nei limiti tollerabili dal laser) e avere quanto più un RIN vicino al valore di -170 dB/Hz.

Nella Figura 5.11 è mostrata la cifra di rumore al variare della potenza del laser con i valori di RIN da -120 dB/Hz a -170 dB/Hz con un passo di 10 dB/Hz.

Il primo risultato (a) è stato ottenuto impostando, a parità di tutti gli altri valori, un RIN $=-120$ dB/Hz e aumentando la potenza a passi di 20 mW : si è ottenuto un valore di NF pari a 67 dB.

L'ultimo risultato invece (b) è stato ottenuto impostando un RIN $=-170$ dB/Hz ed aumentando sempre la potenza.

Si nota che valori bassi e interessanti di NF si ottengono per RIN da -150 a -170 dB/Hz mentre per i restanti valori, NF si mantiene costante.

Si nota come il RIN insieme alla potenza P del laser siano due dei valori fondamentali e sui quali poter agire per poter abbassare la cifra di rumore del collegamento RoF e migliorarne le prestazioni.

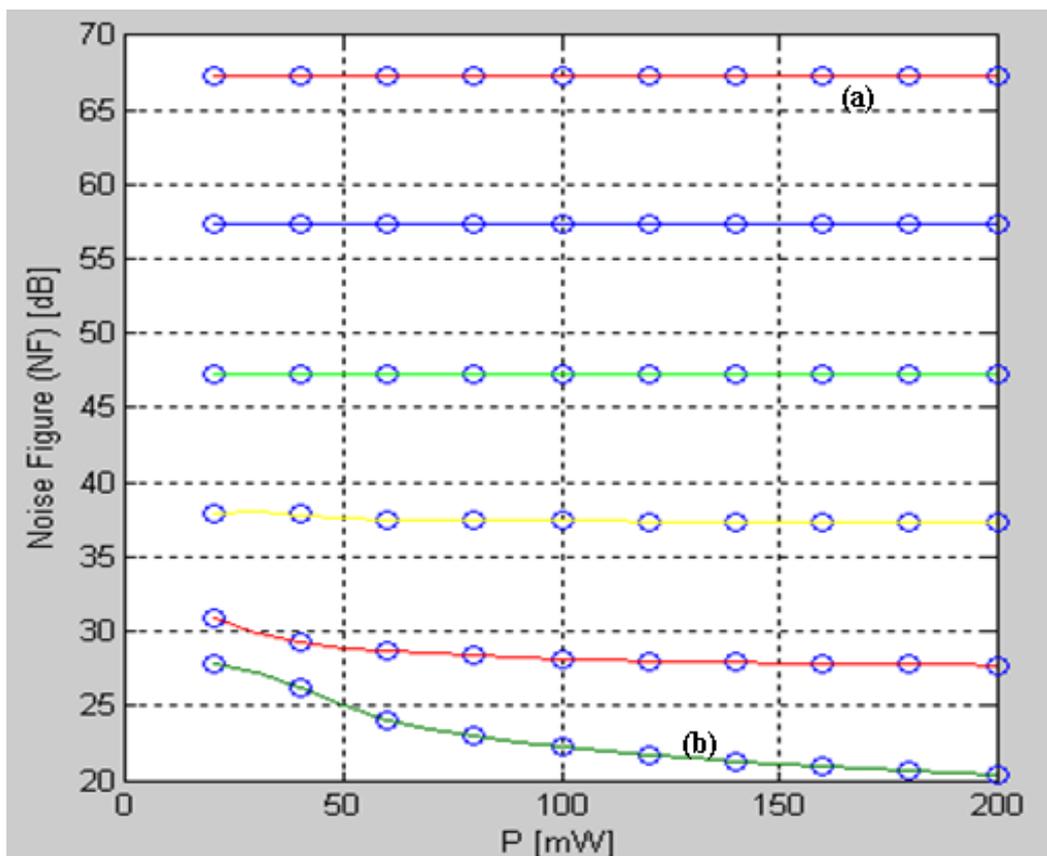


Figura 5.11: NF al variare della potenza P con RIN da -120 dB/Hz (a) a -170 dB/Hz(b)

5.6 Esempio di applicazione di RoF [15]

L'uso di collegamenti in fibra ottica per distribuire segnali a RF da una Base Station (BS) a più RAUs (Remote Antenna Units) è la base della tecnologia RoF.

Le funzioni di elaborazione dei segnali a RF, come la conversione in frequenza, la modulazione della portante e il multiplexing sono eseguite direttamente dalla BS: successivamente il segnale viene subito inviato all'antenna.

La tecnica della RoF permette di centralizzare l'elaborazione del segnale a RF in una posizione condivisa e quindi di utilizzare la fibra ottica per distribuire i segnali alle RAUs. In questo modo, le RAUs sono semplificate in modo significativo ovvero hanno solo bisogno di eseguire funzioni di conversione e amplificazione optoelettroniche.

I vantaggi dei collegamenti ottici analogici si hanno in termini di semplicità delle apparecchiature di trasmissione vicino alle antenne e di riduzione dei costi operativi della rete a causa della condivisione delle infrastrutture tra diverse BS. L'utilizzo della fibra ottica offre un grande potenziale per l'aumento della capacità e della Quality of Service⁸ (QoS) senza occupare ulteriore spettro radio. Utilizzando la tecnologia RoF inoltre la capacità delle reti ottiche può essere combinato con la flessibilità e la mobilità delle reti di accesso wireless.

Il trasporto di segnali radio su fibra può essere realizzato in diversi modi: il modo più semplice è quello di modulare l'intensità della luce della sorgente ottica direttamente con il segnale radio e usare come tecnica di rivelazione quella diretta (IMDD).

Ad esempio in campo wireless, il rapido aumento della domanda di servizi a banda larga come l'accesso ad internet ad alta velocità costringe a dimensioni della cella radio più piccola: celle più piccole implicano che più antenne sono necessarie per coprire una certa area.

Quando si ha bisogno di molti siti di antenna, diventa economicamente vantaggioso individuare la generazione del segnale e la sua modulazione nella BS, da dove i segnali radio saranno trasmessi alle RAUs utilizzando la tecnica della RoF. L'antenna in questo modo effettua la conversione ottica-elettrica ed emette e riceve segnali wireless. Centralizzare la gestione del segnale può portare molti vantaggi in termini di esercizio, manutenzione e aggiornamento delle reti wireless. Pertanto diversi approcci possono essere adottati per utilizzare i benefici della RoF: due possibili scenari di distribuzione di segnali mediante RoF sono proposti in Figura 5.12 e 5.13.

La Figura 5.12 mostra celle WiMAX⁹ indoor, all'interno dei edifici residenziali, uffici, metropolitane sotterranee, gallerie o zone d'ombra, servite da sistemi distribuiti di antenna, in cui le RAUs sono alimentate con collegamenti in fibra dalle BS tramite una stazione di controllo.

⁸ Nel campo delle reti di telecomunicazioni, il termine **qualità del servizio** o più semplicemente **QoS** (dall'inglese *Quality of Service*) è usato per indicare i parametri usati per caratterizzare la qualità del servizio offerto dalla rete (ad esempio perdita di pacchetti, ritardo), o gli strumenti o tecniche per ottenere una qualità di servizio desiderata.

⁹ In telecomunicazioni il WiMAX (acronimo di Worldwide Interoperability for Microwave Access) è una tecnologia e uno standard tecnico di trasmissione che consente l'accesso di tipo wireless a reti di telecomunicazioni a banda larga (BWA - Broadband Wireless Access). L'acronimo è stato definito da WiMAX Forum, un consorzio formato da più di 420 aziende il cui scopo è sviluppare, supervisionare, promuovere e testare l'interoperabilità di sistemi basati sullo standard IEEE 802.16, conosciuto anche come WirelessMAN (Wireless Metropolitan Area Network). Il WiMAX Forum si è formato nel giugno 2001.

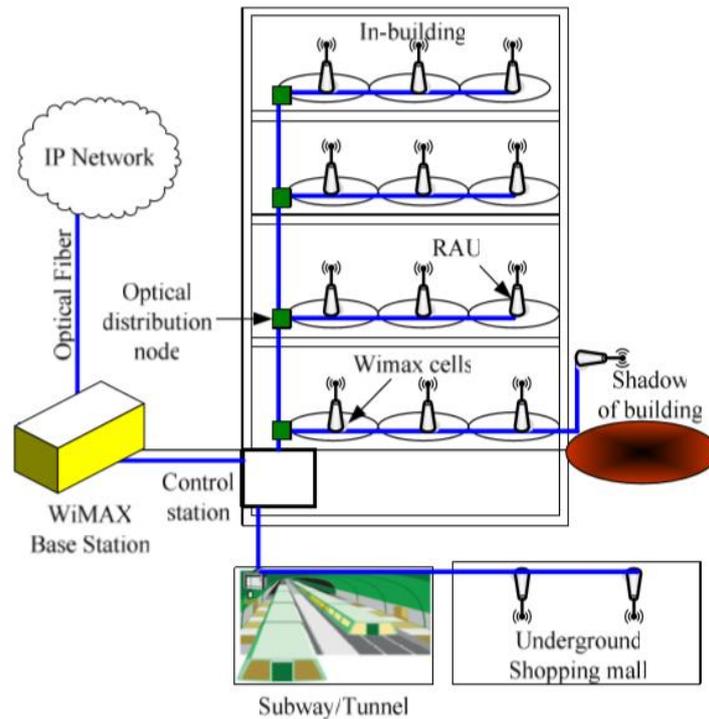


Figura 5.12: Configurazione WiMAX indoor

Nella configurazione mostrata in Figura 5.13 e denominata “BS hosting”, più celle macro sono coperte da una BS centrale e i collegamenti in RoF vengono utilizzati per alimentare le antenne di ogni cella. Questo tipo di scenario di distribuzione si traduce in investimenti più bassi e costi minori per la fruizione dei servizi.

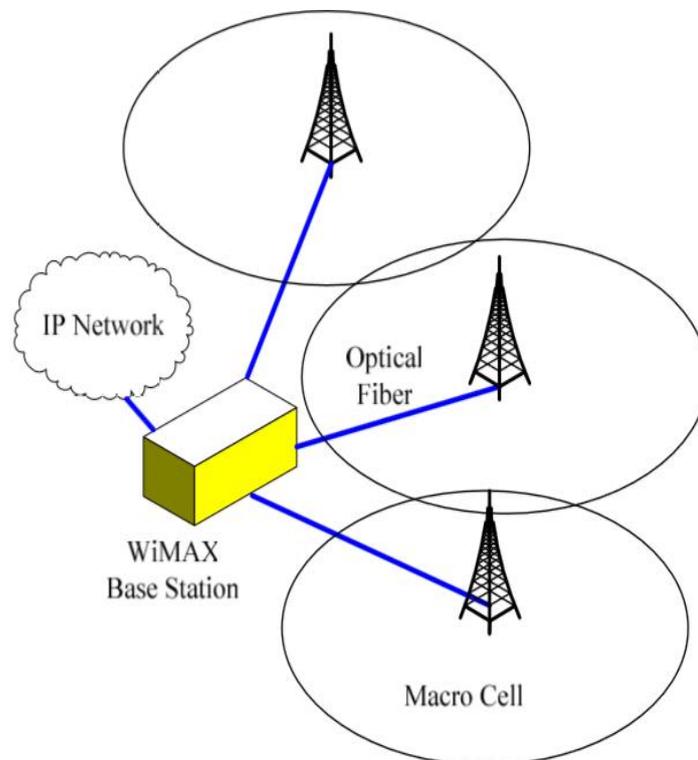


Figura 5.13: Configurazione “BS hosting”

Utilizzando l'idea della RoF e BS hostelling, una BS può controllare diverse RAUs e una nuova BS non è richiesta per l'estensione della copertura: inoltre le antenne aggiuntive possono essere servite dalle BS esistenti vicino alla torre di cella riducendo drasticamente i requisiti per sito di cella e il costo di acquisto del sito.

I cavi elettrici che guidano l'antenna sono responsabili per la grande perdita di potenza della BS: la perdita di questi cavi e dei relativi connettori possono variare da 3dB a 10dB in casi estremi, il che significa dal 50% al 90% della potenza di uscita del ricetrasmittitore è dissipata via cavo.

Alimentando la RAU con fibra ottica, la trasmissione all'antenna può essere virtualmente vista senza perdite tranne qualche piccola perdita nel breve collegamento dei cavi elettrici tra RAUs e antenne.

Nella configurazione convenzionale, la potenza dissipata in calore dall'amplificatore richiede che la BS abbia protezioni metalliche sofisticate con servizi di controllo della temperatura come l'aria condizionata, con conseguente aumento delle spese.

La RoF offre grande riduzione della quantità di energia termica dissipata dal sistema. Ciò significa che la RAU può essere progettata senza la necessità di un impianto di climatizzazione costoso. Inoltre, la configurazione "BS hostelling" può essere installata in condizioni ambientali più favorevoli come quello di una struttura coperta come nei locali interni di una Unità Navale.

La figura 5.14 illustra un classico modello di collegamento ottico con tecnica di demodulazione IMDD per trasmettere il segnale alla RAU: il diodo laser è modulato dal segnale a RF e l'intensità risultante del segnale ottico modulato viene quindi trasmessa attraverso la fibra monomodale.

Alla fine il segnale ottico ricevuto è convertito in un segnale a RF dal fotorivelatore PIN per poi venire amplificato e irradiato dalla antenna.

Lo schema di come il segnale nella tratta uplink viene trasmesso dalla RAU alla BS è illustrato in Figura 5.14.

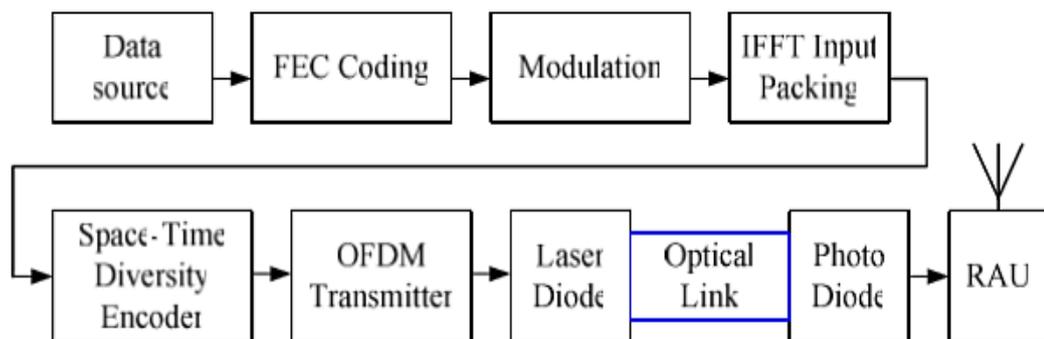


Figura 5.14: Schema della tratta uplink implementato usando Simulink

CAPITOLO 6

Tool di progetto

In questo capitolo verranno esaminati i singoli componenti del collegamento RoF per dare dei risultati e delle linee guida al progettista in modo da ottimizzare le prestazioni del collegamento RoF.

6.1 Analisi del laser

Il laser è di solito una significativa fonte di rumore e distorsione in un collegamento che sfrutta la tecnologia RoF, e in particolar modo il laser a diodo presenta normalmente un comportamento non lineare. Quando viene azionato ben sopra la soglia corrente, la sua caratteristica di ingresso-uscita può essere modellata da una serie di Volterra di ordine 3. Tuttavia, se la dinamica del segnale di corrente è all'interno della regione lineare del diodo laser, ovviamente questo avrà una risposta lineare.

Nella simulazione che segue [15] assumiamo che la caratteristica del laser sia ideale, ovvero lineare, e la potenza ottica in uscita in funzione della corrente è data da

$$P_{opt} = \frac{hf}{e} \eta_L (I - I_{th}) \quad (6.1)$$

in cui:

- I è la corrente di ingresso del segnale a microonde comprensivo del termine di polarizzazione;
- I_{th} è la corrente di soglia del diodo;
- h è la costante di Plank;
- f è la frequenza in Hertz,
- e è la carica di un elettrone,
- η_L è efficienza quantica laser .

La rilevazione dell'onda luminosa e quindi del segnale trasmesso viene eseguita principalmente dal fotorivelatore. Nella maggior parte dei casi, il segnale ottico ricevuto è abbastanza debole e quindi viene utilizzato un circuito di amplificazione elettronica, dopo il fotodiodo, per garantire un maggior valore di rapporto segnale-rumore (SNR).

Il rumore totale del fotodiodo PIN e del ricevitore vengono calcolati e sovrapposti alla corrente del segnale del fotodiodo ideale. Per valutare l'effetto del rumore aggiunto durante il processo di amplificazione ci avvaliamo di un modello matematico.

Come sappiamo il rumore nel fotodiodo include rumore shot i_{sh} , corrente di buio i_{dk} e rumore termico i_{th} , di conseguenza la corrente totale generata dal fotodiodo è:

$$i_{total} = i_{sig} + \sqrt{i_{noise}^2} \quad (6.2)$$

dove $i_{noise}^2 = i_{sh}^2 + i_{dk}^2 + i_{th}^2$

Al fine di studiare la fattibilità di trasmissione dei segnali lungo la fibra monomodale sfruttiamo la tecnica IMDD dove sono stati usati i parametri e le configurazioni mostrate in Tabella 6.1

Parametri/Configurazioni	Valori
Banda del canale	3.5 Mhz
Numeri di OFDM per burst ¹⁰	2
Lunghetta prefisso ciclico	1/8
Codice FEC ¹¹	Convoluzionale con rate $\frac{1}{2}$ e $\frac{3}{4}$
Modulazione	QSPK, 16-QAM, 64-QAM
OFDM	192 sottoportanti, 8 portanti pilota e FFT a 256 punti
Space time block coding	Schema di Alamouti
Canale	AWGN
Fading	Rayleigh

Tabella 6.1: parametri e configurazioni con la tecnica IMDD

La Figura 6.1 mostra i risultati della simulazione in termini di Bit Error Rate in funzione di diversi valori di SNR: nel nostro caso viene preso in considerazione il risultato per 64-QAM con $\frac{3}{4}$ come tasso di codifica.

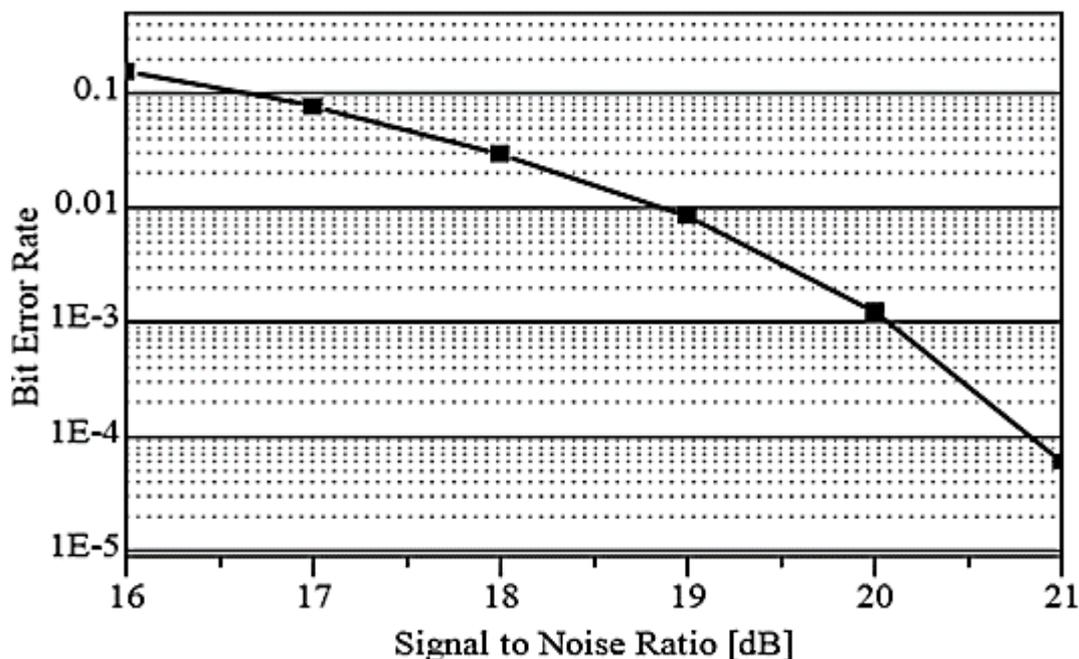


Figura 6.1: BER contro SNR con diversità in trasmissione

¹⁰ Ogni canale TDMA/FDMA è identificato dalla terna (time slot, frame, portante). Nel sistema GSM per esempio all'interno di ogni time slot viene trasmesso un pacchetto di dati (burst) normalmente composto da 156.25 bit, che corrisponde ad una velocità di trasmissione lorda di 270 kbps.

¹¹ In un sistema di telecomunicazione il termine **Forward Error Correction (FEC)** indica un meccanismo di rilevazione e successiva correzione degli errori a valle di una trasmissione digitale ottenuta grazie alla codifica di canale ovvero attraverso l'introduzione di ridondanza di bit al flusso informativo. In particolare il parametro FEC indica quanti dei bit trasmessi vengono utilizzati per correggere eventuali errori in ricezione.

Come si vede dalla figura la BER diminuisce con l'aumentare della SNR: in particolare quando il valore di SNR è pari a 21 dB, la BER assume il valore di 6.018×10^{-5} .

Un altro grafico BER vs SNR per modulazioni 64-QAM con tasso di codifica a $\frac{3}{4}$ senza diversità di trasmissione è indicato nella Figura 6.2.

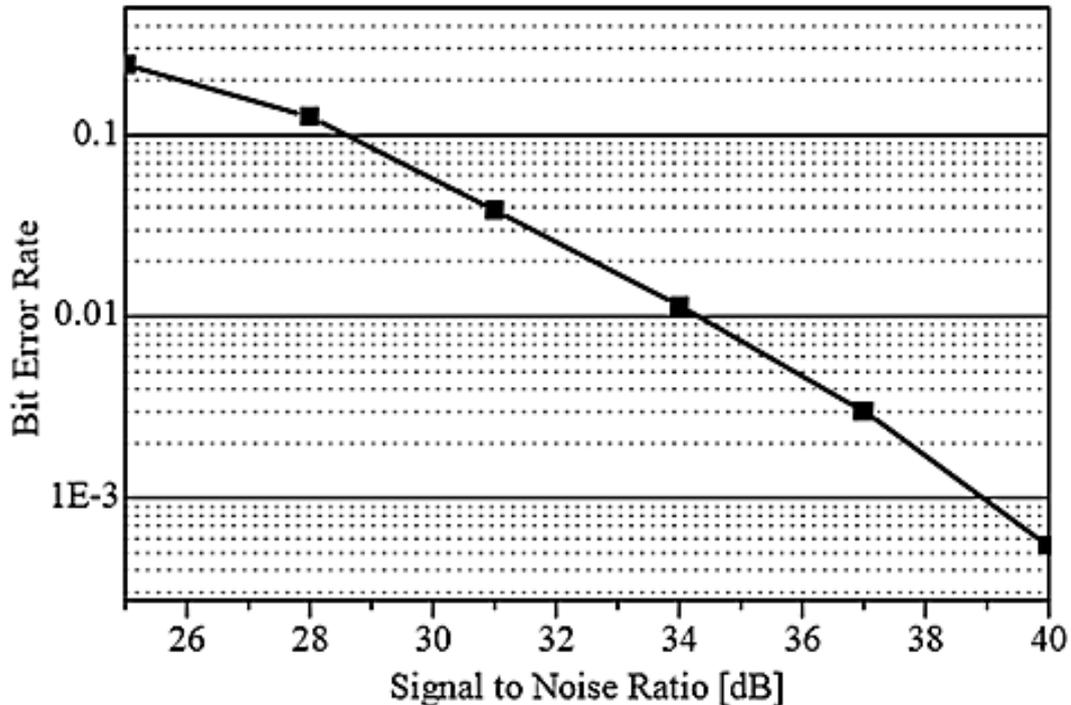


Figura 6.2: BER vs SNR senza diversità di trasmissione

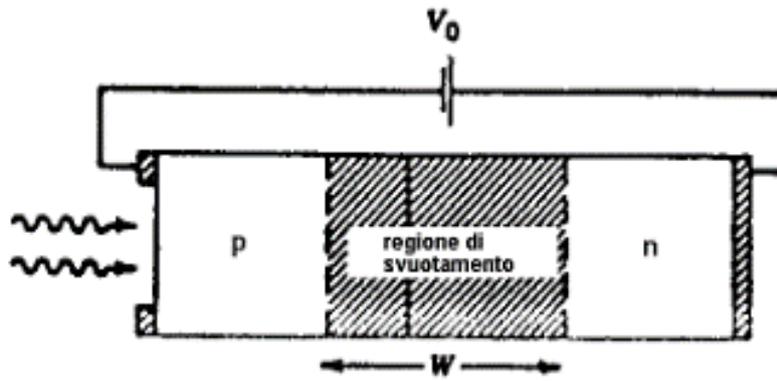
Tuttavia si nota che il valore di BER è migliore se si aggiunge la diversità in trasmissione: questi risultati implicano che la tecnica RoF può essere una tecnologia che permette la trasmissione di dati in maniera ottimale o almeno migliore rispetto al cavo tradizionale.

L'obiettivo di questa prima parte di studio è stato quello di analizzare la tecnologia RoF per la trasmissione di segnali alle RAUs e quindi di suggerire possibili scenari di implementazione RoF anche in ambito navale per ridurre i costi e le spese operative per la fornitura dei servizi.

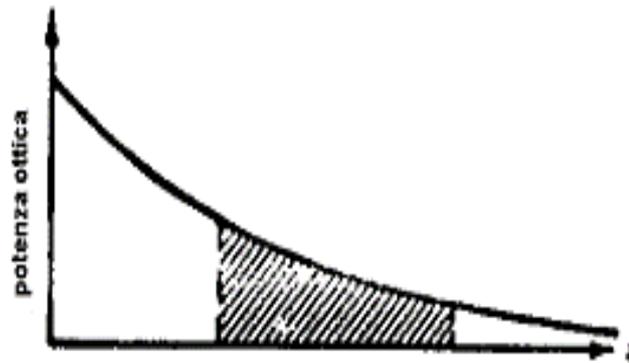
6.2 Analisi del fotorivelatore

Poniamo ora la nostra attenzione su un dispositivo fondamentale del collegamento ottico ovvero il fotorivelatore che converte il segnale da ottico ad elettrico e in particolare ci focalizziamo sul fotodiodo PIN [16].

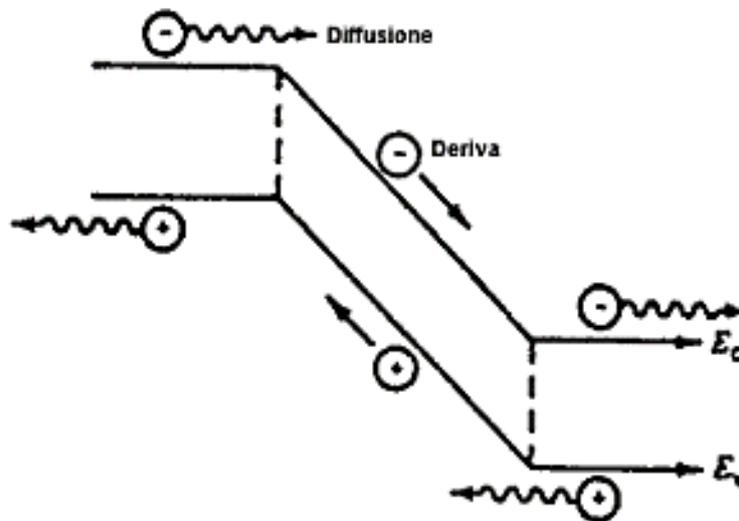
Come funziona il fotodiodo PIN? Partiamo dalla Figura 6.3 che mostra un fotodiodo a giunzione p-n polarizzato inversamente.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.3: Struttura di un fotodiode p-n (a); variazione della potenza ottica al suo interno (b); diagramma a bande di energia e movimento delle cariche (c)

Nella zona di svuotamento non ci sono portatori liberi ed un'elevata barriera di potenziale si oppone alla circolazione di elettroni dal lato n al lato p (e di lacune in senso contrario). Quando la giunzione è illuminata (per esempio dal lato p), i fotoni assorbiti nella regione di svuotamento producono delle coppie di cariche che, sotto l'azione di un elevato campo

elettrico si spostano, gli elettroni verso la zona n e le lacune verso la regione p. Si noti che la luce è assorbita anche fuori della zona di svuotamento.

Il tempo di risposta del fotodiode p-n dipende dal tempo di transito delle cariche generate attraverso la regione di svuotamento:

$$\tau = \frac{w}{v_s} \quad (6.3)$$

con v_s velocità media delle cariche maggioritarie (che danno luogo alla corrente di conduzione) e w lo spessore della regione attraversata.

Valori tipici sono: $w = 10 \mu\text{m}$, $v_s = 10^7 \text{cm/sec}$ e, quindi $\tau = 100 \text{psec}$.

Poiché, come già detto, una parte della luce incidente è assorbita fuori della regione di svuotamento, oltre alla corrente di conduzione attraverso la regione di svuotamento, è presente anche una corrente di diffusione, costituita dagli elettroni che, generati nella zona p, devono diffondere fino a giungere alla zona n e dalle lacune che fanno il cammino inverso.

La corrente di diffusione è un fattore limitante la velocità di risposta del fotodiode p-n: la diffusione su una distanza di $1 \mu\text{m}$ richiede un tempo di almeno 1 nsec. La componente di diffusione della corrente può essere ridotta allargando la regione di svuotamento in modo da aumentare le ricombinazioni all'interno di essa.

Per allargare la regione di svuotamento si può inserire, tra le regioni p ed n, una zona di materiale poco drogato e tale da poter essere considerato intrinseco. Si ha così il fotodiode PIN di cui rappresentiamo lo schema nella Figura 6.4.

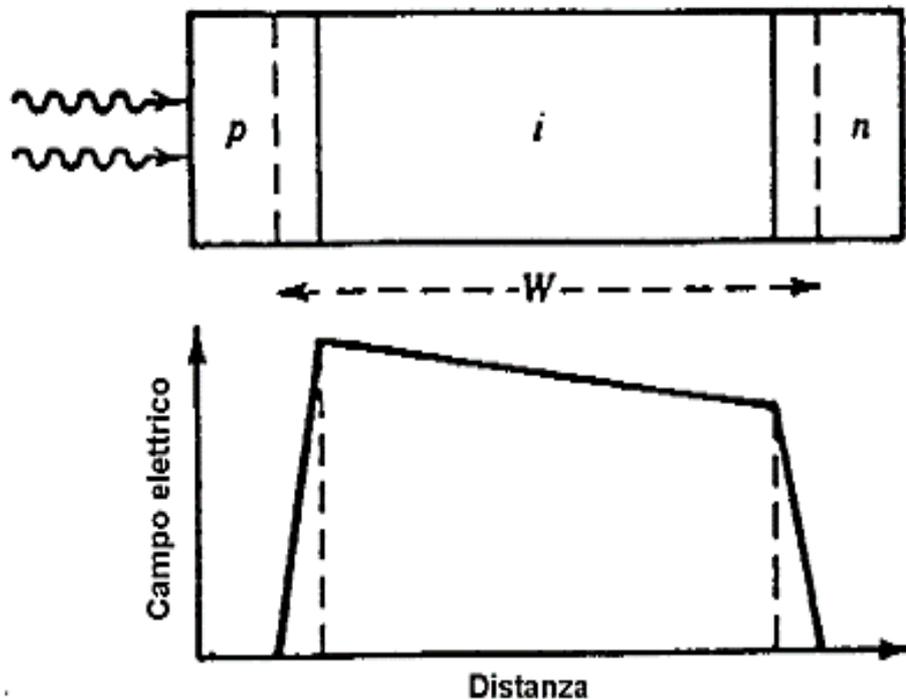


Figura 6.4: Struttura di principio di un diodo PIN e distribuzione di campo elettrico in condizioni di polarizzazione inversa

Il diodo funziona con polarizzazione inversa con la zona di carica spaziale che si estende nella regione intrinseca. In tal modo si crea una regione più ampia in cui il campo elettrico, a cui le cariche sono soggette, è più elevato. In generale la regione p è più drogata della regione n.

Coppie elettrone-lacuna vengono create quando luce con energia pari al gap o più elevata incide sul diodo. Le coppie che sono generate nella regione di svuotamento o nella regione dei contatti entro una lunghezza di diffusione della regione di svuotamento, vengono fatte passare attraverso la zona di svuotamento dal campo elettrico e poi raccolte per dare il segnale in uscita.

Lo strato intrinseco presenta una resistenza maggiore rispetto agli strati laterali, perciò la caduta di tensione è raccolta in massima parte ai suoi capi e, perciò il campo elettrico al suo interno è molto elevato. Quindi, la regione di svuotamento racchiude lo strato intrinseco e la sua larghezza w può essere controllata, durante la fabbricazione, regolando la larghezza dello strato intrinseco. In tal modo si concentrano le ricombinazioni nella regione di svuotamento evitando così la componente diffusiva della corrente.

Esiste un valore ottimo di w che deriva da un compromesso tra efficienza quantica e tempo di risposta. All'aumentare di w , infatti, aumenta η , che tende a 1, ma aumenta anche il tempo di transito a spese della velocità di risposta. Per i fotodiodi al silicio o germanio, semiconduttori a band-gap indiretto, w deve essere almeno $20 \div 50 \mu\text{m}$ perché η sia accettabile ed il tempo di transito ($\approx 200 \text{ psec}$), in tal caso, limita la risposta in frequenza. Nel caso di fotodiodi a InGaAs, semiconduttore a band-gap diretto, w può essere molto minore ($\approx 3 \div 5 \mu\text{m}$). Ne risulta una banda nell'intervallo 3 -5 GHz. Sono stati sperimentati diodi PIN con banda dell'ordine dei 20 GHz, ovviamente a spese della responsivity e dell'efficienza quantica.

In Figura 6.5 è riportato lo schema di un diodo PIN per sistemi di comunicazioni ottiche.

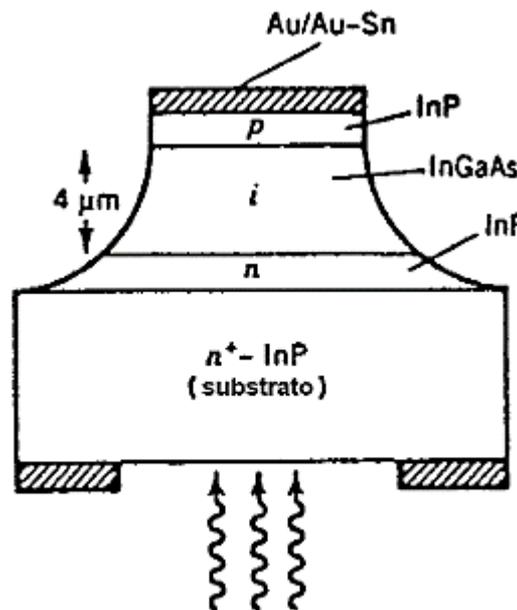


Figura 6.5: Realizzazione di un PIN InGaAs per comunicazioni ottiche in seconda e terza finestra

Lo strato intrinseco è formato da InGaAs mentre i due strati p ed n sono InP opportunamente drogati. Poiché il band-gap del InP è 1.35 eV, esso è trasparente a lunghezze d'onda superiori a $0.92 \mu\text{m}$, mentre il band-gap del InGaAs è 0.75 eV e ciò corrisponde ad una frequenza di taglio di $1.65 \mu\text{m}$. La faccia di ingresso della luce viene resa antiriflettente per migliorare l'efficienza del dispositivo. Infatti, se tutte le coppie generate dalla luce incidente vengono raccolte, l'efficienza quantica del diodo è data da:

$$\eta = (1 - R_i)(1 - e^{-\alpha w}) \quad (6.4)$$

dove R_i è la riflettività. In un dispositivo reale R può essere resa piccola mediante l'uso di rivestimenti antiriflettenti alle lunghezze d'onda di funzionamento. Pertanto, una buona efficienza quantica richiede che il dispositivo sia abbastanza spesso in modo da assorbire tutta la luce incidente. Il coefficiente di assorbimento per luce a $1.5 \mu\text{m}$ in GaInAs è $\approx 10^4 \text{ cm}^{-1}$, come già si è detto, in tal caso, un dispositivo con regione di assorbimento di spessore $3 \mu\text{m}$ presenta un'efficienza quantica del 95%.

La risposta in frequenza di un diodo PIN può essere limitata da tre fattori:

- Il tempo richiesto perché i portatori generati fuori dalla regione di svuotamento diffondano nella regione di svuotamento stessa;
- Il tempo richiesto dai portatori per attraversare la regione di svuotamento;
- La costante di tempo RC determinata dalla capacità della giunzione e dalla resistenza equivalente del diodo.

Poiché la diffusione dei portatori è un processo relativamente lento, è opportuno che i portatori vengano generati nella regione di svuotamento. La tensione di polarizzazione inversa per ottenere una larga ($\approx 3 \mu\text{m}$) regione di deplezione dipende dalle concentrazioni di drogante nelle due regioni n e p:

$$w = \frac{\sqrt{2}\epsilon(V_0 + V_R)}{qN_B} \quad (6.5)$$

in cui w è la larghezza della regione di deplezione, ϵ è la costante dielettrica, V_0 la tensione di built-in della giunzione, V_R la tensione inversa applicata, N_B la concentrazione di portatori. Una regione di deplezione stretta riduce il tempo di transito dei portatori ma aumenta la capacità della giunzione e diminuisce l'efficienza quantica.

Un diodo PIN è soggetto a diverse sorgenti di rumore che degradano le sue prestazioni. Infatti la corrente che fluisce in un diodo PIN è il risultato di tre effetti:

- 1) la corrente dovuta al segnale ottico I_P ;
- 2) la corrente dovuta alla radiazione di background I_B ;
- 3) la dark current I_D dovuta a fenomeni di fuga superficiale, effetto tunnel e generazione termica di coppie elettrone-lacuna all'interno di una lunghezza di diffusione nella regione di svuotamento.

Tutte queste correnti sono generate in modo random e contribuiscono allo shot noise (rumore quantico) che può essere espresso da:

$$\langle i_S^2 \rangle = 2q(I_P + I_B + I_D) \quad (6.6)$$

A questa sorgente di rumore occorre aggiungere anche il rumore termico detto anche rumore Johnson, dovuto alla resistenza del diodo, combinata con la resistenza totale di ingresso dello stadio preamplificatore che segue. Il rumore termico può essere espresso da:

$$\langle i_T^2 \rangle = \frac{4KT_{eff}B}{R_{eff}} \quad (6.7)$$

dove T_{eff} è la temperatura effettiva (o efficace) legata alla figura o cifra di rumore NF dell'amplificatore

$$T_{eff} = T(10^{\frac{NF}{10}} - 1) \quad (6.8)$$

ed R_{eff} è il parallelo delle resistenze del rivelatore e quella d'ingresso del preamplificatore.

Quando si progetta un rivelatore PIN è necessario tenere in conto le condizioni su indicate. In Figura 6.6 è mostrato un diagramma che riporta le regole di progetto di rivelatori PIN a InGaAs.

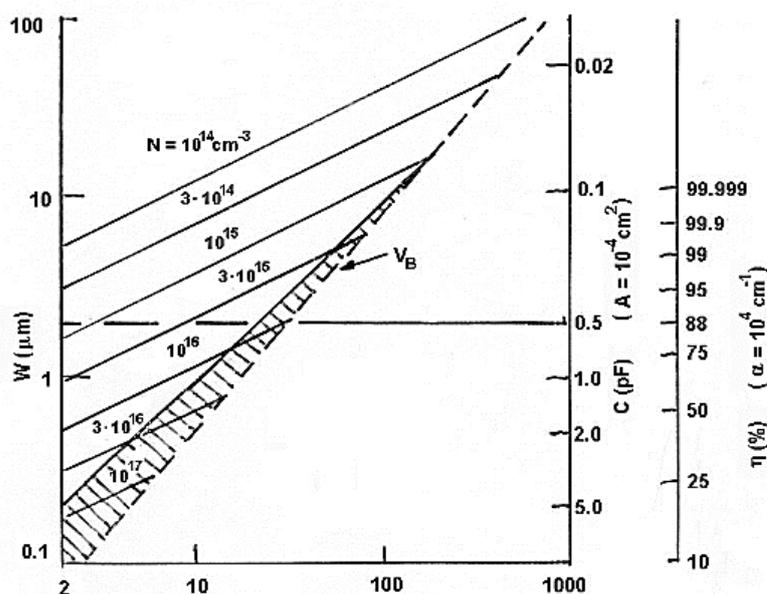


Figura 6.6: Regola di progetto di un fotodiode PIN

La linea tratteggiata indica la tensione di breakdown V_B dei diodi, mentre la zona grigia mostra la tensione a cui la corrente per tunneling diventa troppo alta.

Dal diagramma si può osservare che per ottenere una regione di svuotamento sufficientemente larga per una buona efficienza quantica, è necessario avere un livello di drogaggio minore di $8 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$.

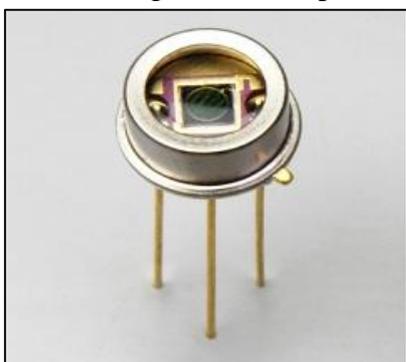


Figura 6.7: Esempio fotodiode PIN

Un dispositivo con questo livello di drogaggio presenta una regione di svuotamento larga $2 \mu\text{m}$, corrispondente a un tempo di transito di 30 psec

I fotodiode usati nel nostro collegamento sono quelli PIN per la loro semplicità e affidabilità e di cui la figura a lato ne mostra un esempio.

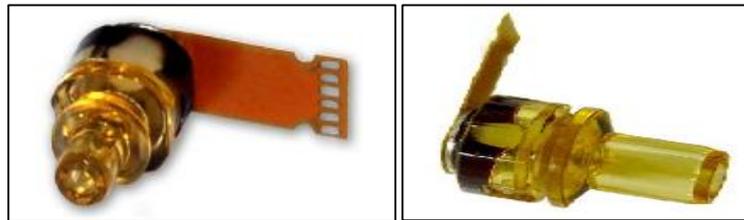
La Tabella 6.2 mostra i vari parametri di un fotodiode realizzato in Silicio (Si) e in InGaAs a confronto.

Tipici parametri di fotodiodi PIN realizzati in Silicio (Si) e in Indio Gallio (InGaAs)		
Parameter	Si	InGaAs
Operating range [μm]	0.5-1.1	1.0-1.6
Quantum Efficiency	0.8 @900nm	0.95 @1550nm
Rise/fall time [ps]	40	50
Capacitance [pF]	0.5	0.7
Dark Current @270K [nA]	1	1
Bias Voltage [V]	-5	-5
Active Area Diameter [μm]	80	50

Tabella 6.2: Fotodiodi in Si e InGaAs a confronto

6.2.1 Fotodiodo InGaAs [17]

Focalizziamo la nostra attenzione sul fotodiodo InGaAs poiché è quello maggiormente utilizzato. Di seguito riportiamo alcune immagini di un fotodiodo InGaAs, i principali parametri che lo caratterizzano e la tipica risposta in frequenza a seconda della lunghezza d'onda a cui operano.



Parameter	Rating
Storage Temperature	-40 to +85°C
Case Operating Temperature	-10 to +85°C
Lead Solder Temperature	260°C, 10 sec.
Power Supply Voltage	-0.5V to 4V
Incident Optical Power	+3 dBm average, +5 dBm peak
Storage Temperature	-40 to +85°C

Figura 6.8: Immagini di un fotodiodo PIN InGaAs con parametri caratteristici

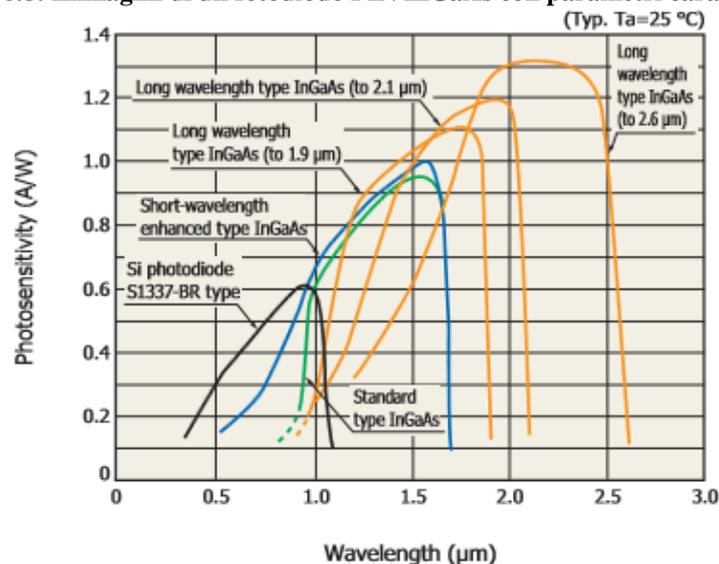
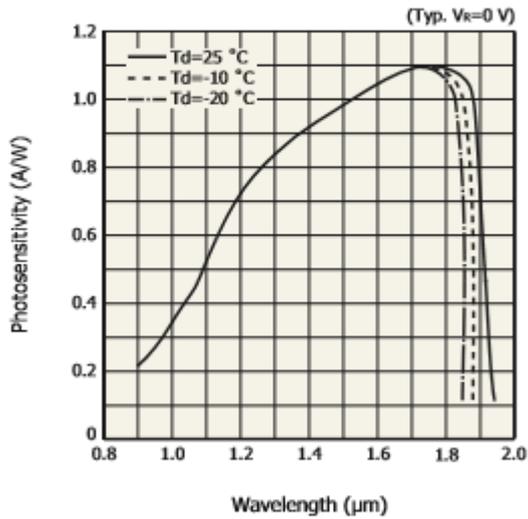
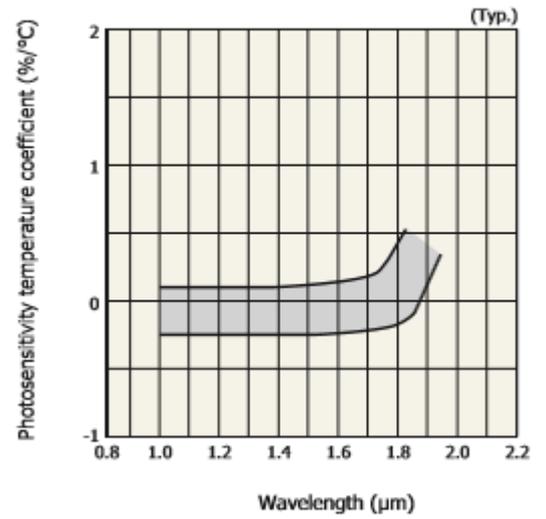


Figura 6.9: Tipica risposta spettrale e caratteristica di responsività del fotodiodo InGaAs

▣ Spectral response



▣ Photosensitivity temperature characteristics



▣ Linearity (G12181-010K)

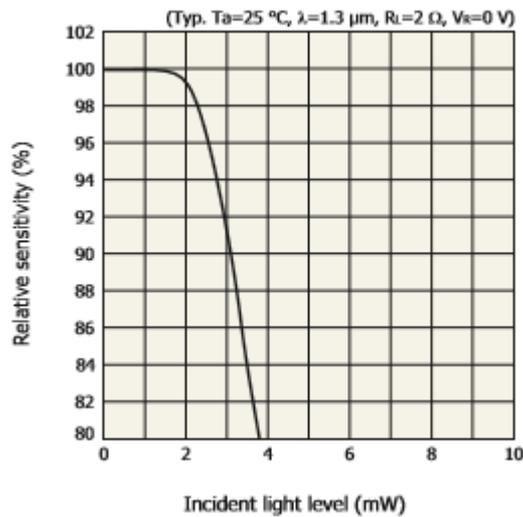


Figura 6.10: Grafici relativi alle varie proprietà del fotodiode PIN InGaAs

Dai grafici si vede che la lunghezza d'onda di cut-off λ_c rappresenta la minima lunghezza d'onda rivelabile dal dispositivo e dipende dallo spessore dello strato di diffusione. La risposta in frequenza è generalmente caratterizzata dalla frequenza di cut-off f_c o dal tempo di salita t_r . La frequenza di cut-off f_c è la frequenza per cui il segnale d'uscita del fotodiode diminuisce di 3 dB rispetto al suo valore a 100 kHz, mentre il tempo di salita t_r è il tempo necessario all'uscita per passare dal 10% al 90% del suo valore massimo.

Il limite inferiore all'efficienza di rivelazione è fissato, invece, dal rumore caratteristico. Esso è dato dalla somma di due componenti: il rumore termico (dovuto alla generazione termica dei portatori, che aumenta le fluttuazioni statistiche del dispositivo) ed il rumore shot (dovuto alla granularità della radiazione incidente e della corrente elettrica). Un ulteriore limite è dato dal Nuclear Counter Effect: si tratta del segnale prodotto dalle particelle cariche

in moto che attraversano il fotodiodo e determinano una ionizzazione del mezzo con la creazione di un segnale spurio che provoca una perdita di risoluzione nelle misure d'energia.

6.2.2 Metodo Photomixing [18]

Ora viene presentato un metodo a basso costo per la caratterizzazione della risposta in frequenza di fotodiodi a larga banda, basato sulla tecnica denominata photomixing.

Le misure di caratterizzazione di fotorivelatori che operano a larga banda (decine di GHz) comportano tipicamente l'uso di una costosa strumentazione a radiofrequenza quali network analyzer, generatori ad alta frequenza e modulatori ottici ad alta velocità; per svincolarsi da tale problema è possibile generare il segnale a radiofrequenza attraverso il battimento di due frequenze ottiche provenienti da due modi di uno stesso laser multimodale o da due sorgenti diverse, ottenuto tramite rivelazione coerente sul fotodiodo stesso: tale tecnica è nota come photomixing. In questo lavoro utilizziamo il battimento tra due sorgenti laser a basso costo, di tipo Fabry-Perot, la cui lunghezza d'onda viene controllata in maniera grossolana variando la temperatura, ed in maniera più precisa con un controllo in corrente.

Nella Figura 6.11 viene mostrata la configurazione sperimentale in fibra ottica che è stata utilizzata.

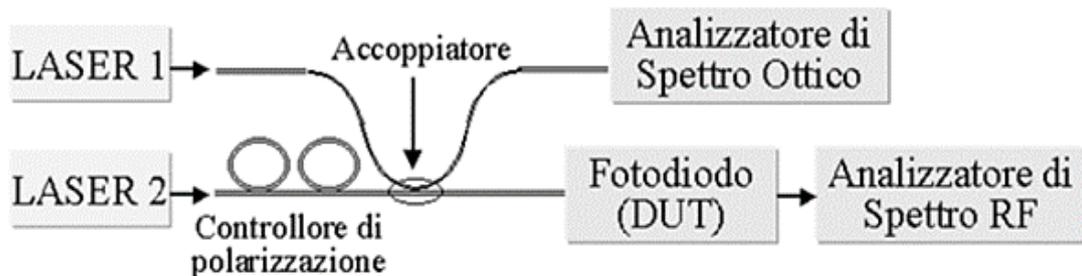
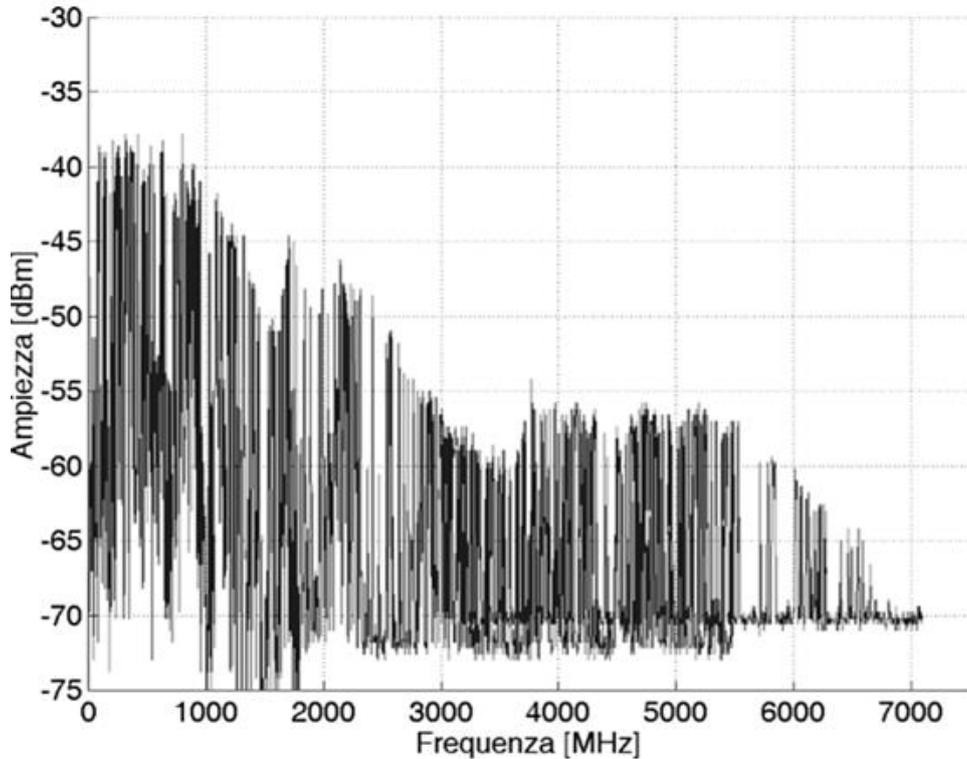


Figura 6.11: Configurazione sperimentale utilizzata per la caratterizzazione di fotodiodi a larga banda

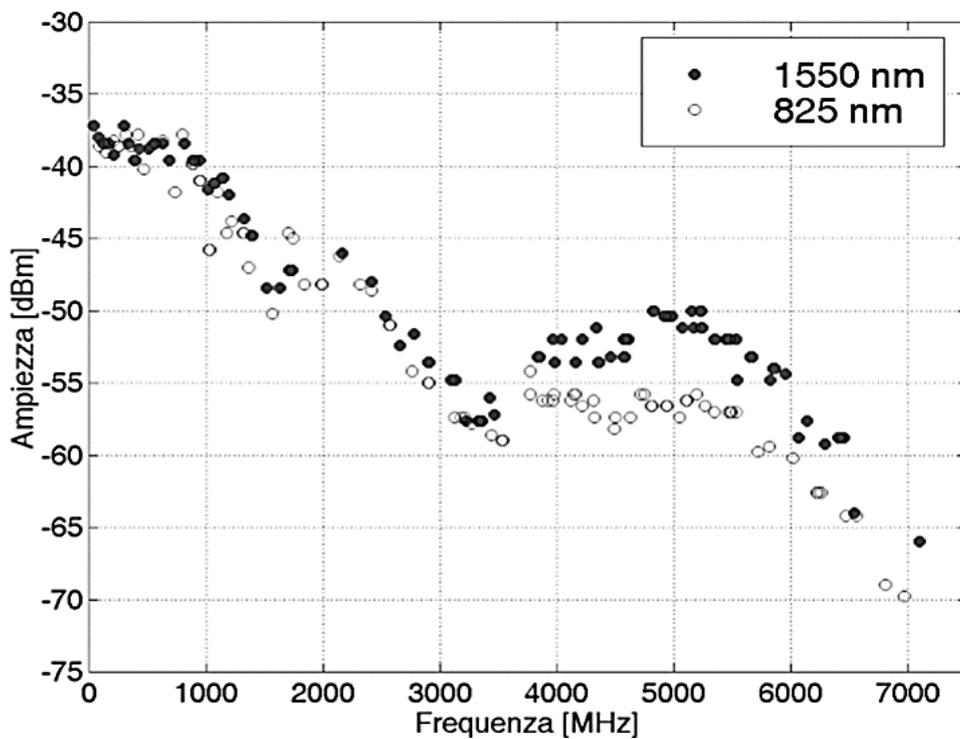
I due fasci laser vengono lanciati nei due rami di ingresso di un accoppiatore in fibra ottica 50/50, diretti rispettivamente in un analizzatore di spettro ottico e nel fotodiodo da caratterizzare. L'analizzatore di spettro ottico è utile per controllare la sovrapposizione in lunghezza d'onda dei due laser, ottenibile tramite regolazione della temperatura e della corrente di alimentazione. L'uscita elettrica del fotodiodo è collegata direttamente ad un analizzatore di spettro elettrico a radiofrequenza, tramite cui è possibile visualizzare il segnale di battimento, il quale consiste in un picco alla frequenza differenza delle due portanti ottiche: l'ampiezza di tale segnale, al variare della frequenza, permette dunque di risalire alla curva di risposta in frequenza del dispositivo. È importante notare come il segnale di battimento presenti una notevole instabilità in frequenza, direttamente riconducibile alle fluttuazioni di lunghezza d'onda delle sorgenti laser utilizzate (dell'ordine di 10 MHz/s): pertanto, una misura sistematica dell'ampiezza del picco risulta particolarmente difficoltosa. Tale problema è stato risolto tramite l'utilizzo della modalità max-hold¹², presente in ogni convenzionale analizzatore di spettro elettrico: essa consente di mantenere visualizzata, per ogni frequenza, la massima ampiezza acquisita in una serie di scansioni consecutive

¹² L'acquisizione dello spettro viene fatta memorizzando i valori massimi (Max Hold) per un tempo sufficiente affinché i valori di picco si stabilizzino.

Inizialmente la lunghezza d'onda dei due laser viene variata agendo sul controllore di temperatura, in modo tale da sovrapporre i due modi al limite della risoluzione dell'analizzatore di spettro ottico (nel nostro caso 0,1 nm, corrispondenti a circa 50 GHz a 800 nm). Attraverso un analizzatore di spettro elettrico è dunque possibile osservare il picco di battimento, situato ad una frequenza tipicamente inferiore ai 10 GHz).



(a)



(b)

Figura 6.12: (a) Acquisizione della traccia dell'analizzatore di spettro elettrico Tektronics 492PGM configurato nella modalità max-hold; (b) misura della risposta in frequenza di un fotodiode FGA04; vengono mostrati i risultati per due valori di lunghezza d'onda

A questo punto è possibile effettuare la misura vera e propria utilizzando la modalità max-hold; la variazione fine della frequenza di battimento viene realizzata controllando la corrente di alimentazione di uno dei due laser (circa 4 GHz/mA). In Figura 6.12a vengono mostrati i risultati relativi alla misura effettuata a 825 nm su un fotodiode FGA04, con banda nominale di 2 GHz; effettuando un'opportuna post-elaborazione dei dati acquisiti, si ottiene dunque una curva proporzionale alla risposta in frequenza del dispositivo misurato (Figura 6.12b). La stessa procedura è stata poi ripetuta per diversi fotodiode campione; a titolo di esempio, riportiamo in Figura 3 la curva di caratterizzazione di un fotodiode New Focus 1004 con banda nominale di 40 GHz, il quale ha mostrato una risposta in frequenza particolarmente uniforme.

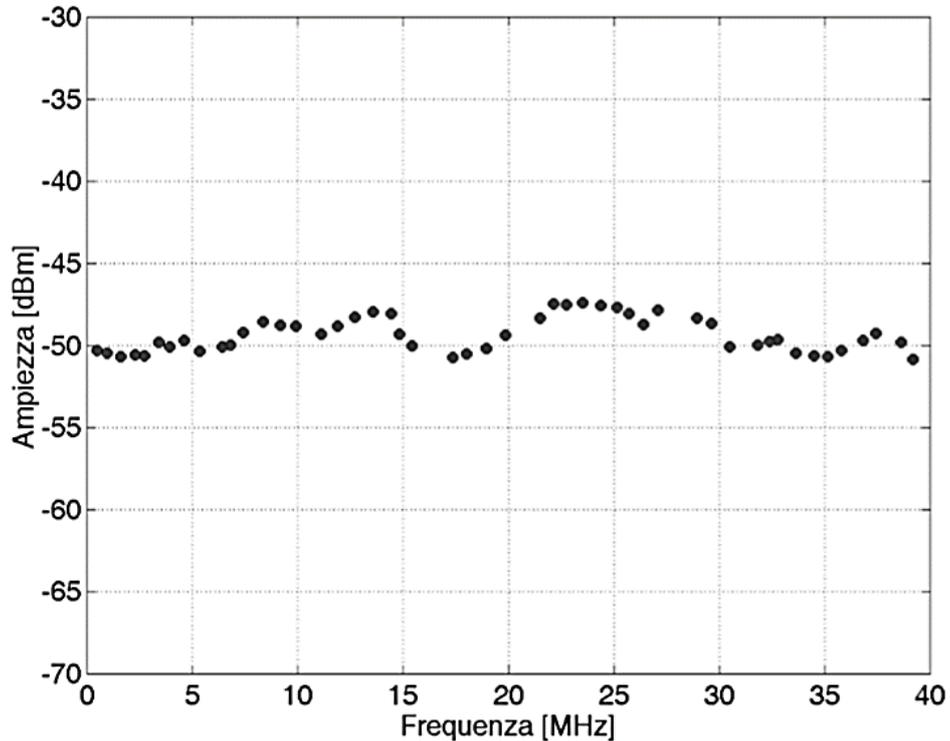


Figura 6.13: Misura della risposta in frequenza di un fotodiode New Focus 1004 effettuata alla lunghezza d'onda di 825nm

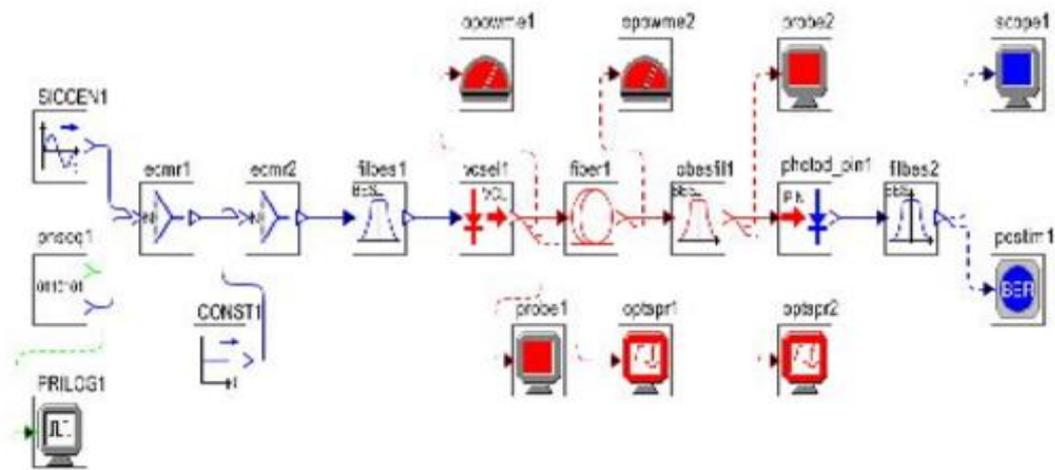
I risultati ottenuti dimostrano come sia possibile utilizzare la tecnica di photomixing per la caratterizzazione in frequenza di fotodiode a larga banda, impiegando sorgenti laser di tipo Fabry-Perot a basso costo.

Il fotorivelatore quindi è un dispositivo fondamentale nel collegamento della tratta su fibra poiché è il responsabile della conversione del segnale da ottico a elettrico e quindi un buon fotorivelatore che non apporti ulteriore attenuazione e aggiunga di rumore fornisce buone prestazioni.

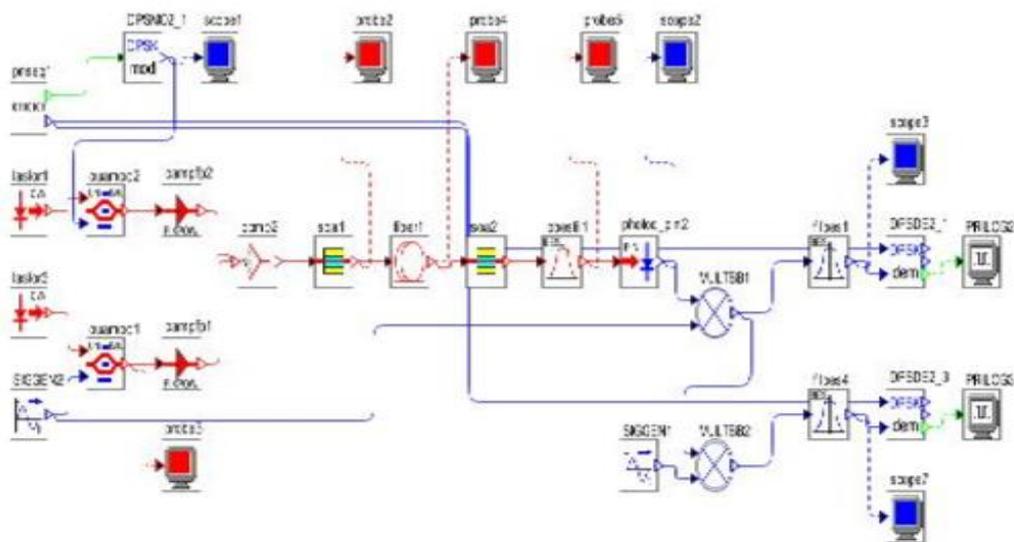
6.3 Modulazione diretta ed esterna a confronto [19]

Per la modulazione diretta facciamo uso di un laser ad iniezione ottica VCSEL per realizzare un sistema modulato direttamente a 50 GHz invece per la modulazione esterna, oltre ad usare il classico modulatore esterno Mach-Zehnder, è possibile utilizzare un RSOA (Reflective Semiconductor Optical Amplifier) e un EAM (Electro Absorption Modulator): l'utilizzo di un EAM ha molti vantaggi rispetto al MZM come la bassa tensione di pilotaggio, il basso consumo, la piccola dimensione, la larga banda operativa e la capacità di integrazione monolitica con altri dispositivi a semiconduttore.

Il sistema di comunicazione basato sulla Radio over Fiber è stato studiato con l'aiuto di OPTSIM usando sia una modulazione diretta che una modulazione esterna. Il setup di simulazione è mostrato nella Figura 6.14:



(a)



(b)

Figura 6.14: Modulazione diretta (a) e modulazione esterna (b)

Nella modulazione diretta, il segnale RF viene inviato dal VCSEL (laser modulato diretta) al trasmettitore. Il segnale modulato poi viene trasmesso attraverso la fibra ottica di lunghezza pari a 10 km e con un bit rate di 20 Gbps.

Nella modulazione esterna, i segnali a RF che vengono trasmessi dal trasmettitore e dal segnale ottico da un CW Laser sono alimentati da un modulatore esterno (modulatore MZM e Reflective semiconductor optical amplifier RSOA). Anche qui è stata usata una sorgente di dati a 20 Gbps e il segnale modulato è trasmesso attraverso una fibra di 10 km di lunghezza. Dalla parte ricevente un fotodiodo PIN è impiegato per convertire il segnale ottico in segnale elettrico.

Nelle Figure seguenti mostriamo i risultati di modulazione diretta e poi quella esterna usando rispettivamente l'EAM e poi il RSOA [19].

Successivamente le prestazioni di modulazione diretta ed esterna vengono confrontate in termini di diagramma ad occhio, Q-Factor¹³ e Responsività.

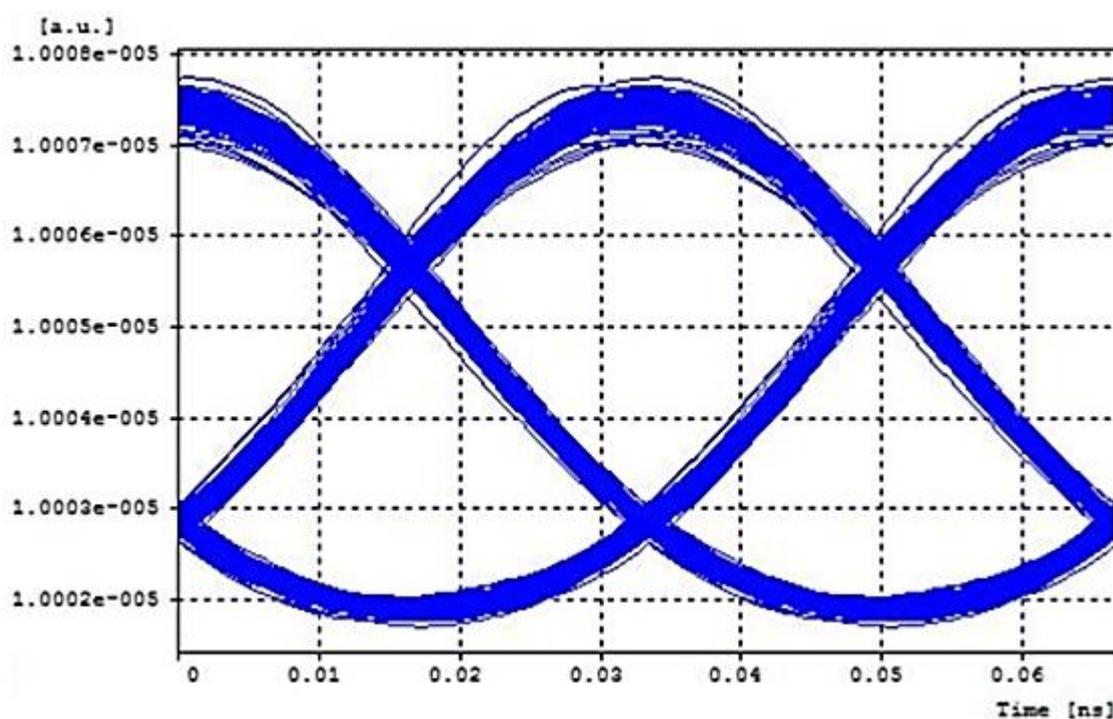


Figura 6.15: Diagramma ad occhio relativo alla modulazione diretta su una fibra di 10 km di lunghe

¹³ Il **fattore di merito**, fattore di qualità o semplicemente **Q** (in inglese *Q factor*) è un parametro dimensionale che confronta la costante di tempo della fase decrescente dell'ampiezza di un sistema fisico oscillante con il suo periodo di oscillazione. In maniera equivalente confronta la frequenza alla quale un sistema oscilla con il tasso di dissipazione di energia. Un *Q* più alto indica un minor tasso di dissipazione di energia rispetto alla frequenza di oscillazione, per cui le oscillazioni si smorzano più lentamente.

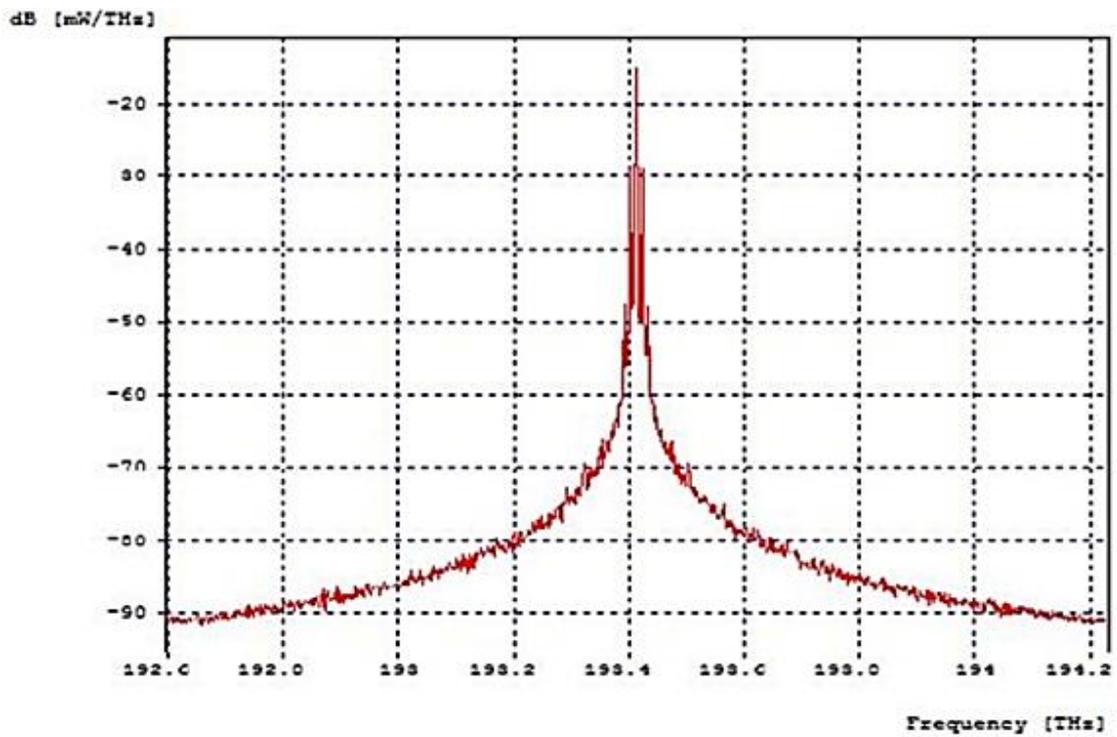


Figura 6.16: Spettro ottico relativo alla modulazione diretta

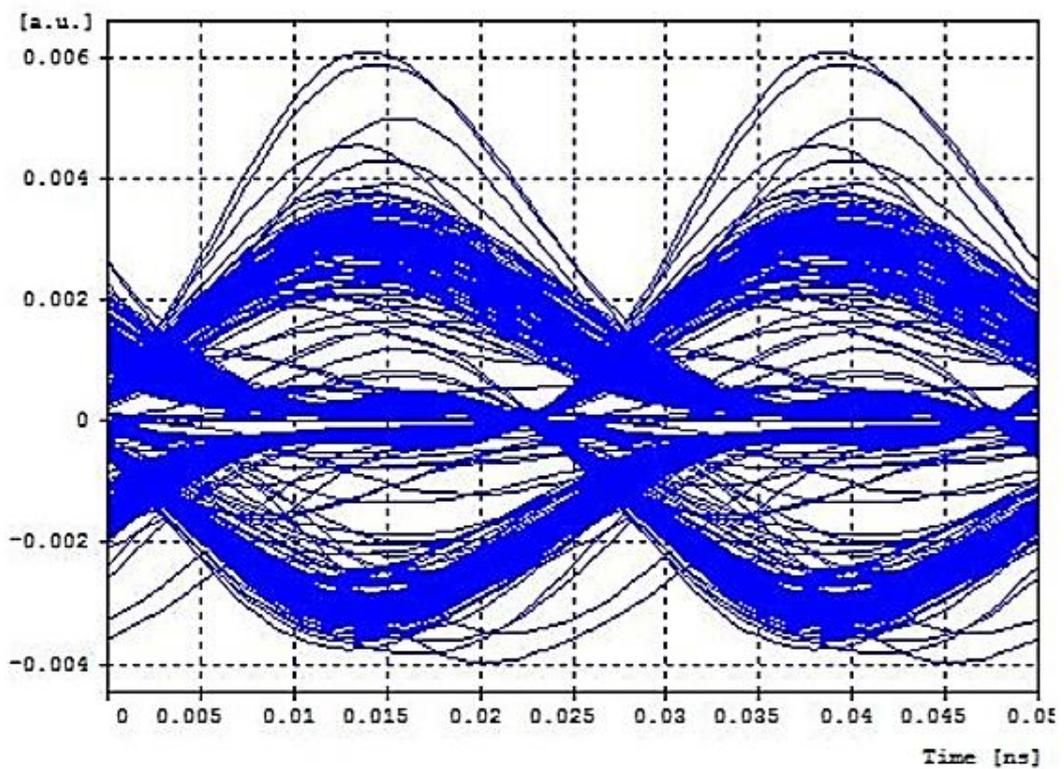


Figura 6.17: Diagramma ad occhi del dispositivo RSOA

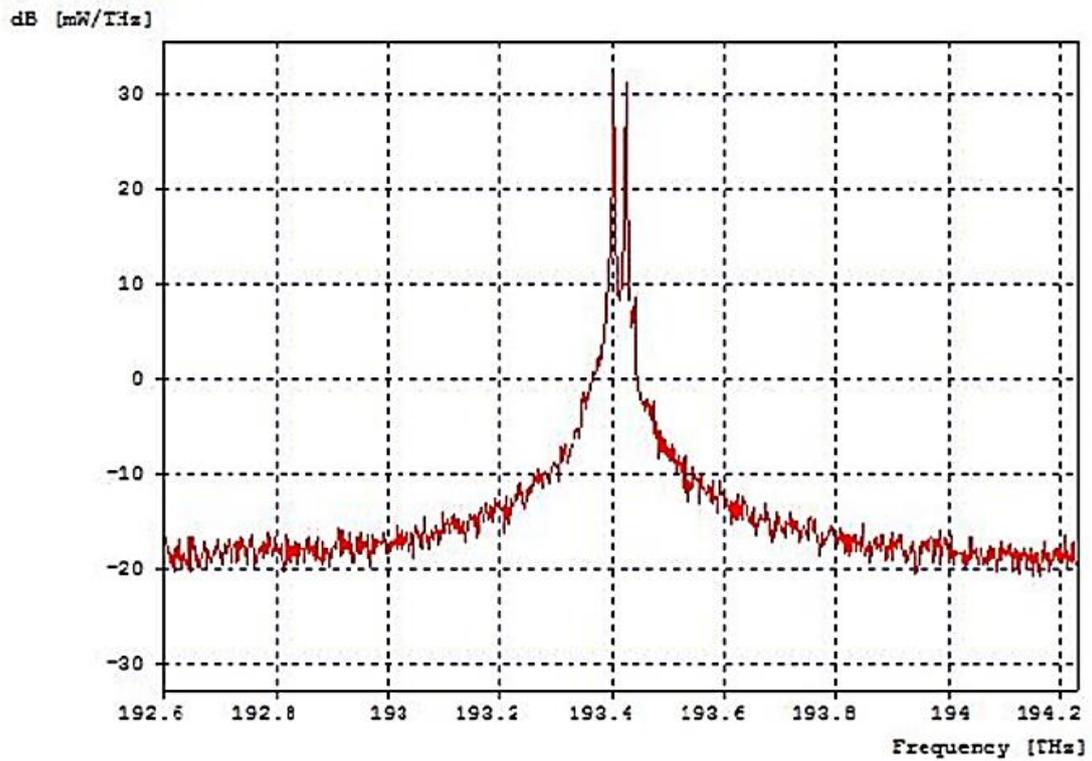


Figura 6.18: Spettro ottico con RSOA

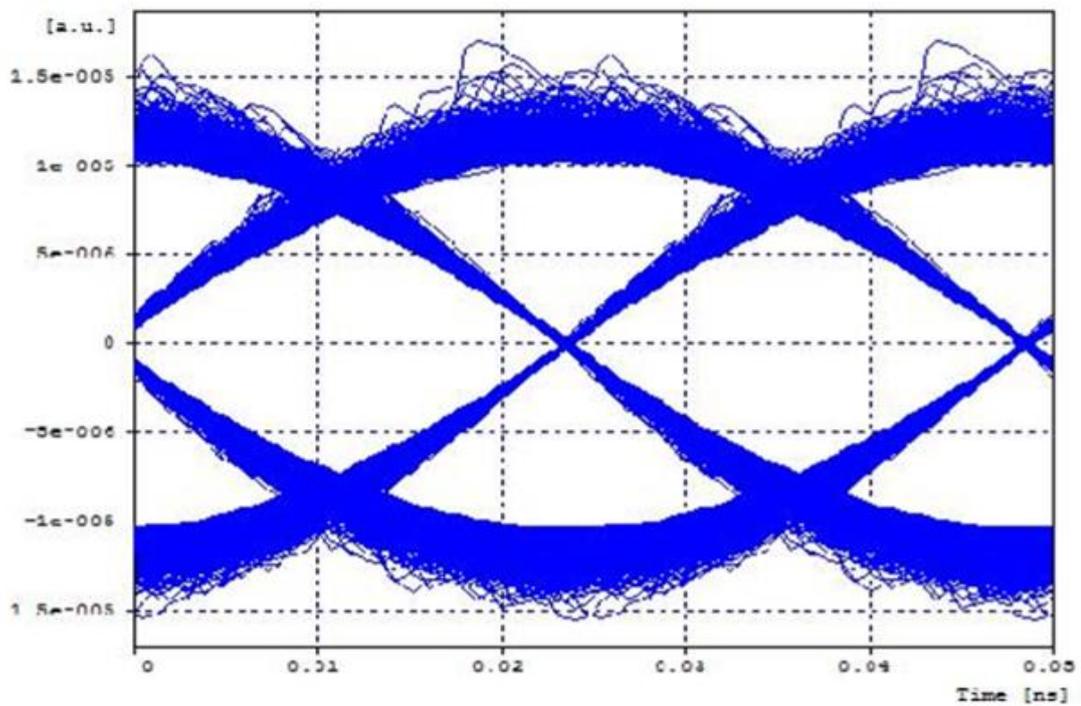


Figura 6.19: Diagramma ad occhio con dispositivo EAM

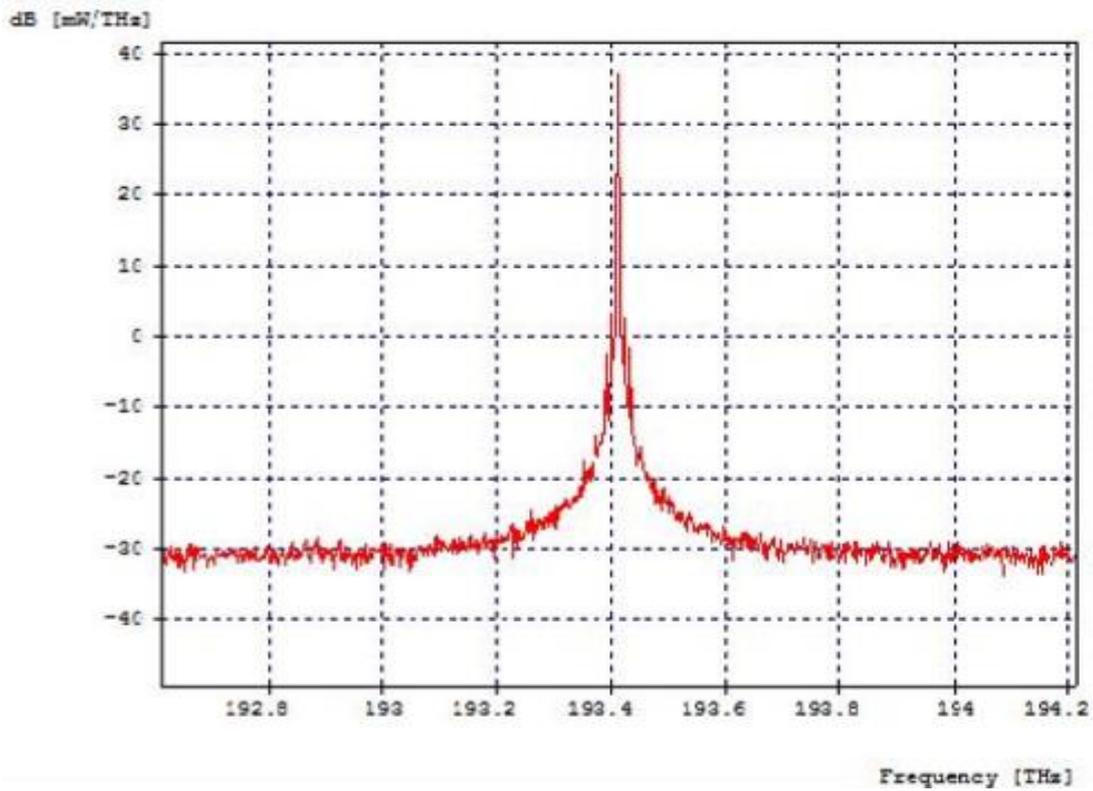


Figura 6.20: Spettro ottico con EAM

Le Tabelle 6.3 e 6.4 mostrano i risultati dei differenti tipi di collegamento in termini di Q-Factor, Eye opening, Eye closing e potenza trasmessa.

Tecnica di modulazione	Q-Factor (dB)	Eye opening (a.u.)	Eye closing (dB)
Modulazione Diretta	22.7996	7.3143e-01	1.033229
Modulazione esterna usando RSOA	11.4563	0.0001487	12.33060
Modulazione esterna usando EAM	24,9856	1.5588e-05	0.636221

Tabella 6.3: Valori di Q-Factor, Eye opening e Eye closing delle varie tecniche di modulazione

Tecnica di modulazione	Potenza prima della Fibra (dBm)	Potenza dopo la fibra(dBm)
Modulazione diretta	-46,0541	-48,082
Modulazione esterna usando RSOA	-23	-17.7441
Modulazione esterna usando EAM	9	10

Tabella 6.4: Potenza ottica nelle varie tecniche di modulazione

La Radio over Fiber di nuovo si presenta come la tecnica che offre diversi vantaggi rispetto ad altre tecnologie: alto throughput, alta efficienza, bassa attenuazione, banda larga e facilità di installazione e manutenzione.

Considerando gli esperimenti condotti usando le due modulazioni, secondo Optsim i risultati della modulazione esterna (usando EAM) sono migliori delle altre tecniche.

6.4 Tecnica di ottimizzazione della tensione di Bias nel collegamento RoF [20]

Come sappiamo i collegamenti in Radio over Fiber (RoF) offrono un'elevata velocità di trasmissione dei dati: infatti la RoF è una tecnologia in cui un segnale luminoso viene modulato a frequenze radio per essere poi trasmesso su fibra.

Siccome nel caso di modulazione esterna i dispositivi di modulazione sono soggetti a distorsione non lineare, è opportuno un controllo della tensione di polarizzazione del dispositivo.

Il livello di tensione di polarizzazione ottimale per un modulatore Mach-Zehnder è importante per avere delle buone prestazioni su un collegamento RoF.

Analizzeremo un metodo per ottimizzare il punto di polarizzazione del modulatore esterno di un sistema radio su fibra considerando sia il guadagno a RF sia la cifra di rumore.

Dagli studi fatti precedentemente si è notato che il guadagno a RF su fibra ottica aumenta prima in maniera non lineare e poi diminuisce col tempo al variare della tensione di polarizzazione, mentre la cifra di rumore NF ha una relazione inversa con la tensione di polarizzazione. Pertanto, un fattore preposto a determinare la bontà del collegamento è senza dubbio la cifra di merito che tiene conto del guadagno, della cifra di rumore e della dinamica del segnale libero da spurie.

I risultati delle simulazioni che di seguito proponiamo mostrano che un punto di polarizzazione ottimale può essere ricavato utilizzando questa cifra di merito.

Adottiamo quindi una tecnica per ottimizzare il punto di polarizzazione (tensione di Bias) del modulatore esterno in un sistema RoF considerando il guadagno a RF, la cifra di rumore e lo SFDR.

Il collegamento preso in considerazione e mostrato nella Figura 6.21 è costituito da un Distributed feedback laser (DFB), un modulatore Mach-Zehnder (MZM), un amplificatore a fibra drogata (EDFA¹⁴) e un rivelatore.

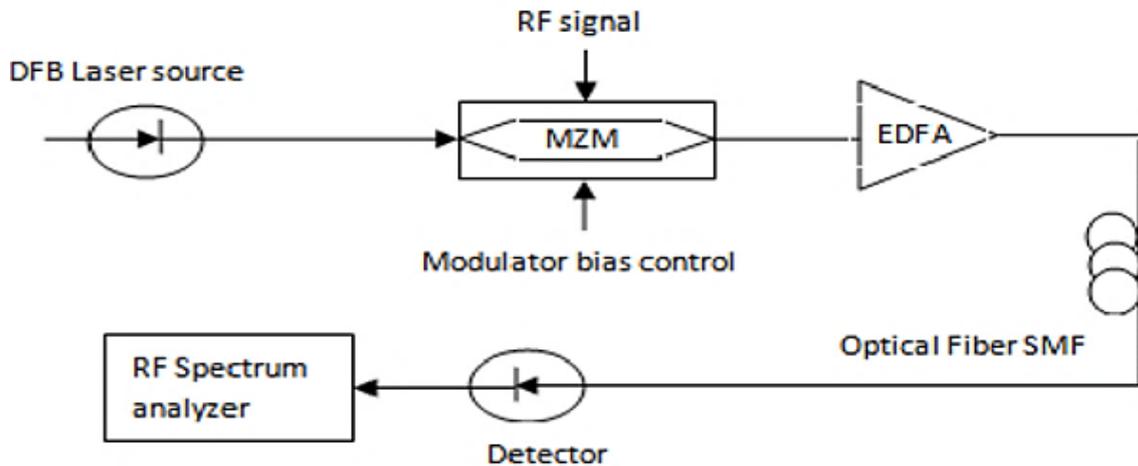


Figura 6.21: Schema generico di un collegamento RoF con modulatore esterno

Il MZM converte il segnale elettrico a RF nel dominio ottico, la sorgente laser DFB genera la luce ad onda continua (CW), l'EDFA fornisce un'adeguata amplificazione e il rivelatore converte il segnale dal dominio ottico al dominio elettrico.

I parametri usati nella simulazione sono mostrati nella Tabella 6.5.

EDFA Small signal gain G_o	37dB
Power from the DFB laser source P_{laser}	-2dBm
Modulator switching voltage V_{π}	3.35V
Maximum saturated output power from the EDFA $P_{out,max}$	17dBm
Modulator efficiency η_{mzm}	-8dB at 5 GHz signal
Load resistance R	50 Ω
Fiber losses α_{fiber}	0dB
MZM losses α_{mzm}	-4.5dB
Empirical constant α	≈ 1
Input power at the modulator P_{rf}	0dBm

Tabella 6.5: Parametri del collegamento esaminato nella simulazione

¹⁴ L' **amplificatore in fibra drogata all'erbio** (EDFA) è l'amplificatore in fibra più utilizzato, dato che la sua finestra di amplificazione coincide con la terza finestra di trasmissione delle fibre ottiche ed usa direttamente un tratto di fibra ottica drogata di lunghezza L come mezzo attivo per l'amplificazione di un segnale ottico. Il segnale utile che si vuole amplificare ed un segnale ottico di pompa vengono multiplati in una fibra drogata ed il segnale ottico utile risulta amplificato per effetto dell'emissione stimolata di fotoni grazie all'interazione del segnale ottico di pompa con gli ioni del drogante.

Usando le formule per calcolare il guadagno si ottiene il grafico in Figura 6.22.

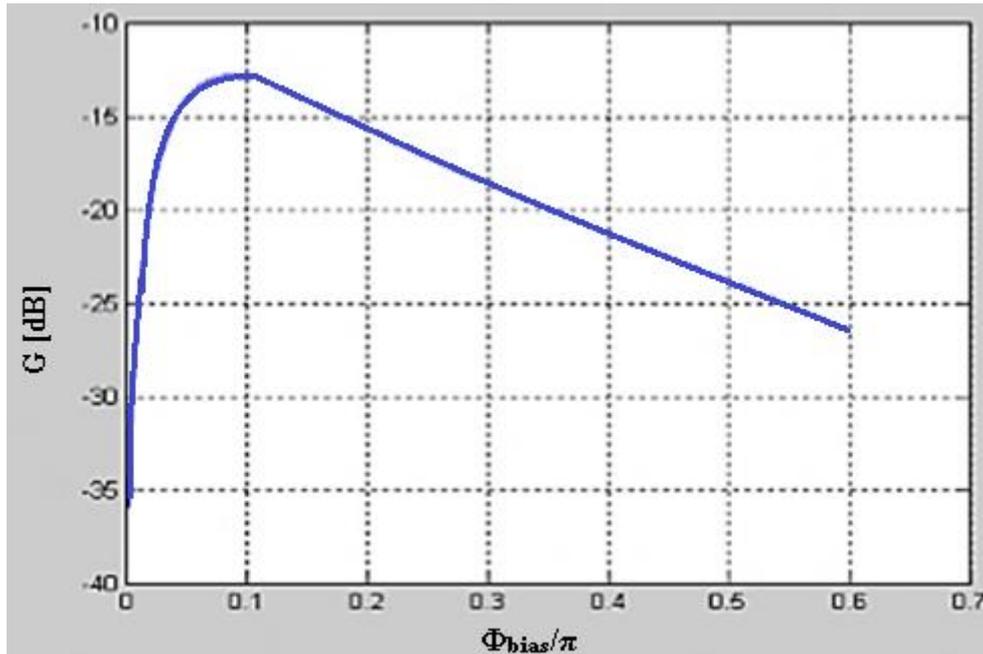


Figura 6.22: Guadagno in funzione della tensione di Bias

Si può notare come la dipendenza del guadagno G dalla tensione V di Bias sia data dall'equazione:

$$g = K \frac{[g_0 \sin(\Phi_{bias})]^2}{\left[1 + \left(\frac{P_{laser}}{2} \frac{1 - J_0\left(\pi \frac{V_{rf}}{V_{\pi}}\right) \cos(\Phi_{bias})}{P_{out,max}}\right)^2\right]^{\alpha^2}} \quad (6.10)$$

Così, utilizzando un opportuno valore della tensione di Bias si può facilmente ottenere il punto in cui il guadagno è massimizzato. Per semplicità è stato usato un tono semplice a frequenza a 5GHz del segnale RF per essere trasmesso sulla fibra.

Nella Figura 6.22 il guadagno è stato calcolato in funzione della tensione di Bias normalizzata a π per i valori tra [0, 2] e il guadagno massimo è stato trovato a -12.8 dB in corrispondenza del valore di 0,086.

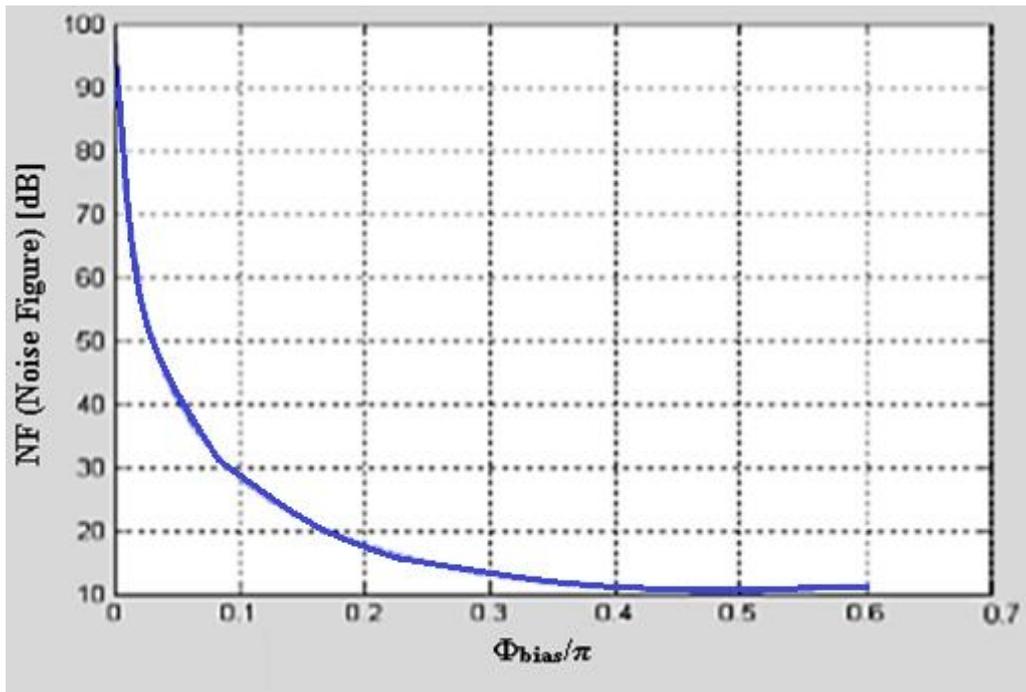
In conclusione il MZM deve essere polarizzato in questo punto di polarizzazione per avere un guadagno massimo ma tuttavia questo punto di polarizzazione contribuisce a dare un valore alto in termini di cifra di rumore.

La cifra di rumore NF e lo SFDR sono

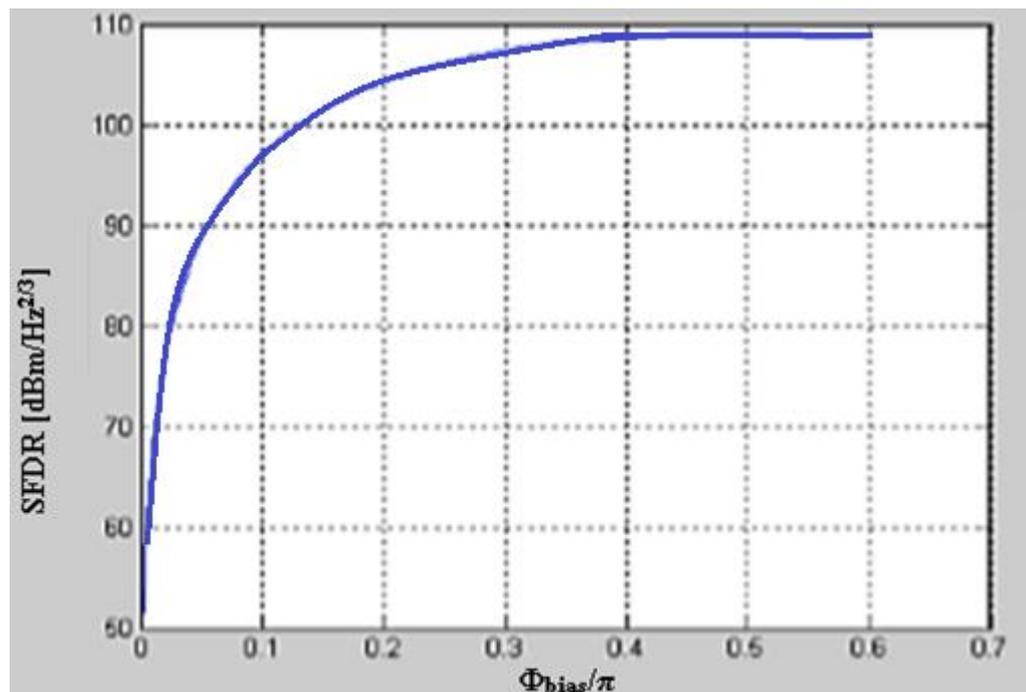
$$NF = \frac{N_{total}}{g k T} \quad (6.11)$$

$$SFDR = \frac{2}{3} \left(IP3 - (-174 + NF) \right) \text{ [dBm/Hz}^{\frac{2}{3}}] \quad (6.12)$$

e i rispettivi grafici in funzione della tensione di Bias sono mostrati in Figura 6.23.



(a)



(b)

Figura 6.23: NF (a) e SFDR (b) in funzione della tensione di Bias normalizzata a pigreco

6.4.1 Cifra di Merito¹⁵

È molto chiaro che il punto di ottimizzazione di polarizzazione del modulatore si trova in qualche punto tra il punto di quadratura e il punto di polarizzazione minimo. Dopo aver calcolato il valore massimo del guadagno g e il valore minimo di NF la cifra di merito si ottiene con la seguente formula:

$$M = \frac{g}{NF} \quad (6.13)$$

dove è stata scelta questa formula considerando il fatto che vogliamo un valore alto di g e uno basso di NF (che di conseguenza darà anche un alto valore di SFDR). Dunque, l'espressione sopra citata è semplificata poiché scegliamo il rapporto tra questi due valori.

La cifra di merito ottenuta in Figura 6.24 e ricavata in funzione del valore di Φ_{bias}/π ha valore massimo tra il punto di quadratura e il punto di polarizzazione minimo.

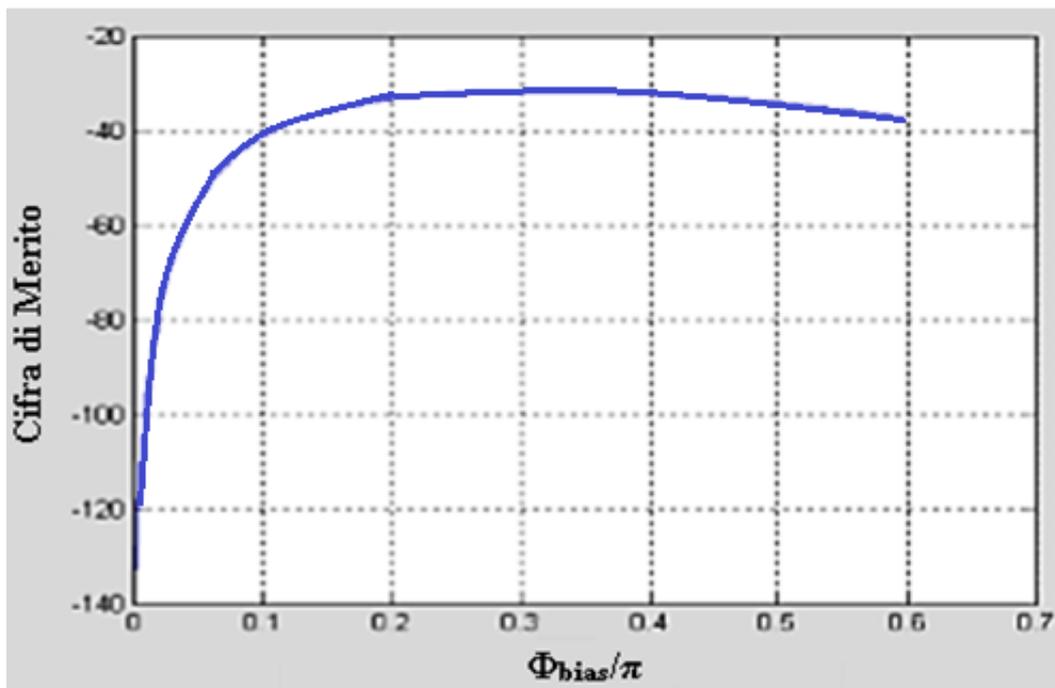


Figura 6.24: Cifra di merito in funzione della tensione di Bias normalizzata a pigreco

Scegliendo l'appropriato valore V_{bias} che massimizza la cifra di merito M si ottiene un collegamento bilanciato e performante: aumenta g e diminuisce NF .

Nel nostro esempio il valore massimo di M è di $-31,6$ dB e avviene in prossimità del valore di Φ_{bias}/π pari $0,31$ che corrisponde ai seguenti valori di collegamento: $g = -18,9$ dB, $NF = 12,7$ dB e $SFDR = 107,6$ dB Hz^{2/3}.

Usando il concetto di cifra di merito introdotto, si riesce ad ottenere un alto guadagno per il collegamento con valori accettabili di cifra di rumore e alto SFDR. Nei nostri calcoli il

¹⁵ Con il termine **Cifra di merito** (spesso tradotta con il calco *figura di merito* dall'inglese *figure of merit* o FOM) si intende una quantità utilizzata per caratterizzare le prestazioni di un dispositivo, di un sistema o di un metodo, rispetto alle sue alternative. In campo ingegneristico, le cifre di merito vengono spesso definite per particolari materiali o dispositivi, allo scopo di quantificare la loro utilità per una certa applicazione.

valore è negativo a causa della tecnica di ottimizzazione utilizzato per massimizzare la funzione di merito.

La nostra espressione semplificata di cifra di merito M è diversa sicuramente da quella vera e propria teorica. Nella Tabella 6.6 vediamo elencati i valori dei parametri di interesse a seconda delle prestazioni desiderate.

	Φ_{bias}/π	g (dB)	NF (dB)	SFDR (dB Hz ^{2/3})
Cifra di merito massimo	0.31	-18.9	12.7	107.6
Guadagno massimo	0.086	-12.8	30.9	95
Minimo valore di Noise Figure	0.48	-23.3	10.4	109.1

Tabella 6.6: Parametri di interesse del collegamento preso in esame

Dai risultati di simulazione mostrati in Tabella è chiaro che il parametro cifra di merito ci fornisce prestazioni di collegamento equilibrate in termini di guadagno, cifra di rumore e SFDR.

CAPITOLO 7

Possibile applicazione della tecnica RoF a bordo delle UU.NN. della Marina Militare

Fino ad ora abbiamo visto che le prestazioni dei collegamenti realizzati mediante la tecnica della Radio Over Fiber sono soddisfacenti e permettono la trasmissione del segnale dal trasmettitore al ricevitore quanto più fedele possibile all'originale.

Infatti, specialmente in un ambiente come un'Unità Navale, lo sviluppo e la diffusione della fibra ottica potrebbe essere una scelta strategica per la Marina Militare trattandosi di una soluzione tecnologica di eccellenza.

Sulla base degli studi effettuati in questo elaborato verificheremo se è possibile applicare la tecnica della Radio Over Fiber a bordo di una Unità Nave.

Infatti per quanto detto fino ad ora e come mostrato in Figura 7.1, la fibra ottica è sempre preferibile al cavo coassiale poiché fornisce ampia banda ed immunità da disturbi, caratteristiche fondamentali sia per le comunicazioni a bordo sia per la trasmissione dei segnali provenienti da e verso l'esterno.

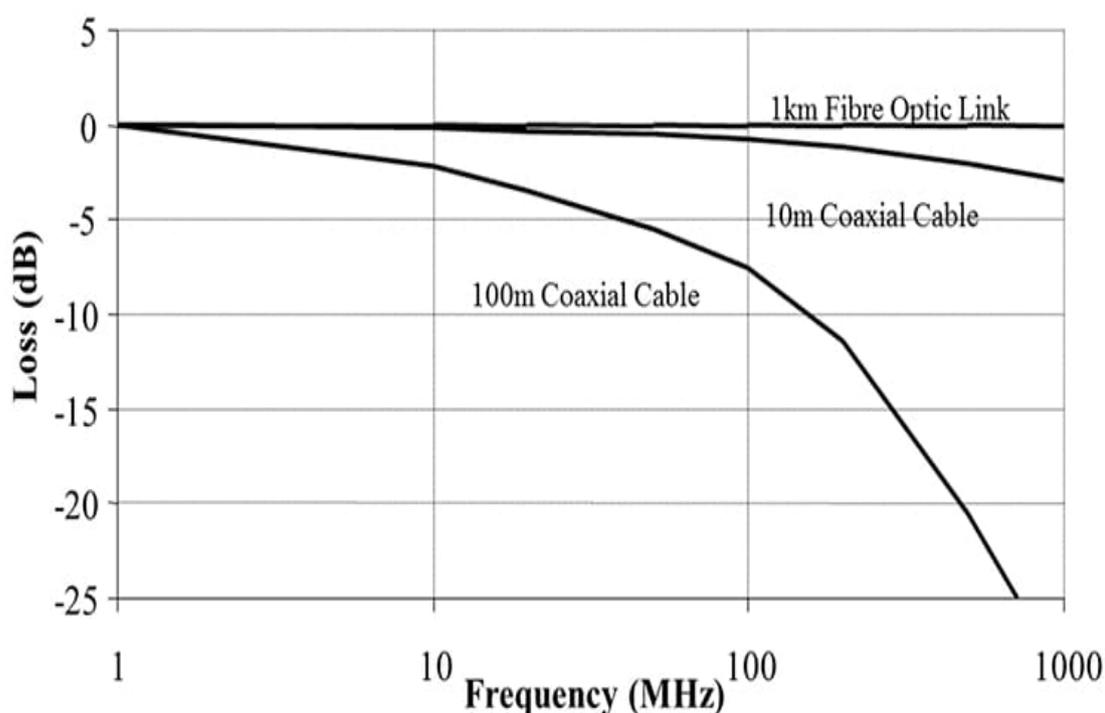


Figura 7.1: Perdite cavo e fibra a confronto

Per dimensionare un collegamento in fibra deve essere nota la potenza ottica in trasmissione, la sensibilità del ricevitore (potenza minima in ricezione che garantisce, in assenza di distorsioni del segnale, il valore richiesto del BER, tipicamente 10^{-12}),

l'attenuazione chilometrica della fibra, l'attenuazione media di giunti e connettori: inoltre in presenza di distorsioni si devono, altresì, considerare adeguate "penalità".

Durante la vita dell'impianto in cui si installa la fibra, il valore della potenza in ricezione può variare per invecchiamento della sorgente, usura dei connettori, azioni esterne sulla fibra e ciò impone di considerare adeguati margini di funzionamento, tenendo conto della vita utile dell'impianto.

Per quanto riguarda i laser del collegamento, quelli preferibili sono i DFB. Tuttavia i VCSELs, operanti a 850 nm di lunghezza d'onda e poco costosi, sono dispositivi che hanno un'elevata larghezza di banda, alta efficienza e prezzo accessibile (\$ 30 ciascuno).

Dalla parte del ricevitore inoltre il fotodiodo deve presentare elevata sensibilità alle lunghezze d'onda di lavoro, rumorosità limitata e velocità di risposta adeguata alla banda richiesta; deve possedere, altresì, buona stabilità con la temperatura e compatibilità con le dimensioni della fibra.

Di conseguenza, per le considerazioni fatte nei precedenti capitoli, le metriche chiave, e soprattutto di interesse, fondamentali per le applicazioni di comunicazione militare e che guidano l'interesse nella Radio over Fiber sono:

1. prestazioni a RF (guadagno, NF, SFDR, larghezza di banda);
2. costi, dimensioni, peso e potenza (antenna di collegamento, del ricevitore del collegamento, cavo impianto);
3. riconfigurabilità del sistema / flessibilità;
4. affidabilità / manutenibilità;
5. isolamento a RF dell'impianto.

Ovviamente la moltitudine dei collegamenti a radiofrequenza su piattaforme militari fanno del dimensionamento e della posatura del cavo un problema significativo per le applicazioni a bordo delle Unità Navali.

Attualmente si tratterebbe quindi di pianificare una riconfigurazione del sistema che coinvolge la sostituzione o l'aggiunta di nuovi sensori a RF con la modifica o aggiunta di cavi in fibra.

L'installazione e l'instradamento del cavo coassiale e della guida d'onda in spazi ristretti è anche un problema significativo: la tecnica della Radio over Fiber consente di ovviare a questo problema riducendo la dimensione e il peso del cavo impianto.

La riconfigurazione del sistema può essere fatta senza modificare l'impianto dei cavi nel seguente modo: la fibra ottica è utilizzata indipendentemente dalla frequenza del segnale a RF che viene trasmesso: infatti fornire fibra spenta aggiunge poco al peso complessivo dei cavi e la tecnica WDM può essere usata per la trasmissione di più segnali a larga banda RF sulla stessa fibra.

In telecomunicazioni WDM è la sigla di Wavelength Division Multiplexing che indica un tipo di moltiplicazione utilizzato nei sistemi di comunicazione ottica: di fatto trattasi di una moltiplicazione classica di tipo FDM dove in ottica si preferisce lavorare riferendosi alle lunghezze d'onda anziché alle usuali frequenze dell'onda elettromagnetica portante l'informazione.

A differenza di applicazioni commerciali dove il prodotto distanza-larghezza di banda motiva l'uso di un collegamento ottico, per le applicazioni di distribuzione di segnale a RF

in campo militare altri sono i parametri che spingono alla motivazione per l'uso della RoF quali NF e SFDR: parametri poi che vanno confrontati con quelli ricavati adottando la soluzione di trasmissione in rame.

Riprendiamo il grafico presente nel Capitolo 4 e lo riproponiamo in Figura 7.2 : sulle ascisse è riportata la lunghezza del cavo espressa in metri (quindi assimilabile alla lunghezza della nave) mentre sulle ordinate la perdita in dB dei collegamenti realizzati mediante cavo coassiale e mediante la tecnica della RoF.

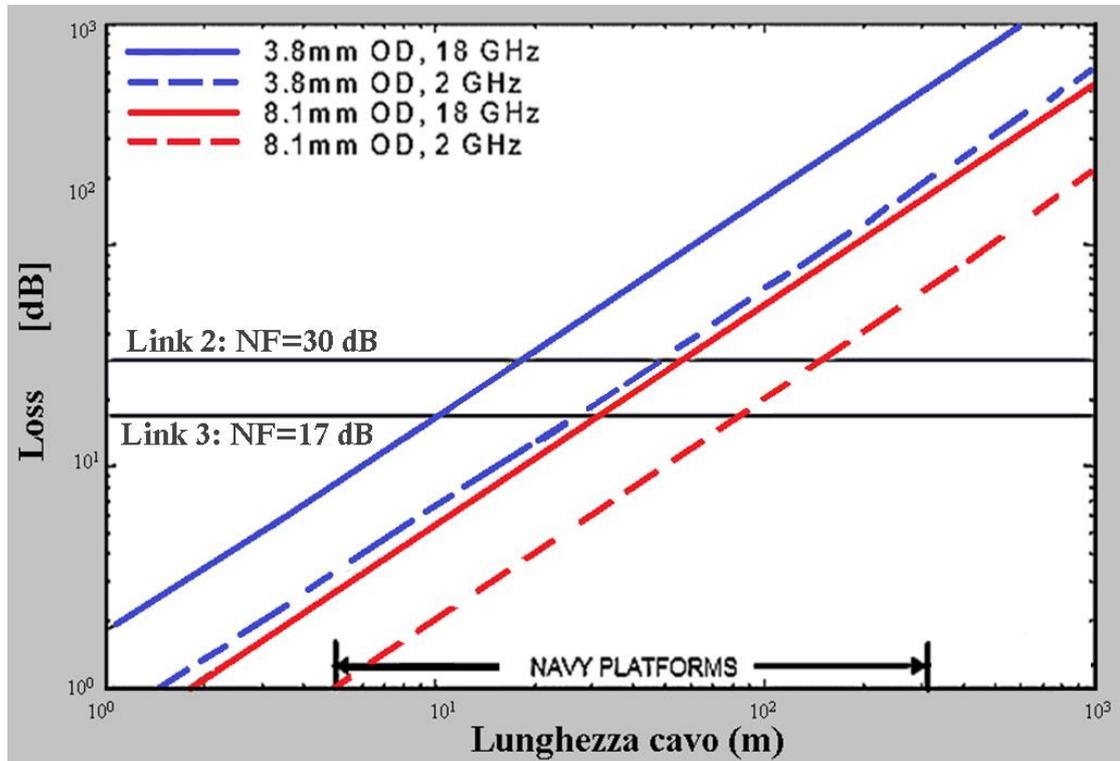


Figura 7.2: Perdita in funzione della lunghezza della nave

Tipicamente le piattaforme navali della Marina Militare hanno collegamenti in distanza nel range di 100-200 metri.

Siccome le linee orizzontali sono corrispondenti alla cifra di rumore dei collegamenti 2 e 3 della Tabella 4.1, è facile notare come nella zona rappresentata da "Navy platforms" la cifra di rumore NF di un collegamento RoF sia costante e non aumenta come nel caso dei vari cavi coassiali.

Rispetto alla trasmissione su cavi coassiali, la trasmissione fotonica offre una maggiore trasmissione del segnale che percorre grandi tratte, una larghezza di banda senza rivali nel signal processing e nelle altre applicazioni di guerra elettromagnetica, e riduzione di dimensioni e peso in numerose piattaforme militari.

Inoltre, le fibre ottiche come mezzo di trasmissione offrono invulnerabilità alle interferenze elettromagnetiche e l'isolamento elettrico quasi completo.

Questa soluzione è facilmente implementabile su piattaforme navali come le navi Cavour, Doria, Duilio e le classi Fremm in cui le lunghezze in metri delle navi sono riportate nelle Figure 7.3, 7.4 e 7.5.



Figura 7.3: Nave Cavour

Lunghezza	244 m fuori tutto
Larghezza	al galleggiamento: 29,10 m al ponte di volo: 34,50 m 39 m esternamente alle passerelle laterali, 51 m massima larghezza fuori tutto all'ascensore esterno laterale destro di poppa
Altezza	36,6 m



Figura 7.4: Nave Doria

Lunghezza	152,9 m
Larghezza	20,3 m
Pescaggio	7,6 m



Figura 7.5: Nave Classe Fremm

Lunghezza	144,5 (solo per le unità italiane) <u>m</u>
Larghezza	19,7 <u>m</u>

Siccome le distanze da ricoprire sono relativamente basse, il meccanismo della RoF funziona perfettamente e fornisce risultati performanti nella trasmissione del segnale con bassissime perdite: si arriva ad avere una NF minore di 30 dB e uno SFDR superiore ai 100 dB/Hz^{2/3}.

Per la Forza Armata potrebbe essere un ottimo investimento per risolvere i problemi di degradazione (attenuazione) del segnale e proteggere il segnale trasmesso, soprattutto nelle comunicazioni classificate, da eventuali attacchi di minacce esterne.

Conclusioni

Sulla base di quanto esposto in questo elaborato, l'adozione della fibra ottica e della tecnica della RoF potrebbe essere una soluzione per i problemi di degradazione del segnale molto sentiti a bordo delle Unità Navali della Marina Militare.

Di fatto i vantaggi di avere una banda larga, una bassa perdita e un'alta capacità di trasmissione su fibra ha portato ad un crescente interesse per i sistemi di comunicazione ottici.

Pertanto, usando un sistema in RoF, si è in grado di aumentare la banda di lavoro, che diventa quasi illimitata, e di rendere estremamente basse le perdite di propagazione.

Ricapitolando i motivi che ci spingono ad adottare la tecnica della RoF sono i seguenti:

- bassa perdita di attenuazione.
- banda larga: le fibre ottiche offrono un'enorme larghezza di banda. Ci sono tre principali finestre di trasmissione, che offrono bassa attenuazione, vale a dire alla lunghezza d'onda rispettivamente di 850 nm, 1310 nm e 1550 nm;
- immunità alle interferenze a radiofrequenza: l'immunità ai disturbi elettromagnetici (EMI) è una proprietà molto interessante nelle comunicazioni in fibra ottica, in particolare per la trasmissione a microonde. Questo perché i segnali sono trasmessi in forma di luce attraverso la fibra. A causa di questa immunità, cavi in fibra sono preferiti anche per brevi connessioni;
- facilità di installazione e manutenzione: nei sistemi ROF apparecchiature complesse e costose sono utilizzate ai termini della connessione, rendendo in tal modo i RAUs più semplici. Per esempio usare un fotorivelatore, un amplificatore a RF e un'antenna costituiscono già una RAU.

Le sorgenti di rumore nei collegamenti analogici in fibra ottica, come abbiamo avuto modo di trattare e analizzare nell'elaborato, includono il rumore termico, l'intensità relativa di rumore del laser (RIN), la dispersione della fibra e il rumore shot del fotorivelatore.

Inoltre in base ai vari sistemi RoF la dispersione cromatica può limitare le lunghezze di collegamento in fibra e anche causare de-correlazione di fase che porta ad un aumento del rumore di fase della portante a RF che noi però abbiamo trascurato.

Poiché la tecnica della RoF coinvolge la modulazione analogica e la rilevazione della luce, è fondamentale avere un sistema di trasmissione analogico. Pertanto, i disturbi del segnale quali rumore e distorsione, che sono problematici in tutti i sistemi di comunicazione, devono essere studiati e analizzati al fine di ridurre al minimo gli effetti di degradazione che hanno sulla propagazione del segnale nei sistemi RoF: infatti come esaminato questi disturbi tendono a limitare il guadagno, la cifra di rumore e lo Spurious Free Dynamic Range del link RoF.

Tramite l'utilizzo della tecnica RoF si potrebbero ridurre, rispetto ai tradizionali metodi di trasmissione su cavo coassiale, i disturbi e i rumori che sono alla base della degradazione del segnale in ogni sistema di trasmissione.

Il futuro delle telecomunicazioni passerà sicuramente dalla fibra ottica: si potrà offrire una più elevata velocità di connessione possibile, alti standard di qualità e continuità del servizio, facile manutenzione, garanzie di sicurezza e immunità alle intercettazioni, connessione di un elevato numero di utenti, un'alta fedeltà del segnale trasmesso.

Tenuto conto di quanto esposto fino ad ora, questa tecnica della RoF potrebbe rappresentare sicuramente un'importante scelta strategica per la Forza Armata per cercare di rendere più efficiente e sicura la trasmissione dei segnali sia all'interno della piattaforma navale che all'esterno.

Bibliografia

- [1] A. Macella, «Fibre ottiche» Tesina del Corso di Scienze e tecnologie dei materiali ceramici, Università degli studi di Lecce, 2002/2003.
- Available:
<http://www.antonio.licciulli.unisalento.it/tesine2003/Fibre%20otticheword.pdf>.
- [2] D. Giulietti, «Seminario Fibre Ottiche» Università degli Studi di Pisa, 2001.
- [3] M. Luise, «Le Fibre ottiche » Università degli Studi di Pisa- Facoltà di Ingegneria ,Cap. 1.
- Available: http://www.iet.unipi.it/m.luise/com_ottiche/HomeFrm.html.
- [4] «Cristalli fotonici» Didattica Web-Università degli Studi di Tor Vergata
- Available:
<http://didattica.uniroma2.it/files/scarica/insegnamento/149512-Comunicazioni-Ottiche/20230-Cristalli-fotonici>.
- [5] D. P. A. G. P. Agostino Giorgio, «Cristalli Fotonici: Principi di funzionamento ed applicazioni» Dipartimento di Elettrotecnica ed Elettronica, Laboratorio di Dispositivi Elettronici, Politecnico di Bari , pp.173-185,Giugno 2008.
- [6] IMC, «Caratteristiche dei cavi coassiali»
- Available:
http://www.radioamatore.info/attachments/108_Caratteristiche_De_i_Cavi_Coassiali.pdf.
- [7] Marco Girotto, «STRUMENTAZIONE ELETTRONICA A BORDO NAVE ED ANALISI DEI DISTURBI ELETTROMAGNETICI (ELECTRONIC TOOLS ON SHIPBOARD AND ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE) » Dipartimento di Ingegneria Informatica, Università di Padova , pp.33-34, 2009/2010.
- [8] Cavel, «Serie NAVY: il coassiale per la nautica» , Sistemi Integrati - Audio/Video, Vol. 2, pp. 164-165, 2012.
- Available:
http://www.sistemi-integrati.net/virtual_img/articoli_7_25_SI_AV0212_164-165.pdf
- [9] D. Marpaung, «High Dynamic Range Analog Photonic Links Design and Implementation», pp.1- 47, 2009 .

- [10] R. O. J. R. D. E. T. W. a. C. L. E.W. Jacobs, «RF-over-fiber and Optical Processing for Navy Applications», SSC San Diego, Code 2853, 53560 Hull St., San Diego CA, 92152-5001 , 2006.
- [11] Alice Masini, Tesi di Laurea in Ingegneria delle Telecomunicazioni, «CONFRONTO DELLE PRESTAZIONI DI SISTEMI OTTICI BASATI RISPETTIVAMENTE SULLA MODULAZIONE ANALOGICA E SULLA MODULAZIONE DIGITALE DELLA SORGENTE LASER, CON PARTICOLARE RIFERIMENTO ALL'APPLICAZIONE DELLA REMOTIZZAZIONE DI ANTENNE AD USO RADIOASTRONOMICO », Università degli Studi di Bologna, pagg. 11-19, 2005/2006.
- [12] J. Guillory, Radio over Fiber (RoF) for the future home area networks, Université Paris-Est, pp.61-75, 2012.
- [13] O. C. B. a. M. L. F. Raphael M. Assumpção, «Investigation of Noise Sources in Radio-over-Fiber Systems for Wi-Fi Applications», pp.97-101, Brazil 2011.
- [14] C. H. Cox, «Limits on the Performance of RF-Over-Fiber» in IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 54, pp. 906-920, Febbraio 2006.
- [15] J. H. L. Y. P. a. K.-D. K. Mohammad Shaifur Rahman, «Radio over Fiber as a Cost Effective Technology for Transmission of WiMAX Signals» World Academy of Science, Engineering and Technology, 2009.
- [16] «Fondamenti di optoelettronica- Rilevatori ottici», Politecnico di Bari, 2011.
Available:
ftp://dee.poliba.it/Opto/Fondamenti%20di%20Optoelettronica/Fondamenti%20di%20Optoelettronica_Capitolo%206.pdf.
- [17] H. P. K.K, *InGaAs Photodiodes*, 2015.
Available: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/ingaas_kird0005e.pdf
- [18] R. M. G. D. Michele Norgia, «Misura di risposta in frequenza di fotodiodi a larga banda tramite photomixing», Riunione annuale GMEE, Dip. di Elettronica, 2003.
- [19] G. P. Diksha, «Comparative Analysis Of Radio Over Fiber Link Types,» International Journal of Emerging Trends in Electrical and Electronics (IJETEE – ISSN: 2320-9569), 2015.
- [20] U. M. T. A. a. X. F. S. M. I. Mohamed Daoud, «MODULATOR BIAS OPTIMIZATION OF RADIO OVER FIBER LINKS CONSIDERING NOISE FIGURE AND RF GAIN,» 25th Biennial Symposium on Communications, 2010.

Appendice

Codice Matlab

```
close all;
clear all;

% Modello per calcolare NF e SFDR nel collegamento RoF

q=1.60E-19;
T=290;
k=1.38E-23;
P=50;
PdBm=ceil(10*log10(P));

RIN=-165;
RINHz=10^(RIN/10);

Vpi=3.25;
IL=3;
Rmod=50;
L=1;
S=0.8;
R=50;
bias=pi/2;
Ltot=10^((L+IL)/10);
invLtot=1/Ltot;
g= ((pi*S*R*P* sin(bias)/1000)/(4*Vpi*Ltot))^2;

gdB=10*log10(g);

Prx=PdBm-IL-L-3;
PrxmW=(10^(Prx/10));
PrxW=PrxmW/1000;
Id=PrxW*S;

NoutRIN=(Id^2)*RINHz*R;
NoutSHOT=2*Id*R*q;
NoutTH=k*T;
Nout=((1+g)*NoutTH)+(NoutRIN/4)+(NoutSHOT/4);
NF=ceil(10*log10(Nout/(g*k*T)));

IP3=10*log10(4*(Vpi^2)/((pi^2)*R)*1000);
SFDR=ceil(2/3*(IP3-(27+10*log10(k*T*1000))));
```