

Università degli studi di Bologna

*Facoltà di Ingegneria
Corso di Laurea in Ingegneria delle Telecomunicazioni
Elaborazione ottica dei segnali*

**Progetto, Realizzazione e
Caratterizzazione di un
Collegamento Analogico in Fibra Ottica
per Applicazioni Radioastronomiche**

Tesi di Laurea di:
ENRICO MARIA FABBRI

Relatore:
Chiar.mo Prof. Ing. PAOLO BASSI
Correlatori:
Dott. Ing. GIOVANNI TARTARINI
Dott. Ing. FEDERICO PERINI
Dott. Ing. MICHELE BOSCHI

Sessione II

Anno Accademico 2003/2004

Parole chiave:

Radioastronomia

Fibre ottiche

Collegamento Analogico IM-DD

Cifra di rumore

Trasmittitore ottico

Ricevitore ottico passivo

INDICE

INTRODUZIONE

CAPITOLO I – La Stazione Radioastronomica di Medicina e il progetto di sviluppo dello strumento

1.1 – La Parabola	1
1.2 – L’antenna interferometrica “Croce del Nord”	3
1.2.1 – Configurazione attuale della Croce del Nord	8
1.3 – Parametri fondamentali di un radiotelescopio	12
1.3.1 – Sensibilità	12
1.3.2 – Risoluzione	17
1.4 – Il Progetto SKA	19
1.5 – L’up-grade della “Croce del Nord”: il Progetto BEST	22
1.5.1 – Configurazione attualmente prevista basata sull’utilizzo di link ottici digitali	26
1.5.2 – Configurazione alternativa basata sull’impiego di collegamenti analogici in fibra ottica	31
1.5.3 – Comparazione costi e fattibilità delle due soluzioni	35

CAPITOLO II – Le Sorgenti Ottiche

2.1 – Definizioni e Informazioni Introduttive	45
2.2 – Fenomeni alla base del funzionamento di una sorgente ottica	48
2.3 – Il principio di funzionamento di un laser a semiconduttore	52
2.4 – Tipologie di laser a semiconduttore	57
2.5 – Caratteristica elettro-ottica del laser	61
2.6 – Circuito di pilotaggio e controllo di un laser	64
2.7 – Rumorosità	66
2.8 – Package del componente	71
2.9 – Caratterizzazione dei diodi laser ad emissione verticale: i VCSEL	73
2.9.1 – Comparazione fra diodi laser Edge-Emitting e tecnologia VCSEL	73
2.9.2 – Profilo del raggio ottico emesso dal laser	77
2.9.3 – Caratteristiche elettro-ottiche	80
2.9.4 – Applicazioni e considerazioni finali	83
2.10 – Tabella riassuntiva sulle principali caratteristiche delle diverse sorgenti ottiche	84

CAPITOLO III – I Rivelatori Ottici

3.1 – Definizioni e Informazioni Introduttive	86
3.2 – Principio di funzionamento	88
3.3 – Fotodiode APD (Avalanche PhotoDiode)	92
3.4 – Fotodiode PIN	95
3.5 – Parametri caratterizzanti un fotodiode PIN	99
3.5.1 – Efficienza quantica	99
3.5.2 – Responsivity	100
3.5.3 – Tempo di risposta e banda di funzionamento	101
3.6 – Rumorosità di un fotorivelatore	104

CAPITOLO IV – Collegamenti Analogici in Fibra Ottica

4.1 – Caratteristiche di un collegamento ottico analogico e sue applicazioni ...	106
4.2 – Tipologie di modulazione del segnale in un link ottico analogico	108
4.2.1 – La modulazione esterna	110
4.2.2 – La modulazione diretta	115
4.3 – Figure di merito caratterizzanti un collegamento analogico in fibra ottica e confronto fra i due diversi tipi di modulazione	117
.....4.3.1 – Guadagno disponibile	118
.....4.3.2 – Cifra di rumore	122
.....4.3.3 – Linearità e dinamica di ampiezza	125
4.3.4 – Considerazioni sulla scelta del tipo di modulazione da utilizzare in un collegamento ottico analogico	131
4.4 – La fibra ottica	133
4.5 – Modellizzazione del collegamento in funzione del tipo di adattamento in ingresso e uscita	139
4.5.1 – Sviluppo del modello matematico di guadagno e cifra di rumore	139
4.5.2 – Simulazioni al variare dei principali parametri e considerazioni qualitative	154

CAPITOLO V – Progetto di Trasmettitore e Ricevitore Ottici

5.1 – Ricerca di mercato per la scelta di laser e fotodiode	173
5.2 – Principi di base nel progetto del trasmettitore	178
5.3 – Schema elettrico e simulazioni del trasmettitore	183
5.4 – Analisi di stabilità del trasmettitore	200
5.5 – Progetto del ricevitore ottico	203
5.6 – Realizzazione dei circuiti	211

CAPITOLO VI – Caratterizzazione del collegamento ottico analogico realizzato

6.1 – Misurazioni in continua di trasmettitore e ricevitore in funzione del punto di polarizzazione	219
6.2 – Misure di NF e IP3 al variare del punto di lavoro e scelta del punto di funzionamento ottimale	228
6.2.1 – Misura di cifra di rumore e guadagno del collegamento	229
6.2.2 – Le misure di $IP3_{out}$ e $IP3_{in}$	235
6.2.3 – Scelta del punto di lavoro ottimale	239
6.3 – Caratterizzazione in frequenza del collegamento ottico	241
6.3.1 – Misura di cifra di rumore e guadagno al variare della frequenza	241
.....6.3.2 – Misura di $IP3_{out}$ e $IP3_{in}$ al variare della frequenza	245
6.4 – Misura dei parametri S	246
6.5 – Misura del pinto di compressione a 1dB	250

CAPITOLO VII – Ottimizzazione del trasmettitore ottico e brevi considerazioni di progetto

7.1 – Ottimizzazione del livello di adattamento in ingresso del trasmettitore ottico	256
7.2 – Brevi considerazioni di progetto	263
7.3 – Progetto di inserimento del collegamento ottico realizzato nella catena di ricezione della ‘Croce del Nord’	267

CONCLUSIONI	273
--------------------------	------------

APPENDICE A – I Parametri S

APPENDICE B – I Trasformatori RF

APPENDICE C – Data Sheet Componenti ed Informazioni Tecniche

Bibliografia

Introduzione

Obiettivo di questa tesi è lo studio e la progettazione di un collegamento analogico in fibra ottica per la trasmissione di un segnale a radiofrequenza nell'ambito di un'applicazione di tipo radioastronomica.

Per fare questo è necessario inizialmente introdurre l'ambiente all'interno del quale si andrà ad operare per comprendere appieno le problematiche tipiche di un impianto di tale tipo e la terminologia che verrà nel seguito utilizzata.

La radioastronomia è una scienza relativamente giovane che studia i corpi celesti rivelando ed analizzando le radiazioni elettromagnetiche da questi emesse nell'intervallo spettrale delle radiofrequenze; radiazioni che, non venendo assorbite dalla materia interstellare, possono giungere fino a noi fornendoci una quantità notevole di informazioni sulla composizione del cosmo, sui fenomeni che lo riguardano e sulla sua evoluzione.

Un radiotelescopio è uno strumento diverso da un classico telescopio ottico ed è molto più simile, nella sua struttura essenziale, ad un convenzionale impianto radoricevente. Esso comprende infatti: un'antenna, o più in generale un sistema di antenne, un apparato ricevente più o meno complesso e un sistema di elaborazione e registrazione dei dati acquisiti. A differenza di un telescopio ottico inoltre, è diverso anche lo spettro di osservazione delle radiazioni che, nel primo caso, coincide con il campo del visibile, intervallo di lunghezza d'onda compreso tra $0.4\mu\text{m}$ e $0.7\mu\text{m}$, e che, nel caso di un radiotelescopio, va da lunghezze d'onda comprese tra qualche centimetro fino ad arrivare alla decina di metri.

L'analisi dei segnali ricevuti consiste, in generale, nel determinare l'intensità delle radiazioni cosmiche captate dalle diverse regioni dello spazio e per differenti frequenze. I segnali rivelati da un radiotelescopio sono di natura aleatoria ed incoerente come qualsiasi emissione proveniente dalla materia eccitata da fenomeni naturali: eccetto che per

le righe di emissione spettrale a ben precise frequenze (idrogeno neutro interstellare, deuterio e numerose molecole organiche), la radiazione diffusa è a spettro largo, perfettamente equivalente al rumore termico di fondo presente negli apparati elettronici.

Ad ogni oggetto cosmico in grado di emettere radioonde è assegnato il termine generico di “radiosorgente”. Le caratteristiche fisiche dell’oggetto emittente ed i meccanismi di radiazione possono essere molto diversi, ma tutti riconducibili a 2 tipologie fondamentali:

- radiazione termica
- radiazione non termica

Il meccanismo di radiazione termica è una diretta conseguenza del fatto che l’oggetto possiede una temperatura superiore allo zero assoluto.

La legge di Plank infatti stabilisce che: tutti i corpi irradiano per effetto termico, più o meno efficacemente, a seconda della loro temperatura e della capacità di assorbimento del corpo stesso. I meccanismi di emissione che sfuggono alle regole della radiazione termica vengono classificati di tipo non termico, come succede ad esempio nel caso delle radio galassie e del gas interstellare lontano da stelle calde; in questi casi infatti si riscontrano radioemissioni aventi un’energia tale che corrisponderebbero alla radiazione di un corpo con temperatura enormemente diversa da quella reale dell’oggetto emittente.

L’aspetto fondamentale che caratterizza gli strumenti radioastronomici rispetto ai tradizionali apparecchi per radiocomunicazioni è quello relativo alla differente tipologia del “segnale utile”. Nei sistemi di comunicazione usuali, l’informazione che interessa trasmettere (di tipo analogico o digitale) è sempre trasportata da una o più oscillazioni portanti caratterizzate da frequenza e occupazione spettrale ben definite. La natura e le caratteristiche spettrali dei segnali indesiderati quali il rumore di fondo e i disturbi vari sono assai differenti da quelle del segnale utile, quindi sottoponibili a filtraggio con tecniche più o meno sofisticate ed efficaci. E’ sempre

possibile, al prezzo di complicazioni circuitali ed elevati costi, ottimizzare la funzione di trasferimento di un sistema di comunicazione in modo da rendere massimo il rapporto segnale-rumore anche rispetto alle interferenze causate dallo stesso segnale utile, come gli effetti delle non-linearità dovute a saturazione dei dispositivi e a fenomeni di intermodulazione.

D'altra parte, un ricevitore radioastronomico riceve al suo ingresso segnali di livello molto minore del livello di rumore proprio del sistema (eccetto nel caso di antenne molto grandi puntate su radiosorgenti particolarmente potenti); inoltre, il "segnale utile" da rivelare ed il rumore di fondo del ricevitore hanno quasi sempre la stessa natura e composizione spettrale, risultando quindi indistinguibili.

Nel corso degli anni e con il progredire della tecnologia, sono stati comunque sviluppati e messi a punto diversi sistemi sofisticati ed ingegnosi per garantire una stabile e precisa misura dei debolissimi segnali cosmici, anche quando il loro livello risulta di molto inferiore al rumore di fondo del sistema.

All'interno di un tale scenario si colloca l'osservatorio radioastronomico di Medicina, un impianto comprensivo di due tipologie di antenne: il grande interferometro a due bracci "Croce del Nord" e un'antenna parabolica con specchio di 32 metri di diametro.

Compito del personale della stazione, oltre a quello di rendere disponibile lo strumento per l'effettuazione delle osservazioni e l'analisi dei dati ottenuti, è anche quello di condurre un continuo processo di aggiornamento e ottimizzazione della strumentazione e del radiotelescopio stesso al fine di mantenerlo al passo coi progressi tecnologici che si susseguono in un campo, quale quello delle telecomunicazioni, in continuo sviluppo.

Tale processo di upgrade è nella realtà molto complesso e ricco di compromessi, dal momento che le esigenze caratteristiche del mondo radioastronomico, come si vedrà anche nel corso di tale trattazione, sono molto diverse da quelle proprie dell'ambito commerciale delle

telecomunicazioni. Ciò fa sì che spesso risulti difficile trovare sul mercato la componentistica ad hoc per applicazioni particolari e di nicchia, in un campo commercialmente non redditizio e renda necessario sviluppare internamente i dispositivi stessi, nonché aspetti determinanti, quali l'acquisizione di esperienza e il know how nei processi di aggiornamento che si susseguono nel tempo.

Nel caso della stazione di Medicina, in particolare, il programma di ammodernamento dello strumento è inserito all'interno di un progetto di ricerca a livello internazionale, denominato '*progetto SKA*' (Square Kilometre Array), che vede coinvolti i più importanti istituti radioastronomici del mondo e che si pone come obiettivo quello di sviluppare e testare tutta la tecnologia necessaria alla realizzazione di un impianto astronomico avente un'area colletttrice pari ad un milione di m².

Data la sua natura strutturale la Croce del Nord ben si presta a fungere da banco di prova (*dimostratore*) per lo studio di parte delle tecnologie di interesse per raggiungere un tanto ambizioso traguardo e per questo motivo gli sforzi del gruppo interno di ricerca sono al momento indirizzati verso l'analisi di tutte quelle possibili soluzioni volte ad un ammodernamento in tal senso dello strumento.

Proprio nell'ambito di questo processo di ricerca e sviluppo si colloca il lavoro svolto in questa tesi e consistente nell'effettuare uno studio specifico, sia teorico sia sperimentale, sulla possibilità di utilizzare come mezzo di base per il trasporto del segnale ricevuto la fibra ottica.

Per fare questo si è partiti dal lavoro di studio e misurazione effettuato da precedenti laureandi su di un collegamento ottico analogico di tipo commerciale per arrivare a porre le basi e le prime considerazioni di progetto per realizzare "in casa" un link, ovviamente a costo inferiore, che consenta di ottenere una configurazione della catena di ricezione della 'Croce del Nord' in grado di trasportare direttamente il segnale ricevuto dalla linea focale di un'antenna sino all'interno della struttura attraverso un collegamento ottico analogico. Tale configurazione darebbe

infatti la possibilità di usufruire degli innumerevoli pregi tipici di un collegamento in fibra ottica, oltre che permettere a gran parte della circuiteria della catena di discesa di antenna, ad oggi situata in cabine poste alla base dello strumento, di essere trasferita all'interno della sala dei ricevitori, con ovvi vantaggi dal punto di vista dell'immunità alle variazioni delle condizioni ambientali, delle interferenze dovute a segnali esterni e della facilità di manutenzione e controllo dei dispositivi stessi.

Per arrivare ad un tale obiettivo in questa trattazione vengono presentati, oltre ai risultati ottenuti, anche tutte quelle considerazioni necessarie ad un loro conseguimento comprendenti, sia il lavoro di ricerca svolto relativamente allo studio teorico di un collegamento ottico analogico, sia i processi di progettazione e realizzazione dei circuiti che ne sono seguiti.

In particolare tale trattazione è stata suddivisa in:

- **Capitolo1:** descrizione dell'impianto radioastronomico di Medicina e delle soluzioni progettuali considerate ai fini di un suo miglioramento
- **Capitolo2:** analisi dei diversi tipi di sorgenti ottiche
- **Capitolo3:** analisi dei dispositivi optoelettronici di fotorivelazione
- **Capitolo4:** studio di un collegamento ottico analogico e descrizione del modello simulativo atto ad una sua valutazione
- **Capitolo5:** illustrazione dei processi di progettazione e realizzazione del prototipo di link ottico analogico
- **Capitolo6:** descrizione della campagna di misure effettuata

- **Capitolo7:** ottimizzazione e valutazioni progettuali su di una possibile implementazione del collegamento ottico realizzato nella catena di ricezione della Croce del Nord.

Capitolo I

La Stazione Radioastronomica di Medicina e il progetto di sviluppo dello strumento

L'osservatorio radioastronomico di Medicina (Figura 1.1) comprende 2 antenne: il grande interferometro a due bracci "Croce del Nord" risalente agli anni '60 e un'antenna parabolica di 32m di diametro installata all'inizio degli anni '80.



Figura 1.1 – La stazione radioastronomica di Medicina

1.1 La Parabola

Inaugurata nel 1983, allo scopo di partecipare alle osservazioni VLBI (Very Long Baseline Interferometry), la parabola (Figura 1.1.1), avente un diametro di 32m, è realizzata in modo da poter essere orientata in ogni direzione e quindi di puntare ed inseguire una

qualsiasi sorgente dal suo sorgere al suo declinare, compensandone il moto apparente causato dalla rotazione terrestre.

Lo specchio di cui essa è dotata è composto da pannelli di alluminio che realizzano una superficie di raccolta continua di forma parabolica che differisce dall'idealità a causa di fattori quali forza gravitazionale e condizioni climatiche.



Figura 1.1.1 – L'antenna parabolica

Per convogliare la radiazione incidente utilizza un sistema ottico di tipo Cassegrain che prevede, oltre al fuoco principale, anche la presenza di un secondo punto di focalizzazione ottenuto grazie ad uno specchio secondario (subriflettore) di forma iperbolica di 3,2m di diametro installato in corrispondenza del fuoco primario.

Due gruppi di ricevitori, caratterizzati col nome della banda a cui operano, sono posti in corrispondenza dei 2 fuochi e sono sensibili

a diverse frequenze di osservazione. In particolare, nel fuoco primario sono collocati 5 ricevitori che operano alle frequenze di: 1.4, 1.6, 2.3, 8.3 e 22 GHz mentre nel fuoco secondario i ricevitori sono 6 e le frequenze di osservazione sono: 5, 6, 6.6, 12, 22, 43 GHz.

La commutazione nell'utilizzo dei ricevitori da quelli in fuoco primario, sistema ottico tradizionale, a quelli in fuoco secondario viene effettuata semplicemente spostando il subriflettore.

Principalmente, come detto, la parabola è coinvolta, insieme alla sua gemella ubicata a Noto in Sicilia, in osservazioni VLBI all'interno della rete europea omonima comprendente istituti distribuiti sul territorio di tutto il continente. Viene inoltre utilizzata per osservazioni a singola antenna in studi di carattere geodinamico, misure spettroscopiche e di polarizzazione della radiazione incidente.

Parallelamente al normale sistema di elaborazione dati, è infine operativo un sistema di detezione di eventuali segnali intelligenti facente capo al progetto S.E.T.I. (Search of Extra Terrestrial Intelligence).

1.2 L'antenna interferometrica "Croce del Nord"

Il radiotelescopio "Croce del Nord", operativo dal 1964, è stato costruito per ricevere le radiazioni elettromagnetiche comprese in una banda larga 2.7 MHz centrata sulla frequenza di 408 MHz pari ad una lunghezza d'onda $\lambda = c/f = 73.5$ cm.

Esso è stato concepito come strumento di transito per l'esplorazione sistematica del cielo (Sky Survey), ossia per essere in grado di ricevere le radiazioni elettromagnetiche emesse da una radiosorgente, quando questa, per effetto della rotazione terrestre, transita sul meridiano celeste del luogo di osservazione. Il sistema di movimento elettromeccanico dell'antenna consente quindi solo il puntamento in declinazione.

E' costituito da 2 serie di antenne, disposte a forma di T, orientate una in direzione Est-Ovest (ramo E-O) e l'altra in direzione Nord-Sud (ramo N-S).

Il ramo E-O, come mostrato in Figura 1.2.1, é un'unica antenna avente uno specchio di forma cilindrico-parabolica lungo 564m e largo 35m, orientabile in declinazione da -30° a 90° .



Figura 1.2.1 – Veduta del ramo E-O

Lungo l'asse focale dell'antenna, che è parallelo a quello di rotazione e dista da esso circa 20m, sono distribuiti 1536 dipoli a mezz'onda (equamente spazati da una distanza pari a $\lambda/2=36\text{cm}$) a cui è demandato il compito di convertire le onde radio incidenti in tensioni elettriche misurabili.

Il ramo N-S (Figura 1.2.2) è invece composto da 64 antenne, di forma sempre cilindrico-parabolica, lunghe 23.5m e larghe 7.5m, disposte parallelamente a 10m l'una dall'altra.



Figura 1.2.2 – Le antenne cilindrico-paraboliche del ramo N-S

Sull'asse focale di ognuna di queste 64 antenne, posizionato a 1,84m dal vertice dello specchio, sono collocati 64 dipoli a mezz'onda per un totale quindi di $64 \times 64 = 4096$ dipoli lungo tutta la schiera.

La scelta, comune ad entrambi i rami del radiotelescopio, di utilizzare uno specchio di forma cilindro-parabolico, consente di unire i vantaggi offerti dalle proprietà fisiche e matematiche della parabola quali:

- 1) capacità di convergere sul fuoco tutte le radiazioni provenienti da una direzione parallela all'asse della parabola
- 2) ottenere che tutti i punti di una superficie d'onda (punti in fase) provenienti da una direzione parallela all'asse della parabola si trovino ancora in fase nel fuoco

alla semplicità costruttiva di una struttura cilindrica, indispensabile viste le grandi dimensioni delle antenne.

La precisione geometrica dello strumento non è da considerarsi in senso assoluto, ma solo relativamente alla lunghezza d'onda a cui lo strumento è destinato a lavorare. Lo specchio infatti è stato realizzato non completamente pieno, ma con fili d'acciaio paralleli alla linea focale e distanziati fra loro di circa 2 cm (vedi Figura 1.2.3).



Figura 1.2.3 – Particolare dei cavi di acciaio costituenti gli specchi

Questo è stato possibile in quanto, teoricamente, si può prevedere che se la forma geometrica dello specchio differisce da quella di una parabola ideale per meno di $\lambda/16$ (anche in relazione a variazioni che può subire la struttura a causa di deformazioni meccaniche ed agenti atmosferici) il rendimento di riflessione cala di una quantità trascurabile (meno dell'1%).

Un tale accorgimento ha portato ad una notevole semplificazione nella costruzione e nelle operazioni di manutenzione delle antenne. Inoltre, il fatto di avere uno specchio non completamente pieno, garantisce una maggiore immunità alle sollecitazioni dovute ad agenti esterni quali: vento, neve, acqua, variazioni di temperatura, ecc. che

sono causa di deformazioni meccaniche dell'antenna e perciò portano ad una riduzione di alcuni parametri fondamentali quali il guadagno.

Come contropartita, a fronte dei vantaggi appena illustrati, l'utilizzo di una rete metallica in sostituzione di uno specchio completamente pieno, rende però l'antenna sensibile ad una sola polarizzazione della radiazione incidente e cioè quella parallela alla direzione dei fili costituenti lo specchio (coincidente con la direzione della linea focale). Ciò comporta una riduzione della potenza effettivamente captata dall'antenna che, per onde polarizzate casualmente, risulta mediamente pari alla metà di quella complessivamente incidente.

Le caratteristiche geometriche dell'antenna sono la base da cui ricavare il *potere risolutore del radiotelescopio*, ovvero la capacità di vedere distinti due oggetti angularmente vicini, che nel caso della Croce del Nord, è di 4' sia in direzione N-S sia in direzione E-O.

Tali valori sono molto bassi se confrontati con quelli tipici di un telescopio ottico, ma notevolmente più grande è invece la quantità di energia captata da tale strumento, in quanto essa è proporzionale alla superficie di raccolta della radiazione elettro-magnetica incidente (circa 30.000m²).

Questa grande superficie collettiva permette di individuare segnali emessi da sorgenti estremamente deboli quali quelli associati a radiosorgenti molto lontane nello spazio e perciò rende la Croce particolarmente adatta all'osservazione (a frequenze radio e non ottiche) di sorgenti extragalattiche.

1.2.1 Configurazione attuale della Croce del Nord

I dispositivi alla base del sistema di ricezione dello strumento sono i dipoli a mezz'onda necessari, come detto, a convertire la radiazione incidente in un segnale elettrico misurabile.

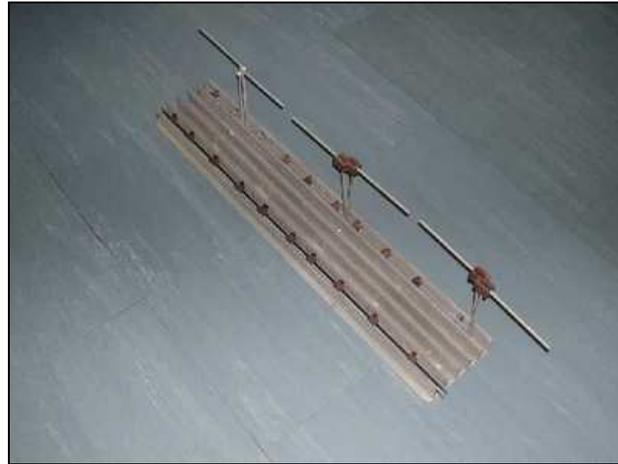


Figura 1.2.1.1 – Particolare di un tratto di linea focale con dipoli a mezz'onda

Essi non sono altro che delle antenne risonanti di lunghezza opportuna, costituiti da un conduttore filiforme, il cui collegamento e la successiva elaborazione del segnale devono essere tali da:

- limitare il più possibile l'attenuazione del segnale rispetto al rumore e cioè massimizzare il rapporto segnale rumore
- assicurare che i punti in fase appartenenti alla superficie d'onda incidente si mantengano tali anche dopo la conversione della radiazione in segnale elettrico

Per fare ciò i 1536 dipoli della linea focale del braccio E-O sono raggruppati in 6 sezioni da 256 dipoli ciascuna. All'interno di ogni sezione si opera una somma progressiva dei segnali raccolti, con un metodo detto ad "albero di natale", che permette di passare da 256

segnali elementari ad uno unico, detto *canale*, mantenendo immutate le caratteristiche dei segnali ricevuti [Ref.1] (vedi Figura 1.2.1.2).

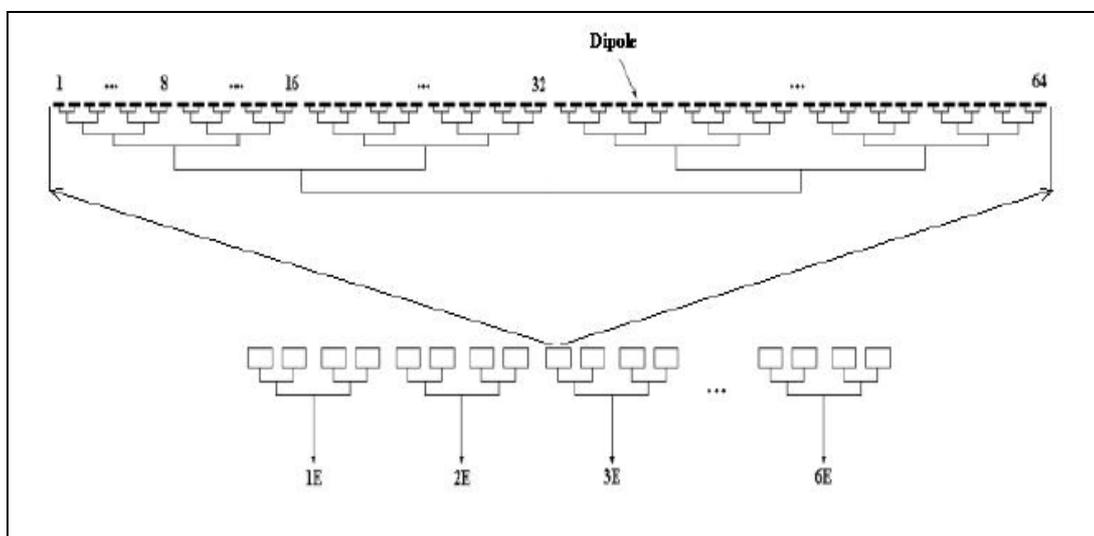


Figura 1.2.1.2 – Struttura ad albero di natale del ramo E-O

Sommando con le opportune fasi questi 6 segnali si ottengono i 3 fasci d'antenna, *beam*, denominati A, B, C.

Il segnale radio, di banda 2.7MHz centrato su una frequenza portante di 408MHz, viene convertito ad una frequenza intermedia IF di 30MHz in cabine poste alla base dell'antenna in modo da ridurre le perdite dovute al tratto di collegamento in cavo coassiale presente tra le cabine stesse e la sala dei ricevitori, dove infine avviene l'estrazione e l'elaborazione del contenuto informativo.

Il trasporto su cavo coassiale infatti, come noto, comporta una perdita per "effetto pelle" consistente e soprattutto dipendente dalla frequenza, perdita questa che ne rende possibile l'impiego, nel campo delle radiofrequenze, solo per tratti di breve lunghezza. Tali cavi inoltre, al fine di minimizzarne la sensibilità alle variazioni di temperatura (sia intese come escursioni termiche fra giorno e notte sia come escursioni climatiche stagionali), sono interrati ad una profondità di 1.20m, cosa questa che ne garantisce la protezione da indesiderati agenti atmosferici (neve, pioggia, ecc.).

Analogamente a quanto già visto, anche i segnali provenienti dai 4096 dipoli del braccio N-S vengono suddivisi in sezioni come mostrato in Figura 1.2.1.3.

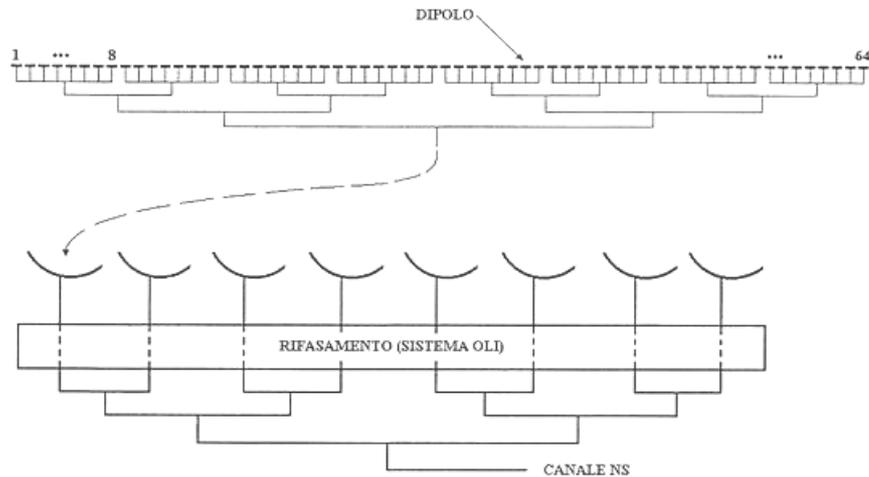


Figura 1.2.1.3 – Struttura ad albero di natale parziale del ramo N-S

Ogni sezione raggruppa 8 antenne e quindi $64 \times 8 = 512$ dipoli i cui contributi vengono sommati con un metodo detto ad “albero di natale parziale”, meno rigoroso di quello utilizzato nel ramo E-O, ma costruttivamente più semplice.

All'interno di tale sezione è però ora presente un sistema di rifasamento realizzato tramite dielettrico liquido (kerosene), necessario a riportare in fase i segnali provenienti dalle singole antenne prima di sommarli. Tale differenza di fase, dipendente dalla direzione di puntamento della schiera, è dovuto ai diversi percorsi con cui il fronte d'onda incide sulle singole antenne della sezione (vedi Figura 1.2.1.4).

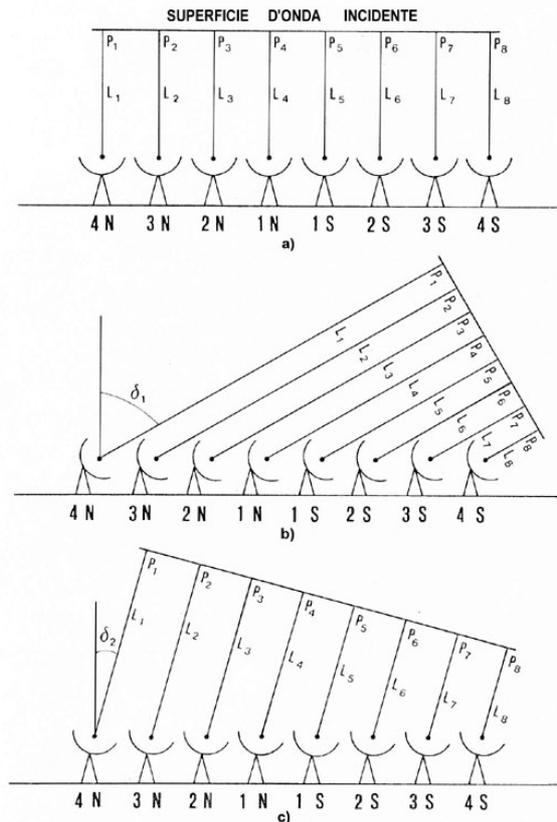


Figura 1.2.1.4 – Distribuzione dei punti equifase sulle antenne di una generica sezione del ramo N-S, al variare dell'angolo δ di puntamento

Sommando opportunamente questi 8 canali si ottengono i 5 fasci del ramo N-S denominati F, G, H, I, J.

Anche qui poi, analogamente a quanto visto per il ramo E-O, viene operata una conversione a frequenza intermedia (sempre di 30MHz) e la trasmissione dei segnali alla sala dei ricevitori.

Complessivamente quindi la Croce del Nord fornisce 14 segnali, 6 dal ramo E-O e 8 dal ramo N-S con una banda di lavoro di 2.7MHz centrata attorno ai 408MHz. Tale banda, unicamente per quanto riguarda il ramo E-O, può essere inoltre estesa a 5MHz, tramite l'utilizzo di un apposito back-end per l'osservazione delle pulsar.

A seconda dell'utilizzo dei vari fasci è possibile far lavorare lo strumento in differenti modalità, riconducibili a due delle tecniche di indagine radioastronomica: la *total power* e l'*interferometrica*.

In particolare nella prima, servendosi dei 3 fasci del ramo E-O e dei 5 del ramo N-S, si effettua una somma dei vari segnali in modo da realizzare un'unica antenna equivalente, la cui area di raccolta è pari alla somma delle superfici di raccolta delle singole antenne.

Svolgendo invece un'operazione di correlazione, consistente in una moltiplicazione ed una successiva integrazione, si può far lavorare lo strumento come interferometro a correlazione. I segnali correlati possono essere sia quelli degli 8 fasci di antenna, nella modalità cosiddetta "multifascio", sia quelli di ogni singola sezione dei due rami, nella modalità a "interferometri sciolti".

1.3 Parametri fondamentali di un radiotelescopio

I parametri di fondamentale importanza atti alla caratterizzazione del funzionamento di un radiotelescopio sono la sua sensibilità e il suo potere risolutore.

Nel corso di questo paragrafo vedremo di offrirne una descrizione più dettagliata per capire le grandezze da cui dipendono e quali siano i metodi possibili per arrivare ad un loro miglioramento. Ciò servirà poi a comprendere le motivazioni per cui sono nate le grandi reti di radiotelescopi internazionali e di come questo abbia condotto all'idea di SKA (Square Kilometer Array) e cioè di uno strumento avente un'area collettrice di un milione di metri quadri.

1.3.1 Sensibilità

In generale la sensibilità di uno strumento viene definita come la minima intensità di segnale in ingresso apprezzabile dal dispositivo.

Ora, nel caso particolare di un apparato per la rivelazione di onde radio per uso astronomico, la sensibilità può essere pensata come

un indice della capacità del radiotelescopio di ricevere segnali radio sempre più deboli e quindi associabili a radiosorgenti situate in regioni dello spazio più lontane.

In termini fisici essa rappresenta la minima variazione di potenza o, analogamente, di flusso per unità di banda rilevabile dallo strumento e, come vedremo, essa sarà tanto più grande quanto maggiore è l'area di collezione della radiazione elettromagnetica. Intuitivamente, infatti, più questa è ampia, maggiore sarà la quantità di segnale captata.

Questo parametro dipende soprattutto da una particolare caratteristica del ricevitore, la *temperatura di sistema* T_{sys} che noi andremo a definire avvalendoci del concetto di temperatura equivalente di rumore.

Indicando con P la potenza ricevuta per unità di banda, possiamo scrivere:

$$P = a_e \cdot S_m \quad [\text{W/Hz}] \quad (1.1)$$

dove:

a_e : *area efficace di raccolta delle onde radio* [m^2]: rappresenta una superficie fittizia, non coincidente con l'area fisica dell'apertura dell'antenna, che tiene conto di quanta radiazione viene assorbita alla frequenza di lavoro e nella particolare direzione dell'antenna

S_m : *flusso di potenza per unità di banda* [W/Hz m^2] che si accoppia effettivamente all'antenna

Se all'ingresso del ricevitore si sostituisce idealmente l'antenna con una resistenza fittizia R allora, si avrà che la sua densità di potenza di rumore sarà data dalla relazione di Nyquist:

$$P = k \cdot T_a \quad [\text{W/Hz}] \quad (1.2)$$

con:

k = costante di Boltzmann: $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K

T_a = temperatura di antenna [$^{\circ}$ K]: indica la temperatura equivalente di rumore del resistore fittizio

Uguagliando le due espressioni delle densità di potenza si ottiene il valore di T_a :

$$T_a = \frac{S_m \cdot a_e}{k} \quad \left[\frac{\text{W} \cdot \text{K}}{\text{Hz} \cdot \text{J}} \right] \quad (1.3)$$

Da qui è possibile vedere come T_a , essendo legata al flusso di potenza ricevuto, ci fornisca le informazioni sulla radiosorgente che stiamo osservando. In altre parole, effettuando un'osservazione, altro non si fa se non una misura di "temperatura" a distanza, esprimibile attraverso una temperatura di rumore il cui valore è legato all'intensità della radiazione elettromagnetica proveniente dalla sorgente puntata.

E' importante sottolineare come la temperatura di antenna sia completamente svincolata dal concetto di temperatura fisica reale, ma risulti invece legata alla temperatura delle regioni di spazio lontane, attraverso un parametro caratteristico dell'antenna quale la sua resistenza di radiazione.

Come l'antenna anche l'apparato ricevente posto a valle e ad essa collegato può essere caratterizzato da una temperatura di rumore equivalente che chiameremo *temperatura di rumore del ricevitore* T_r e che è dovuta alla rumorosità degli elementi circuitali costituenti il ricevitore stesso e al rumore originato dall'eventuale cavo di collegamento usato.

La temperatura equivalente di rumore totale dell'intero sistema antenna-ricevitore viene usualmente chiamata *temperatura di sistema* T_{sys} ed è pari a:

$$T_{sys} = T_a + T_r \quad (1.4)$$

Quando si va ad effettuare un'osservazione, al valore di potenza misurato contribuiscono, oltre alla quantità dipendente dalla T_{sys} , diversi altri elementi di disturbo quali quelli dovuti a:

- radiazione di fondo cosmico (corrispondente a circa 3K)
- riflessioni indesiderate causate dall'atmosfera
- interferenze terrestri
- segnali inquinanti raccolti dai lobi secondari del diagramma di radiazione dell'antenna (spillover)

L'esigenza di riuscire a separare tali contributi indesiderati dal segnale utile legato alla radiosorgente sotto analisi, rende indispensabile, in certi casi, il ricorso ad una misura di tipo differenziale effettuata comparando il livello di potenza ottenuto durante l'osservazione con quello ottenuto per effetto di un puntamento nel vuoto (puntamento fuori sorgente).

La sensibilità teorica di un radiotelescopio [Ref.2], ipotizzando la presenza di rumore bianco e quindi l'assenza di interferenze, scintillazioni e instabilità dell'equipaggiamento, dipende dalla T_{sys} , secondo la relazione:

$$\Delta T_{min} = \frac{k_s \cdot T_{sys}}{\sqrt{B \cdot \tau \cdot n}} \quad (1.5)$$

dove:

k_s = costante compresa tra 0.6 e 2 che tiene conto del tipo di ricevitore
usato

B = larghezza di banda del ricevitore

τ = tempo di integrazione

n = numero di osservazioni

Si vede come la sensibilità non sia altro che la minima variazione di temperatura ΔT_{\min} apprezzabile dal radiotelescopio e distinguibile dal rumore. Affinché una radiosorgente sia rilevabile allora la radiazione ad essa associata deve portare ad una variazione di temperatura ΔT_a che risulti essere maggiore o uguale alla ΔT_{\min} .

Un'espressione alternativa con cui spesso viene indicata in radioastronomia fa riferimento al concetto di sensibilità intesa come minima densità di flusso rilevabile che è legata alla ΔT_{\min} dalla relazione:

$$\Delta S_{\min} = \frac{2 \cdot k \cdot \Delta T_{\min}}{A_{\text{eff}}} \quad [\text{Jy}] \quad (1.6)$$

dove A_{eff} rappresenta l'area efficace dell'antenna e k è la costante di Boltzmann. Tale espressione è molto utile in quanto mette in luce, come già anticipato, la dipendenza della sensibilità dall'area collettrice dell'antenna ed in particolare come lo strumento risulti tanto più sensibile (ΔS_{\min} più piccolo possibile) quanto più grande è A_{eff} .

1.3.2 Risoluzione

La *risoluzione* o *potere risolvente* di un radiotelescopio esprime la capacità dello strumento di distinguere tra loro due oggetti.

Essa è definita come la minima distanza angolare entro cui due sorgenti radio differenti devono trovarsi per poter essere rivelate come tali e non come una unica.

Ad un'alta risoluzione corrisponde un'alta direttività dell'antenna e cioè un diagramma di radiazione avente un lobo principale angolarmente molto stretto. Questa caratteristica, unitamente al fatto di presentare anche lobi secondari adeguatamente ridotti, consente di ottenere una buona precisione nel processo di individuazione di una particolare sorgente.

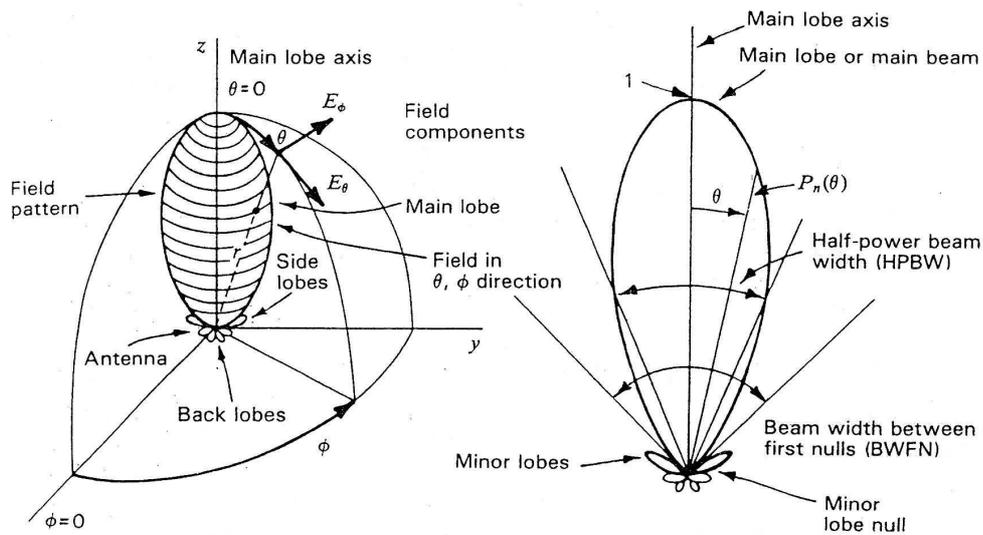


Figura 1.3.1 – Funzione di radiazione (a) e Diagramma di potenza (b)

L'estensione angolare del lobo principale (detto anche fascio o beam principale) viene descritta dall'ampiezza del fascio o BWFN (Beam Width between First Null) che, come dice il nome, rappresenta la distanza angolare tra i due zeri posti subito ai suoi lati. Grazie a tale grandezza è possibile arrivare a quella che, convenzionalmente,

viene assunta come rappresentazione analitica della risoluzione di un radiotelescopio:

$$HPBW \cong \frac{BWFN}{2} \quad (1.7)$$

dove *HPBW* (Half Power Beam Width) indica l'ampiezza a metà potenza del lobo principale, ricavabile dal diagramma di potenza dell'antenna come mostrato in Figura 1.3.2.

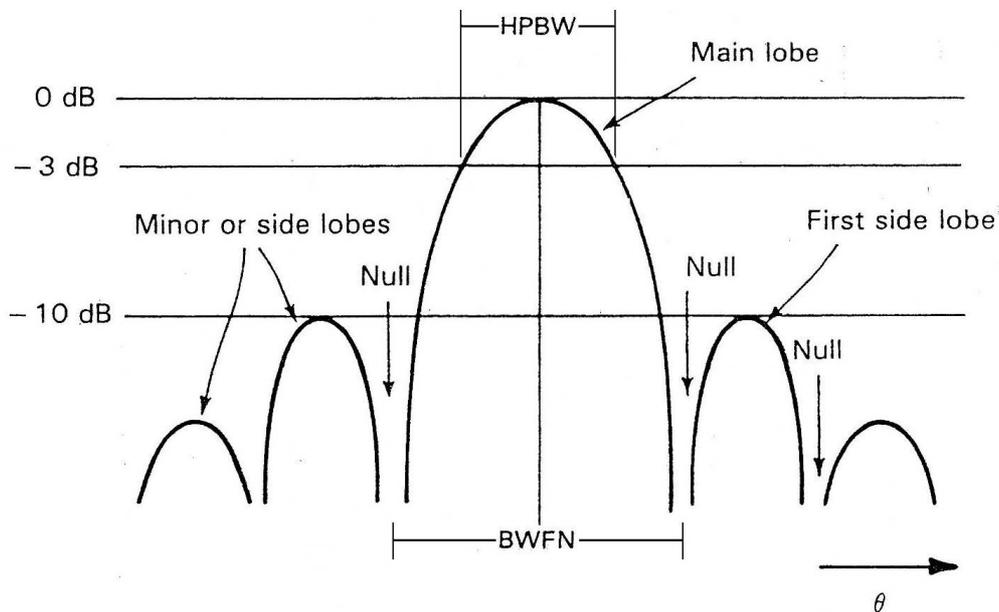


Figura 1.3.2 – Diagramma di radiazione normalizzato (in dB)

Questa quantità può essere espressa anche in maniera diversa introducendo grandezze quali la lunghezza d'onda di lavoro λ e il diametro dello specchio dello strumento D e cioè come:

$$HPBW = k_i \cdot \frac{\lambda}{D} \quad (1.8)$$

dove k_i è un fattore relativo alla funzione di illuminamento.

Tale relazione è estremamente importante e fa capire come la risoluzione di un radiotelescopio sia inevitabilmente collegata alle sue dimensioni fisiche. In particolare, tanto maggiore è la grandezza dello specchio dell'antenna e tanto minore risulterà l'HPBW e quindi migliore sarà la risoluzione dello strumento.

1.4 Il progetto SKA

Dall'esame appena svolto dei principali parametri atti a caratterizzare le prestazioni di un impianto radioastronomico si evince come un suo miglioramento può essere ottenuto, in primo luogo, aumentandone la sensibilità e il potere risolutore.

Entrambe queste grandezze, come visto, sono strettamente dipendenti dalle dimensioni del radiotelescopio. In particolare la sensibilità è strettamente legata all'area collettrice della schiera di antenne che si sta utilizzando, mentre la risoluzione è legata all'apertura (in gradi) del fascio di antenna che a sua volta dipende dalle dimensioni della schiera stessa o, nel caso di singola antenna, dal diametro dello specchio.

Il problema, nel raggiungere valori elevati di tali parametri, nasce però dal fatto che l'aumento delle dimensioni fisiche di un tale impianto, è soggetto a vincolanti limiti di tipo strutturale che ne fissano un limite massimo nella grandezza che esso può assumere. Per ovviare a ciò si è ricorsi all'idea di realizzare uno strumento per così dire "virtuale" che fosse cioè in grado di simulare il comportamento di un radiotelescopio di grandi dimensioni, compatibilmente coi valori di sensibilità e risoluzione desiderati, sfruttando però impianti (per lo più già esistenti) di dimensioni ridotte, opportunamente dislocati sul territorio.

Si è così giunti, a partire dagli anni '70, a concepire e realizzare le grandi reti di radiotelescopi internazionali come la VLBI (Very

Long Baseline Interferometry) europea o la VLBA (Very Long Baseline Array) americana, capaci di effettuare osservazioni contemporanee sfruttando una molteplicità di stazioni. Osservando infatti una singola radiosorgente con tutti gli elementi della rete, si è arrivati ad ottenere, tramite opportune elaborazioni dei dati raccolti, un grande aumento della risoluzione in quanto ora il valore di D da sostituire nell'espressione (1.8) non è più il diametro dello specchio, bensì la distanza massima esistente fra i vari strumenti coinvolti nell'osservazione.

Questo miglioramento del potere risolutore è però affiancato da una bassa sensibilità complessiva della rete legata al fatto che, mentre la superficie complessiva è data dalla somma delle superfici dei singoli radiotelescopi, la sensibilità invece, è determinata dalla media pesata delle singole sensibilità [Ref.3]. Si vede quindi come il ricorso alle reti di radiotelescopi, pur consentendo un innalzamento del potere risolutore, non contribuisce a migliorare la sensibilità con cui viene effettuata l'osservazione.

A partire da queste considerazioni, negli ultimi anni si sta sviluppando, con sempre maggiore partecipazione a livello mondiale, quello che è stato chiamato il progetto SKA (Square Kilometre Array) e cioè l'idea di realizzare un'antenna caratterizzata da un'area colletttrice complessiva di un milione di metri quadri e capace di prestazioni estremamente elevate. Questo porterà ad avere uno strumento con potere risolutore paragonabile (o anche superiore) a quello delle attuali reti di radiotelescopi, ma con una sensibilità nettamente più elevata.

Un progetto tanto ambizioso ha suscitato l'interesse di molti istituti di ricerca sparsi in tutto il mondo ed ha portato alla creazione nel 2000, da parte della comunità astronomica internazionale, di un consorzio chiamato Large Telescope Working Group e di un comitato, l'ISSC (International SKA Steering Committee), aventi lo scopo di coordinare e indirizzare gli sforzi di tutte le nazioni partecipanti, sia

dal punto di vista economico sia tecnologico, verso un progetto comune.

Molte organizzazioni di diversi paesi in tutto il mondo (i cui principali sono: Australia, Cina, India, Stati Uniti d'America, Canada, Sud Africa, Inghilterra, Olanda, Italia, Francia, Germania, Russia, Spagna, Polonia, Svezia) hanno aderito al principio di condividere ricerche e sviluppi sistemistici per la realizzazione di un tale strumento di osservazione e così le soluzioni proposte negli ultimi anni sono state molte e riguardanti tutti i vari aspetti del sistema in esame a partire dalla scelta del luogo più idoneo ad ospitare una tale struttura e del tipo di antenna che meglio si presta a realizzare un'area collettiva di così grandi dimensioni, fino ad arrivare alla modalità di realizzazione del beamforming e della trasmissione ed elaborazione dei segnali.

Al termine di questa prima fase di studio, fissato per il 2008, comprensiva anche della realizzazione di prototipi di dimensioni ridotte, detti *dimostratori*, si dovrebbe pervenire ad un processo di valutazione delle soluzioni proposte al fine di individuare quelle tecnologicamente e realisticamente più idonee ad essere implementate nello strumento finale la cui costruzione dovrebbe iniziare definitivamente a partire dal 2010.

1.5 L'up-grade della "Croce del Nord": il Progetto BEST

E' all'interno di questo scenario che si colloca il progetto di up-grade della "Croce del Nord" che, date le sue grandi dimensioni (564m x 640m) e il numero di dipoli installati (5632), ben si presta ad essere considerata un banco di prova ideale per testare ed implementare le tecnologie che dovranno essere sviluppate nell'ambito del progetto SKA.

E' nato così, ad opera del personale scientifico del radiotelescopio di Medicina, il gruppo di ricerca SKA con il compito di operare un'intesa attività di ricerca orientata all'ammodernamento dello strumento, attività questa comprendente il progetto e lo sviluppo di:

- nuovi front-end a bassa rumorosità
- ricevitori digitali a larga banda ad elevata dinamica
- vector modulator/mixer
- collegamenti ottici digitali ed analogici a basso costo
- banco di filtri polifase
- metodologie di mitigazione delle interferenze
- algoritmi per beamforming , multibeaming e post-processing

Tutto ciò ha portato alla nascita ed allo sviluppo del progetto denominato *BEST* (Basic Element for SKA Training) avente lo scopo di definire e realizzare, a partire dalla struttura attuale della Croce del Nord, un dimostratore caratterizzato da un'area di raccolta pari a circa 30000 m² (1/33 di quella richiesta dalle specifiche del progetto SKA) che, potendosi considerare come un "reduced scale SKA", consentirebbe allo strumento di divenire uno dei più importanti e sensibili radiotelescopi dell'intero Emisfero Nord.

La sua pianificazione è stata suddivisa in 3 fasi distinte, in modo da consentire una graduale implementazione della tecnologia

sviluppata sullo strumento e rendere più controllabile il processo in termini di costi e verifiche sperimentali.

Tali fasi sono state denominate:

- **BEST-1:** up-grade relativo ad una sola antenna (riflettore) del ramo Nord-Sud: superficie di raccolta pari a 176m^2 , installazione di 4 ricevitori
- **BEST-2:** up-grade esteso ad 8 riflettori, cioè ad un intero canale del ramo Nord-Sud: superficie di raccolta pari a 1410m^2 , installazione di $4 \times 8 = 32$ ricevitori
- **BEST-3:** fase finale del progetto che prevede l'installazione della nuova strumentazione sull'intera "Croce del Nord": superficie di raccolta pari a circa 30000m^2 pari al 3% dell'area prevista per SKA, installazione di 352 ricevitori

Data la molteplicità di argomenti e problematiche che interessano il processo di ammodernamento della struttura, una sua completa trattazione sarebbe estremamente complessa ed esulerebbe dagli obiettivi di questa tesi. Si cercherà pertanto di focalizzare l'attenzione unicamente sulla parte di progetto riguardante la tipologia di trasmissione del segnale ricevuto nel tratto di catena che va dalla linea focale delle diverse antenne sino alla sala dei ricevitori posta all'interno dell'edificio principale del radiotelescopio.

Nel seguito verranno illustrate due configurazioni della catena di ricezione: una facente riferimento a quella attualmente in fase di sviluppo e la seconda relativa ad un'idea di progetto basata sull'utilizzo di collegamenti analogici in fibra ottica.

Le due configurazioni, pur presentando differenti soluzioni progettuali nella realizzazione della trasmissione del segnale, hanno in comune l'utilizzo, come mezzo trasmissivo principale, della fibra ottica.

I vantaggi dell'utilizzo di canali ottici per la trasmissione dell'informazione, se paragonati ai cavi metallici (attualmente utilizzati nella catena ricevente della Croce del Nord), sono molteplici e si possono sintetizzare nei seguenti punti:

- AMPIEZZA DI BANDA: l'elevata banda modulante disponibile delle fibre ottiche è legata all'aumento della frequenza portante a cui avviene la trasmissione del segnale. Tale frequenza in un collegamento ottico risiede in un intervallo compreso tra 10^{13} e 10^{16} Hz quindi, potenzialmente la banda di trasmissione è notevolmente superiore rispetto a sistemi di trasmissione su cavi metallici come i coassiali o a sistemi di trasmissione radio che utilizzano onde millimetriche (dell'ordine del GHz). Allo stato attuale della tecnologia, si possono raggiungere con un collegamento in fibra ottica monomodale anche ampiezze di banda dell'ordine delle decine di GHz su una distanza di un centinaio di chilometri senza l'utilizzo di ripetitori.

- LIVELLO di ATTENUAZIONE: lo sviluppo della tecnologia nella produzione di fibre ottiche, con un sempre più alto grado di purezza nei materiali utilizzati, ha consentito di raggiungere dei livelli di attenuazione del segnale e di perdite di trasmissione molto bassi fino anche a 0.2dB/Km. Tale attenuazione inoltre nel caso delle fibre ottiche risulta indipendente dalla frequenza del segnale modulante trasmesso, come invece avviene nei cavi coassiali dove, a causa dell'effetto pelle, l'attenuazione risulta proporzionale alla \sqrt{f} .

- PESO e DIMENSIONE: le fibre ottiche, essendo caratterizzate da un diametro molto piccolo, anche se rivestite di una guaina protettiva (protective coating o jacket), hanno una dimensione ed un peso di gran lunga inferiore rispetto ai corrispondenti cavi in rame.

- ROBUSTEZZA e FLESSIBILITA': grazie ai rivestimenti protettivi, le fibre ottiche offrono una grande resistenza alla trazione, possono essere curvate formando degli angoli relativamente piccoli e

possono anche essere intrecciate tra loro senza causare rotture o danni in genere. Inoltre dalla combinazione di singole fibre o nastri di fibre all'interno di un unico cavo di protezione e rivestimento, si ottengono delle strutture altamente compatte, flessibili e robuste.

- ISOLAMENTO ELETTRICO: le fibre ottiche sono realizzate con fibre in vetro (silicio e ossidi di silicio) o a volte con polimeri plastici. Questi materiali sono a tutti gli effetti degli isolanti, perciò a differenza dei cavi metallici non sono soggetti a problemi di messa a terra.

- IMMUNITA' alle INTERFERENZE: le fibre ottiche costituiscono delle guide dielettriche per il segnale trasportato al loro interno; il campo elettromagnetico è perciò confinato entro la struttura cilindrica che costituisce il cuore della fibra. Grazie a questa proprietà il valore dell'isolamento tra il flusso interno e quello esterno, ossia la schermatura rispetto all'azione di campi elettromagnetici esterni, risulta enormemente elevato. In aggiunta, diversamente da quanto accade utilizzando dei conduttori metallici, viene altamente limitata l'interferenza fra differenti fibre ottiche e perciò la diafonia (*crosstalk*) tra i vari canali costituenti una linea trasmissiva diviene trascurabile, anche quando centinaia o migliaia di fibre sono cablate assieme.

Entrambe le configurazioni ideate per il processo di up-grade, prevedono un identico numero di ricevitori (352) installati sulle antenne costituenti la Croce del Nord. In particolare i 4096 dipoli del Ramo N-S (64 dipoli per ogni antenna) e i 1536 del Ramo E-O vengono combinati in modo da ottenere:

- **Ramo N-S**: 1 ricevitore ogni 16 dipoli e quindi $64/16=4$ ricevitori per ogni riflettore (antenna cilindrica) costituente il ramo N-S, per un totale di $4 \times 64=256$ ricevitori

- **Ramo E-O:** 1 ricevitore ogni 16 dipoli, per un totale di $1536/16=96$ ricevitori

Il miglioramento dello strumento prevede infine l'allargamento della banda di segnale centrata sui 408MHz dagli attuali 2,7MHz sino a 16MHz (con allo studio un'ulteriore espansione per arrivare ad una banda utile che vada da 300MHz a 700MHz). Ciò comporta l'accurata riprogettazione di tutti gli elementi costituenti la catena in modo da poter supportare l'incremento di banda senza degradare, e possibilmente migliorando, le prestazioni attualmente fornite dallo strumento.

Per identificare le 2 configurazioni, nel seguito si farà riferimento alla diversa tipologia di trasmissione prevista nel tratto ottico della catena di ricezione. Essendo questa di tipo digitale in un caso e analogica nell'altro, si parlerà perciò rispettivamente di configurazione con link ottici digitali e di configurazione con link ottici analogici.

1.5.1 Configurazione attualmente prevista basata sull'utilizzo di link ottici digitali

Il progetto attualmente in atto e in fase di realizzazione prevede una naturale evoluzione della catena ad oggi impiegata sfruttando gli sviluppi tecnologici di ultima generazione, compatibilmente con le limitazioni di costo inevitabilmente legate agli stanziamenti disponibili per tale processo di ammodernamento della struttura.

Come descritto nei precedenti paragrafi il beamforming e la trasmissione dei segnali dalle antenne alla sala dei ricevitori è ad oggi realizzata completamente in ambito analogico, per poi essere convertita in formato digitale solamente all'interno della struttura.

Il mezzo trasmissivo utilizzato per il trasporto dell'informazione sia per quanto concerne la tratta di circa 70m che va dalle linee focali delle antenne alle cabine, sia per la tratta di circa 700m che va dalle cabine all'edificio principale è il cavo coassiale.

E' stato naturale perciò pensare di effettuare il processo di upgrade sfruttando una linea di progettazione che:

- a) prevedesse l'utilizzo di un mezzo di trasporto moderno quale la fibra ottica in sostituzione del cavo coassiale
- b) valutasse la possibilità di effettuare il beamforming in maniera differente
- c) considerasse l'eventualità di spostare la conversione analogico-digitale dei segnali in un punto della catena più vicino all'antenna ed in particolare di effettuare la digitalizzazione all'interno delle cabine in modo da consentire il trasporto dei segnali lungo la tratta più lunga in maniera numerica

Nel seguito verranno descritte le caratteristiche di tale linea di progettazione prendendo come riferimento la trasmissione dei segnali associata ad una cabina del ramo N-S e quindi comprendente la trasmissione dei segnali provenienti solo da 8 riflettori. Così facendo si limita la complessità della schematizzazione, che può comunque essere facilmente estesa alla totalità delle 64 antenne costituenti il ramo stesso, senza nulla togliere alla completezza dei concetti esposti.

Per quanto riguarda il ramo E-O la situazione è analoga, ma, come vedremo, più semplice in quanto non necessita dei particolari accorgimenti aggiuntivi necessari nel ramo N-S per renderne paragonabili le prestazioni (stesso Field Of View).

Una prima rappresentazione della catena di ricezione è riportata in Figura 1.5.1.1 nella quale si sono voluti evidenziare i percorsi dei principali segnali adibiti alla trasmissione e al controllo dell'informazione.

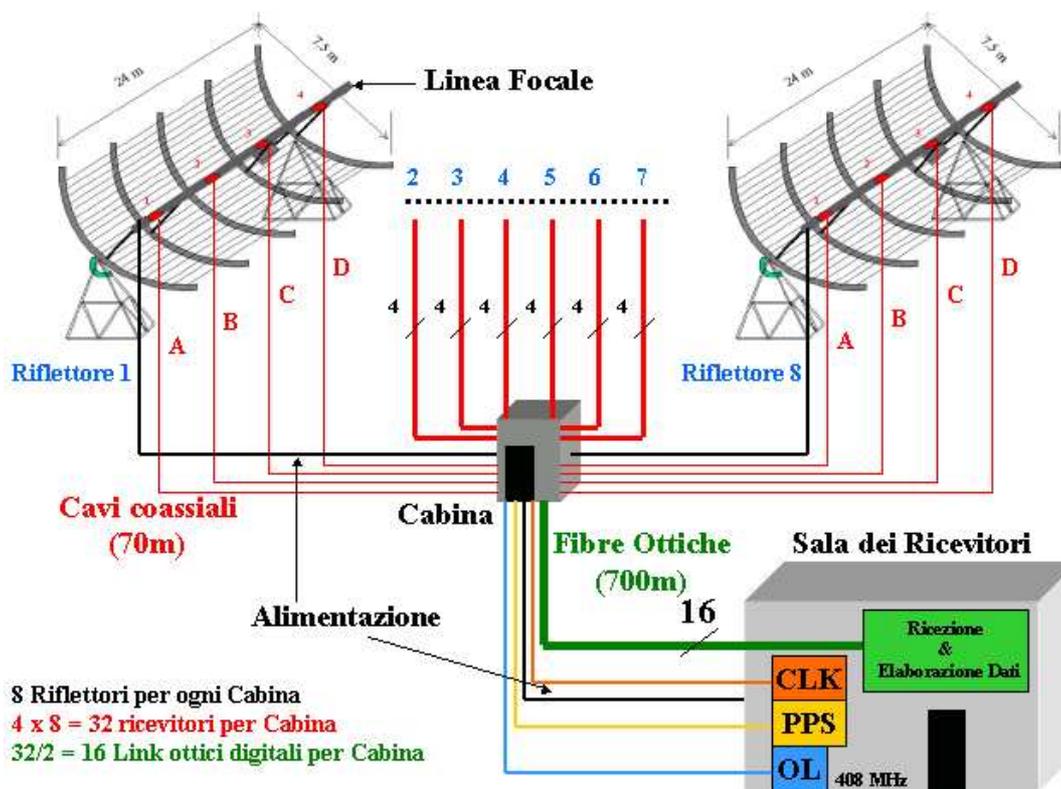


Figura 1.5.1.1 – Schematizzazione delle linee trasmissive relative ad una cabina del Ramo N-S

Come ben visibile dalla figura soprariportata, i segnali provenienti dai 4 ricevitori di ogni riflettore, collocati sulle linee focali delle antenne, vengono trasmessi alla cabina di riferimento mediante cavi coassiali di lunghezza pari a circa 70m. All'interno della cabina poi, a seguito di un processo di conversione in banda base, il segnale analogico risultante viene convertito in formato digitale per poi essere trasmesso, dopo un'opportuna formattazione e conversione elettro-ottica, direttamente alla sala dei ricevitori all'interno della struttura principale. Qui, dopo avere percorso un tratto di circa 700m in fibra ottica, il segnale viene riconvertito in segnale elettrico per poi essere elaborato e analizzato.

Dall'edificio principale devono inoltre essere trasmessi ad ogni cabina i vari segnali necessari nelle diverse operazioni ivi eseguite quali: il segnale di oscillatore locale a 408MHz per la traslazione in frequenza della banda utile, il segnale di clock (segnale di

campionamento con frequenza pari ad 80MHz) per effettuare la conversione analogico digitale, i diversi segnali di controllo e sincronismo (PPS) (trasmessi alle cabine attraverso collegamenti in fibra mediante l'impiego di transceiver elettro-ottici) oltre naturalmente la linea di alimentazione (in cavo coassiale) che deve poter arrivare anche alle linee focali delle antenne dove è collocata l'elettronica costituente il front-end.

Una più dettagliata rappresentazione del tratto di catena compreso tra le diverse linee focali e la sala dei ricevitori interna alla struttura è riportata in Figura 1.5.1.2.

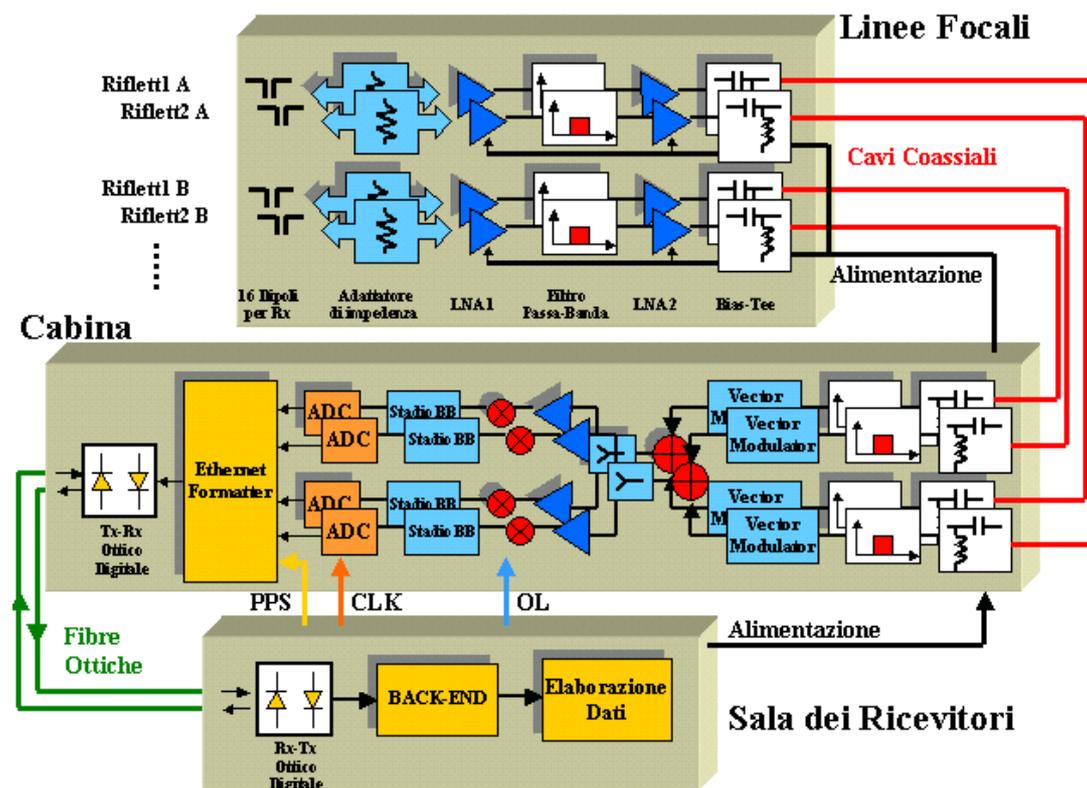


Figura 1.5.1.2 – Catena di ricezione relativa ad 1 cabina del Ramo N-S

Il segnale proveniente da un ricevitore posto sulla linea focale dell'antenna, la cui uscita viene adattata all'impedenza di ingresso dello stadio successivo tramite un adattatore di impedenza, entra nel front-end della catena dove viene amplificato e filtrato per mezzo di due stadi amplificatori a basso rumore (Low Noise Amplifier) e di un

filtro passa-banda di frequenza centrale 408MHz. Questo è indispensabile per garantire un primo filtraggio delle componenti indesiderate e nello stesso tempo per fornire all'intera catena un adeguato livello di preamplificazione, necessario nei primi stadi per ridurre al minimo la cifra di rumore totale associata all'intero sistema di ricezione.

Dalla linea focale poi il segnale, attraverso un cavo coassiale, giunge alla cabina posta alla base delle antenne dove viene ulteriormente filtrato prima di arrivare ad un vector modulator; come dice il nome stesso questo dispositivo effettua una correzione, sia in ampiezza sia in fase, del vettore associato al segnale. A questo punto, solo per quello che riguarda il ramo N-S, il segnale viene sommato a quello proveniente dal ricevitore corrispondente situato sull'antenna successiva; si fa questo per ridurre il campo visivo (Field Of View) del ramo in questione e cioè l'istantanea e contigua area di angolo solido di cielo che può essere figurata, rendendolo di valore analogo a quello presentato dal ramo E-O.

Ogni segnale risultante da queste somme, mediante uno splitter, viene separato in 2 vie, una in fase ed una in quadratura, per poi essere portato in banda base grazie a due mixer e ad un segnale di oscillatore locale di frequenza pari a 408MHz. Parallelamente su ogni via uno stadio in banda base, comprendente un amplificatore e un filtro passa basso, provvede ad inviare il segnale ad un convertitore analogico-digitale (Analog Digital Converter) necessario per portare l'informazione in formato numerico. Si parla perciò a questo punto di ricevitore digitale in quanto tutti gli elementi che seguono l'ADC lavorano su segnali in tale formato.

Le uscite degli ADC vengono ora compattate tramite un Ethernet Formatter prima di essere trasmesse, per mezzo di transceivers ottici (standard Gb-Ethernet), attraverso il tratto in fibra ottica monomodale che collega le cabine alla sala dei ricevitori. Qui infine il segnale ottico viene riconvertito ancora per mezzo di analoghi transceivers,

rendendo perciò l'informazione captata disponibile ad essere elaborata dalla rete di computer interna.

1.5.2 Configurazione alternativa basata sull'impiego di collegamenti analogici in fibra ottica

In alternativa alla soluzione appena illustrata, si è deciso di valutare la possibilità di realizzare una configurazione della catena che preveda il trasporto dell'informazione dalle linee focali delle diverse antenne direttamente all'interno della sala dei ricevitori mediante collegamenti in fibra ottica analogici. Ciò ovviamente deve essere fatto senza apportare un degradamento alle prestazioni ottenute dalla soluzione con link ottici digitali in termini di: guadagno, cifra di rumore e dinamica di ampiezza della catena e soprattutto deve presentare una stima di costo compatibile con gli stanziamenti previsti per la realizzazione dell'up-grade dello strumento.

Raggiungere un tale obiettivo sarebbe infatti di vitale importanza in termini di protezione e manutenzione della catena di ricezione in quanto permetterebbe di spostare la quasi totalità dei dispositivi elettronici all'interno di un ambiente termostato (controllato in temperatura e umidità) quale quello presente nella struttura principale del radiotelescopio.

Ciò garantirebbe una protezione completa dagli agenti atmosferici esterni quali: pioggia, neve, vento, escursioni termiche, scariche elettriche, ecc. oltre che fornire una diretta accessibilità della strumentazione, cosa questa che semplificherebbe enormemente le operazioni di controllo ed eventualmente riparazione, con ovvi benefici dal punto di vista logistico ed economico.

In aggiunta ai vantaggi sino ad ora elencati resta da sottolineare un aspetto non meno trascurabile ottenibile mediante tale configurazione: riuscire a portare tutta l'elettronica all'interno di una

stessa sala consentirebbe infatti la semplificazione del sistema di distribuzione dei diversi segnali di controllo, sincronismo ed oscillatore locale che, nella configurazione attualmente prevista, dovrebbero essere trasmessi esternamente sino alle cabine dove, come visto, avverrebbe la traslazione del segnale in banda base e la conversione analogico-digitale. Tale semplificazione si traduce in un risparmio economico sui collegamenti necessari alla trasmissione dei segnali e in una semplificazione dei dispositivi elettronici costituenti la parte finale della catena.

Analogamente a quanto fatto per la soluzione precedente, in Figura 1.5.2.1 è riportata la schematizzazione delle principali linee trasmissive interessate al trasporto dei diversi segnali della catena di ricezione. Anche in questo caso, valendo ancora le considerazioni precedentemente esposte, si prenderà come riferimento la situazione relativa ad una cabina del ramo N-S.

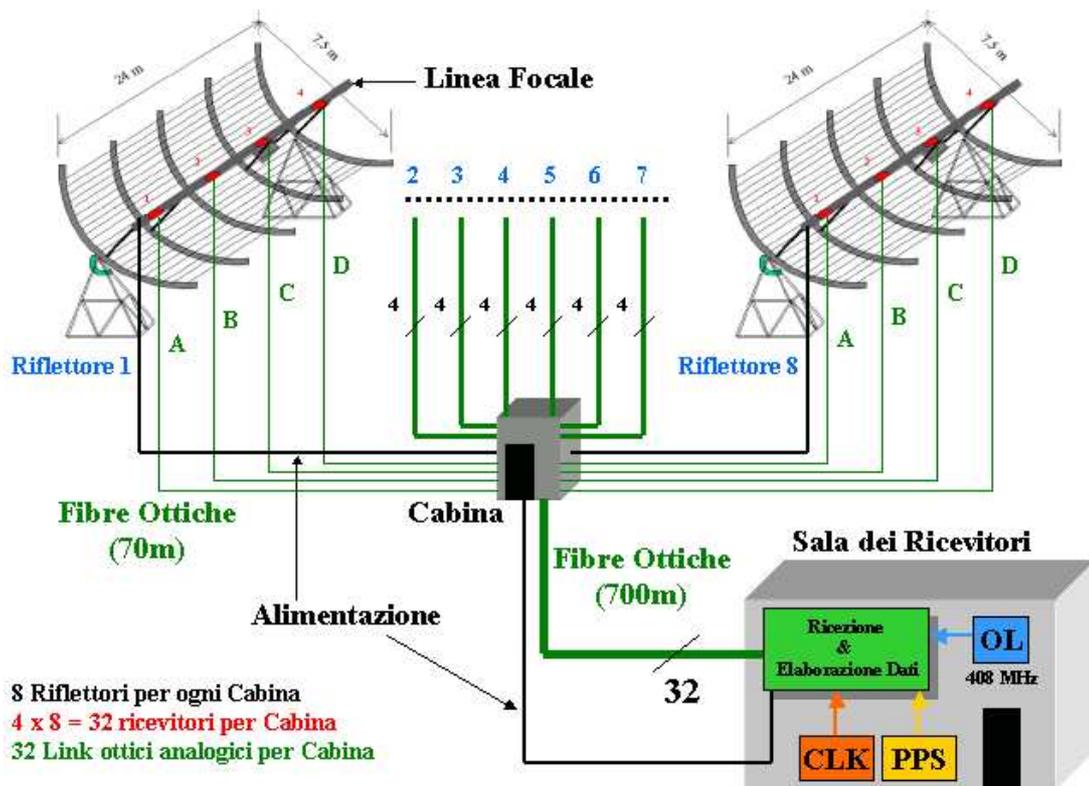


Figura 1.5.2.1 – Schematizzazione delle linee trasmissive relative ad una cabina del ramo N-S

Come si può vedere, ora gli unici collegamenti esterni sono quelli adibiti al trasporto dell'informazione ricevuta, realizzati in fibra ottica monomodale, e i diversi cavi indispensabili per alimentare i dispositivi presenti sulle linee focali, che giungono alle varie antenne attraverso le cabine poste alla loro base. Per quello che concerne i percorsi in fibra ottica, il loro passaggio attraverso le cabine è funzionale unicamente per realizzare la cablatura di più fibre all'interno di cavi più robusti da 32 fibre ciascuno (più un eventuale scorta di fibre in caso di possibili danneggiamenti ad uno dei percorsi) necessari per rendere più compatto (minor numero di cavi) il collegamento verso l'edificio principale.

Anche per questa soluzione viene presentata una schematizzazione logica dell'intera catena di ricezione (vedere Figura 1.5.2.2), anche se la descrizione verrà limitata unicamente all'analisi delle principali differenze rispetto alla configurazione già esaminata.

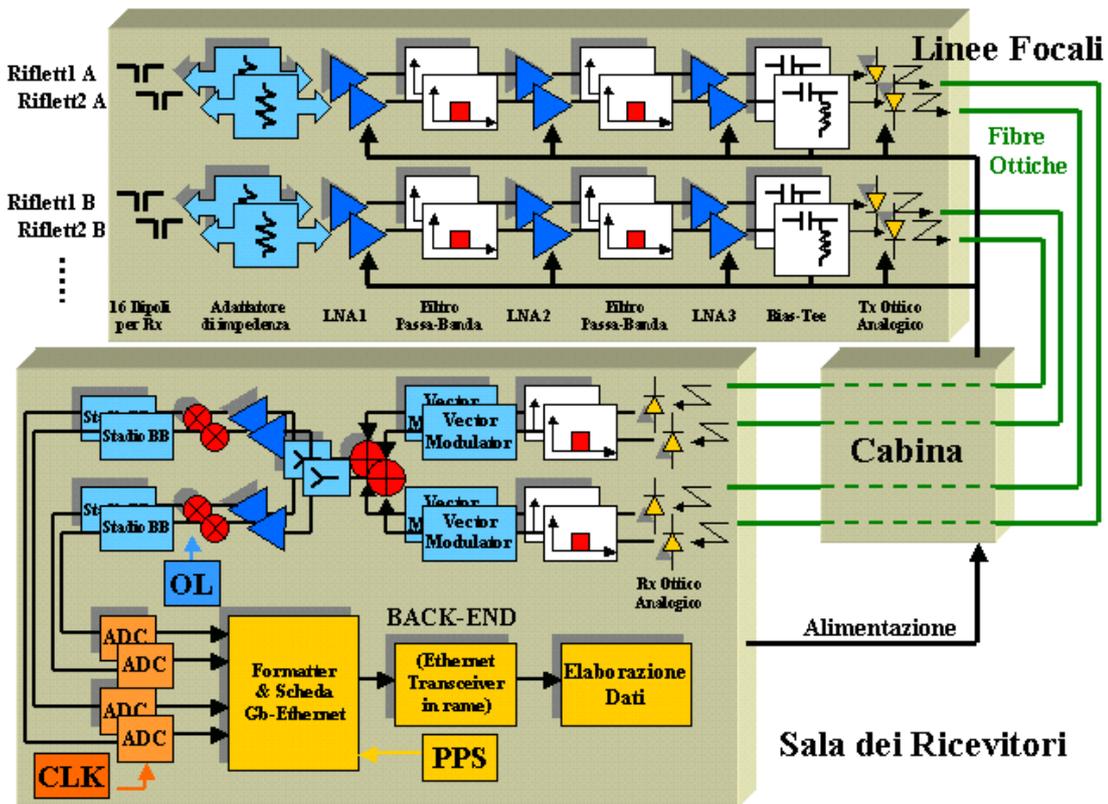


Figura 1.5.2.2 – Catena di ricezione relativa ad una cabina del ramo N-S

L'inserimento nella catena di ricezione del collegamento analogico in fibra ottico prevede il collocamento del circuito di trasmissione (trasmettitore ottico) sulle linee focali delle antenne a valle dello stadio iniziale di amplificazione e filtraggio costituito da LNA e filtri passa-banda. Data l'elevata cifra di rumore tipica di un collegamento analogico in fibra, questo stadio deve essere modificato con l'aggiunta di un ulteriore blocco di amplificazione in modo da aumentare il guadagno a monte del link e rendere così ininfluenza il contributo di rumore introdotto dal link stesso, che altrimenti andrebbe a deteriorare le prestazioni dell'intera catena.

Il segnale ottico trasmesso poi, dopo aver percorso un tratto in fibra monomodale, raggiunge direttamente la sala dei ricevitori dove il ricevitore ottico provvede a riconvertirlo in segnale elettrico.

A questo punto la topologia architetturale della catena rimane identica a quanto illustrato precedentemente; quello che differisce è solamente la tipologia di elettronica impiegata e la strutturazione della rete di distribuzione dei segnali di controllo e sincronismo che, venendosi a trovare tutta all'interno della struttura principale del radiotelescopio, dà luogo ad una sua notevole semplificazione.

Come già anticipato infatti, riuscire a collocare tutta la parte finale della catena all'interno di un ambiente tale, peraltro termostato, consente di usufruire di dispositivi elettronici più semplici ed economici e soprattutto evita di dover trasmettere esternamente i diversi segnali di controllo e sincronismo necessari lungo la catena di ricezione. Così facendo risulta possibile sostituire i vari transceiver e convertitori elettro-ottici con schede Gb Ethernet collegabili al resto della rete mediante semplici doppini in rame.

L'idea di rendere attuabile una soluzione di questo tipo, per molti versi affascinante e innovativa, in realtà è stata seriamente presa in considerazione, all'interno del gruppo di ricerca dell'istituto, quando un paio di anni fa, è stato acquistato dal radiotelescopio, un collegamento ottico commerciale per la trasmissione di un segnale

analogico. L'acquisto di questo collegamento, anche se per altri scopi, ha dato l'impulso e lo stimolo per verificare se le sue caratteristiche fossero idonee ad un eventuale inserimento lungo la tratta di discesa di antenna. A questo proposito sono stati effettuati studi accurati e campagne di misure, grazie al lavoro di tesi di diversi laureandi, che hanno portato ad una completa caratterizzazione del link ottico sotto tutti i punti di vista di interesse.

Le specifiche ottenute sono risultate essere appena sufficienti per una sua implementazione sulla Croce del Nord, ma soprattutto il costo elevato, superiore ai 2500€, tenendo presente il fatto che sarebbero 352 i collegamenti necessari, ha fatto calare l'interesse per una soluzione di questo genere.

In questo contesto si inserisce il lavoro illustrato in questa tesi e cioè la progettazione e la realizzazione in loco, servendosi unicamente dell'attrezzatura disponibile nei laboratori di ricerca del radiotelescopio, di un intero collegamento ottico analogico soddisfacente alle specifiche molto stringenti dell'ambito radioastronomico e presentante un costo di realizzazione sufficientemente basso da rientrare nel budget di spesa previsto.

1.5.3 Comparazione costi e fattibilità delle 2 soluzioni

Il primo passo da effettuare quindi per valutare la fattibilità della configurazione che sfrutta link ottici analogici è quello di calcolare in prima approssimazione il costo ammissibile per un singolo collegamento analogico, prendendo come target di spesa totale quello attualmente previsto per realizzare la configurazione mediante link ottici digitali.

Tale costo fa riferimento essenzialmente al costo necessario per realizzare i circuiti di trasmissione e ricezione del segnale ottico e si cercherà di ricavarlo mediante confronto fra le stime di costo relative

alla configurazione attuale e quella relativa alla configurazione comprensiva di link ottici analogici.

Nelle tabelle 1.5.1 e 1.5.2 che seguono, sono stati stimati in modo accurato i costi relativi alle due configurazioni precedentemente illustrate (comprensivi del 20% di IVA) in modo da evidenziarne le differenze fondamentali.

Stima Costi BEST-3, 16MHz - Progetto con Link Ottici Digitali

1 - FRONT-END, CAVI COASSIALI, Stadi IF & OL:

Front end (16MHz@408MHz):

Primo stadio amplificatore (componenti SMD)	€	14,40
Filtro ceramico interstadio	€	10,80
Secondo stadio amplificatore (componenti SMD)	€	7,20
Alimentazione (componenti SMD)	€	3,12
Front-End (hardware) sottotale:	€	35,52
Box schermato TEKO	€	3,78
Connettori	€	50,40
Box impermeabile ROSE	€	60,00
Produzione / Assemblaggio	€	24,00
Front-End (Inscatolamento/Produzione/Assemblaggio) sottotale:	€	138,18
<u>Costo Totale Front End:</u>	€	<u>61.142,40</u>

Adattatore di impedenza Linea Focale/Front-End:

Adattatore (24€ per ogni ricevitore)	€	24,00
<u>Costo Totale Adattatori di Impedenza:</u>	€	<u>8.448,00</u>

Cavi Coassiali:

Ramo N/S: Andrew L=65m, N connectorized	€	274,80
Ramo E/O: Andrew L=(54+42+4)m, N connectorized	€	431,40
Costo totale per Cavi coassiali ramo N/S	€	70.348,80
Costo totale per Cavi coassiali ramo E/O	€	41.414,40
<u>Costo Totale Cavi Coassiali:</u>	€	<u>111.763,20</u>

Vector Modulator & Combinatore:

Dispositivi digitali per l'unità di controllo	€	2,52
Splitter Minicircuits	€	41,88
Attenuatori digitali Honeywell	€	26,40
Switch Hittite	€	3,00
Mass production	€	18,00
	€	91,80
Subtotale Vector Modulator (uno ogni Rx del ramo N/S) =	€	23.500,80
Subtotale Vector Modulator (uno ogni Rx)=	€	32.313,60
Combinatore	€	68640,00
	€	
	€	<u>124.454,40</u>

Direct Receiver ramo N/S (ogni unità):

Filtri RF e OL	€	31,20
Bias tee Minicircuits	€	46,80
	€	
Splitter Minicircuits	€	31,20
Amplificatore Monolitico Minicircuits	€	12,00
Mixers Minicircuits	€	12,00
Attenuatori SMD Minicircuits	€	14,40
Filtro SMD Minicircuits	€	62,40
Amplificatore Monolitico Analog Devices	€	12,00
Componenti vari	€	48,00
Mass production	€	36,00
Amplificatore OL MiniCircuit	€	30,00
Connettori, alimentazione	€	105,60
	€	441,60

Direct Receiver ramo E/O (ogni unità):

Filtri RF e OL	€	33,60
Bias tee Minicircuits	€	46,80
Splitter Minicircuits	€	54,00
Amplificatore Monolitico Minicircuits	€	12,00
Mixers Minicircuits	€	12,00
Attenuatori SMD Minicircuits	€	14,40
Filtro SMD Minicircuits	€	62,40
Amplificatore Monolitico Analog Devices	€	12,00
Componenti vari	€	48,00
Mass production	€	36,00
Amplificatore OL MiniCircuit	€	58,80
Connettori, alimentazione	€	180,00
	€	570,00

Subtotale ramo N/S 441.60 x 256 =	€	113.049,60
Subtotale ramo E/W 570 x 96 =	€	54.720,00

Costo Totale Direct Receiver (N/S +E/W): € **167.769,60**

Costo Totale Front-End, Cavi Coassiali, Stadi IF & OL = € **473.577,60**

2 - RICEVITORE DIGITALE:

Cuore del ricevitore digitale (costo di un singolo Rx digitale):

ADC Analog Devices	€	60,00
Controller	€	120,00
Ethernet formatters	€	204,00
Connettori, assemblaggio, varie...	€	240,00
	€	624,00

Interfaccia dati e trasmissione, alimentazione, .. (costo di un singolo Rx digitale):

Data link switch D-LINK	€	120,00
Data link E/O converter	€	600,00
Controllo (Signal&Ethernet switch)	€	112,80
Alimentazione	€	18,00
Cavi	€	36,00
Inscatolamento	€	36,00
	€	922,80

Costo Totale dei Ricevitori Digitali: 224 x (624 + 922.80) = € **346.483,20**

3 - DISTRIBUZIONE del SINCRONISMO:

TX/RX Board:

Dispositivi elettronici (Squadratore, PLL, Traslatore di livello)	€	100,00
Transceiver E/O Agilent	€	225,00
Componenti SMD	€	44,55
Connettori	€	64,00
P.C. Board & Assemblaggio	€	700,00
Rack 4U	€	80,00
	€	1.213,55

Costo Totale Distribuzione del Sincronismo: 14TX+8NSx4RX+6EW*2 = € **70.385,90**

4- MODIFICA INFRASTRUTTURE per la NUOVA STAZIONE

Sistema di Controllo della Temperatura (costo per ogni RX)	€	216,00
Rack (costo per ogni RX)	€	156,00
Cabina	€	6.180,00

Costo Totale: (216 + 156) x 352 + 6180 x 14 = € 217.464,00

5 - CAVI in FIBRA OTTICA:

Fibra Multimodale (14 cavi x 8 fibre @ 700mt)	€	26.695,20
Fibra Monomodale (8 cavi x 20 fibre + 6 cavi x 20 fibre @700mt)	€	30.811,20
Connettori SC	€	15.456,00
Connettori ST	€	6.182,40

Costo Totale Cavi in Fibra Ottica = € 79.144,80

6 - BACK-END (si considera l'utilizzo del Correlatore australiano)

Data link Ethernet transceiver (ottico)	€	91.392,00
Ethernet/Multiplier boards interface	€	38.400,00
Multiplier boards	€	132.000,00
Filtri Polifase (FPGA + Board)	€	270.000,00

Costo Totale Back-End = € 531.792,00

7 - FORZA LAVORO

costo/ora € 72,00

Modifiche delle Linee Focali dei rami N/S & E/W:

Disinstallazione delle 64 linee focali del ramo N/S (35 giorni x 4 pers. x 8h)	€	80.640,00
Reinstallazione delle 64 linee focali del ramo N/S (35 giorni x 4 pers. x 8h)	€	80.640,00
Noleggio Gru ramo N/S (30 giorni x 8h @ 96€/h)	€	23.040,00
Disinstallazione delle 24 linee focali del ramo E/O (25 giorni x 4 pers. x 8h)	€	57.600,00
Reinstallazione delle 24 linee focali del ramo E/O (25 giorni x 4 pers. x 8h)	€	57.600,00
Noleggio Gru ramo E/O (20 giorni x 8h @ 96€/h)	€	15.360,00
Modifica del Corner Reflector	€	132.000,00
	€	446.880,00

Montaggio Ricevitori:

Montaggio ricevitori ramo N/S (7h / Rx per 256 Rx)	€	129.024,00
Installazione adattatori di impedenza ramo N/S (1 pers. x 1.5h x adattatore)	€	27.648,00
Montaggio ricevitori ramo E/O (10h / Rx per 96 Rx)	€	69.120,00

Installazione adattatori di impedenza ramo E/O (1 pers. X 1.5h x adattatore)	€	10.368,00
	€	236.160,00
STATION LEVEL INFRASTRUCTURES installation:		
Installazione 8 cabine ramo N/S (8 giorni x 3 pers x 8h)	€	13.824,00
Installazione 6 cabine ramo E/O (6 giorni x 3 pers x 8h)	€	10.368,00
	€	24.192,00
Installazione Fibre Ottiche:		
Installazione Fibre Ottiche & Connettorizzazione	€	72.000,00
CABLAGGIO CAVI (N/S & E/W for 5 pers.):		
Cavi coassiali, alimentazione, cavi di controllo (352 Rx)	€	117.000,00
Tinkets and tools	€	25.422,22
	€	142.422,22
	<u>€</u>	<u>921.654,22</u>
	<u>€</u>	<u>2.640.501,72</u>

Tabella 1.5.1 – Stima costi della configurazione con link ottici digitali

Stima Costi BEST-3, 16MHz - Progetto con Link Ottici Analogici

1 - FRONT-END, Stadi IF & OL:

Front end (16MHz@408MHz):

Primo stadio amplificatore (componenti SMD)	€	14,40
Filtro ceramico interstadio	€	10,80
Secondo stadio amplificatore (componenti SMD)	€	7,20
Filtro ceramico interstadio	€	7,00
Terzo stadio (componenti SMD)	€	8,00
Alimentazione (componenti SMD)	€	3,12
Front-End (hardware) sottotale:	€	50,52
Box schermato TEKO	€	3,78
Connettori	€	50,40
Box impermeabile ROSE	€	60,00
Produzione / Assemblaggio	€	24,00
Front-End (Inscatolamento/Produzione/Assemblaggio) sottotale:	€	138,18

	<u>Costo Totale Front End:</u>	€	<u>66.422,40</u>
Adattatore di impedenza Linea Focale/Front-End: (Invariato)			
	<u>Costo Totale Adattatori di Impedenza:</u>	€	<u>8.448,00</u>
Vector Modulator & Combinatore: (Invariato)			
	<u>Costo Totale Vector Modulator/Combinatori:</u>	€	<u>124.454,40</u>
Direct Receiver rami N/S + E/O : (Invariato)			
	<u>Costo Totale Direct Receiver (N/S +E/W):</u>	€	<u>167.769,60</u>
	<u>Costo Totale Front-End, Stadi IF & OL =</u>	€	<u>367.094,40</u>

2 - RICEVITORE DIGITALE:

Cuore del ricevitore digitale (costo di un singolo Rx digitale): (Invariato)			
		€	624,00
Interfaccia dati e trasmissione, alimentazione, .. (costo di un singolo Rx digitale):			
Data link switch D-LINK		€	120,00
Scheda Gb Ethernet in rame		€	100,00
Controllo (Signal&Ethernet switch)		€	112,80
Alimentazione		€	18,00
Cavi		€	36,00
Inscatolamento		€	36,00
		€	422,80
	<u>Costo Totale dei Ricevitori Digitali: 224 x (624 + 922.80) =</u>	€	<u>234.483,20</u>

3 - DISTRIBUZIONE del SINCRONISMO:

TX/RX Board:

Dispositivi elettronici (Squadratore, PLL, Traslatore di livello)	€	100,00	
Doppini (Costo trascurabile)	€	0,00	
Componenti SMD	€	44,55	
Connettori	€	64,00	
P.C. Board & Assemblaggio	€	700,00	
Rack 4U	€	80,00	
	€	988,55	
	<u>Costo Totale Distribuzione del Sincronismo: 14TX+8NSx4RX+6EW*2 =</u>	€	<u>57.335,90</u>

4- MODIFICA INFRASTRUTTURE per la NUOVA STAZIONE

Rack (costo per ogni RX) € 156,00

Costo Totale Modifica delle Infrastrutture: (156 x 352) = € 54.912,00

5- CAVI in FIBRA OTTICA

Fibra Monomodale (8 cavi x 36 fibre + 6 cavi x 20 fibre) @ 700mt € 41.622

Fibra Monomodale (352 cavi x 2 fibre) @ 100mt € 34.848

Connettori SC/APC (352 x 2 x 23€) € 19.430

Costo Totale Fibre Ottiche = € 95.900,40

6 - BACK-END (si considera l'utilizzo del Correlatore australiano)

Data link Ethernet transceiver (in rame) € 26.880,00

Ethernet/Multiplier boards interface € 38.400,00

Multiplier boards € 132.000,00

Filtri Polifase (FPGA + Board) € 270.000,00

Costo Totale Back-End = € 467.280,00

7 - FORZA LAVORO

costo/ora € 72,00

Modifiche delle Linee Focali dei rami N/S & E/W: (Invariato)

Costo Totale Modifiche Linee Focali: € 446.880,00

Montaggio Ricevitori: (Invariato)

Costo Totale Montaggio Ricevitori: € 236.160,00

STATION LEVEL INFRASTRUCTURES installation:

Costo Totale : € 24.192,00

CABLAGGIO CAVI (N/S & E/W for 5 pers.):

Alimentazione, Fibre Ottiche, Tinkets and tools € 220.000,00

Costo Totale Cablaggio Cavi : € 220.000,00

Costo Totale Forza Lavoro = € 927.232,00

COSTO TOTALE WB-BEST-3 con Link Ottici Analogici: € 2.204.237,90

Tabella 1.5.2 – Stima costi della configurazione con link ottici analogici

Come si può vedere da un primo esame delle stime di costo delle due soluzioni progettuali, sono diverse le voci di spesa che sono state modificate a seguito dell'adozione della configurazione mediante link ottici analogici e perciò verranno nel seguito brevemente descritte.

Innanzitutto per quanto riguarda il front-end si renderà necessario, come già anticipato, un ulteriore stadio amplificatore e di filtraggio a monte del trasmettitore ottico per abbattere l'elevata cifra di rumore caratteristica del link ottico.

Per quello che concerne invece il ricevitore digitale, il fatto di riuscire ad avere la strumentazione tutta all'interno della sala dei ricevitori, consentirà un notevole risparmio nei componenti elettronici adibiti al trasporto del segnale. In particolare i transceiver (Transceiver E/O Agilent) e i convertitori elettro-ottici (Data link E/O converter), più costosi, potranno essere sostituiti da una scheda Gb Ethernet collegata mediante semplici doppini in rame. Analoga semplificazione potrà essere ottenuta nello stadio di back-end dove ancora i transceiver Ethernet ottici verranno rimpiazzati da più economici transceiver in rame di analoghe prestazioni. Per ciò che riguarda la distribuzione dei segnali di sincronismo, non dovendo più giungere alle diverse cabine, questa potrà essere implementata all'interno della sala dei ricevitori mediante l'utilizzo di poco costosi doppini in rame.

Vantaggi di costo ulteriori si otterranno inoltre dai risparmi per le modifiche alle cabine al fine di renderle maggiormente protette e soprattutto dal minor numero di cavi (in particolare di cavi coassiali) ora necessari per il trasporto dei diversi segnali.

Effettuando la differenza fra i costi totali delle due configurazioni e dividendo il risultato per il numero di collegamenti ottici necessari (coincidenti, nel nostro caso, con il numero di ricevitori installati sulle antenne) otteniamo il costo massimo ammissibile per un singolo link ottico analogico, che risulta essere pari a:

$$\begin{aligned} \text{Costo massimo ammissibile per un unicolink} &= \frac{\text{Differenza costi delle 2 configurazioni}}{N^\circ \text{ di link necessari}} = \\ &= \frac{2.640.501,72 - 2.204.237,90}{352} \cong 1.239,39\text{€} \end{aligned}$$

Tale costo, nel caso di interesse, rappresenta un parametro di progetto molto importante in quanto costituirà la base per la scelta della particolare sorgente ottica, notoriamente costosa, e del tipo di modulazione di segnale impiegate nel progetto del collegamento ottico analogico che verrà nel seguito illustrato.

Il valore ammissibile ottenuto inoltre, risultando circa pari alla metà del costo di un collegamento ottico analogico di tipo commerciale, mette ulteriormente in evidenza la necessità di una sua realizzazione all'interno del radiotelescopio così da ridurre al minimo i costi di progettazione e produzione spesso rilevanti in un collegamento commerciale di questo tipo.

Per concludere è bene mettere in risalto come nella comparazione effettuata si sia tenuto in considerazione unicamente dei costi relativi all'hardware impiegato nelle diverse configurazioni e alle spese di installazione e cablaggio dei cavi, prescindendo da una valutazione in termini economici, peraltro estremamente difficile, di tutti quei vantaggi propri della configurazione mediante link ottici analogici che contribuirebbero sicuramente ad aumentare il valore del costo massimo ammissibile per un singolo collegamento.

Fra di essi è bene ricordare aspetti determinanti quali il risparmio legato alle operazioni di manutenzione oltre che la maggior protezione e accessibilità dell'elettronica ora quasi interamente all'interno della struttura principale del radiotelescopio.

Capitolo II

Le Sorgenti Ottiche

2.1 Definizione e informazioni introduttive

Una *sorgente ottica* é un dispositivo elettro-ottico in grado di convertire un segnale elettrico (tipicamente una corrente) in un segnale luminoso e cioè in una radiazione elettro-magnetica avente una frequenza compresa nello spettro del visibile e caratterizzata dal suo livello di potenza (potenza ottica). Le proprietà che deve possedere una sorgente ottica e che ne caratterizzano la qualità sono:

- 1) capacità di emettere la radiazione luminosa alla lunghezza d'onda di interesse
- 2) caratteristica spettrale il più possibile coerente, il che consiste nel presentare una minima $\Delta\lambda$ di emissione attorno ad una λ_0 nominale stabile nel tempo
- 3) alta affidabilità di funzionamento, sia nel tempo, sia in relazione alle condizioni ambientali operative (soprattutto in relazione alle variazioni di temperatura)
- 4) buona efficienza di accoppiamento in potenza alla fibra ottica
- 5) alta efficienza nel processo di conversione del segnale elettrico in ottico
- 6) caratteristica di conversione elettro-ottica lineare per un ampio range di corrente in ingresso
- 7) bassa rumorosità nel processo di conversione ed emissione
- 8) costo compatibile con le particolari esigenze applicative

A seconda del tipo di fenomeno alla base dell'emissione del fascio ottico e delle caratteristiche che esso possiede si distinguono 2 principali categorie di sorgenti ottiche:

LED (Light Emitting Diodes): sono sorgenti caratterizzate da un processo di emissione della luce di tipo spontaneo e danno luogo ad una radiazione monocromatica di tipo incoerente

LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation): sono sorgenti in grado di emettere in maniera stimolata un fascio di radiazioni elettro-magnetiche monocromatiche e coerenti nei campi dell'infrarosso, del visibile e dell'ultravioletto.

I laser a loro volta, a seconda della loro tipologia costruttiva, sono classificati in diverse famiglie quali: laser a gas, laser a colorante, laser a stato solido e laser a semiconduttore.

Le differenze fra le due tipologie di sorgenti ottiche sono molte e servono a determinare i vari campi di applicazione in cui utilizzare un tipo piuttosto che l'altro. A favore dei LED possiamo citare qualità come:

- semplicità costruttiva e strutturale
- economicità
- affidabilità: il LED presenta una degradazione delle caratteristiche a seguito dell'invecchiamento molto minore del laser
- minore sensibilità alle variazioni di temperatura
- miglior comportamento in termini di dinamica d'ampiezza: la regione lineare della caratteristica di conversione elettro-ottica copre un più ampio intervallo di corrente in ingresso

Per contro un laser presenta importanti vantaggi in termini di prestazioni legati ai continui progressi tecnologici cui sono stati soggetti quali:

- possibilità di presentare maggiori livelli di potenza ottica in uscita accoppiabile in fibra (anche decine e centinaia di mW)
- migliori caratteristiche spettrali del fascio ottico emesso (possibilità di avere uno spettro a singola frequenza con larghezza di riga molto piccola)
- maggiore banda di funzionamento intesa come massima frequenza consentita al segnale modulante (sino alle decine di GHz contro le poche centinaia di MHz dei LED)
- minore rumorosità nel processo di emissione

Per tali motivi i LED vengono impiegati solo in quelle applicazioni dove i livelli di potenza in gioco sono bassi, i costi devono essere molto contenuti e le specifiche, soprattutto in termini di rapporto segnale-rumore e banda di frequenza di funzionamento, non sono particolarmente stringenti, come può essere il caso di alcune reti LAN (Local Area Network) o di semplici sistemi ottici.

I laser invece, data anche l'ampia gamma di tipologie strutturali, rendono oggi disponibili una varietà elevata di dispositivi di prestazioni estremamente differenziate e appartenenti a diverse fasce di costo, capaci di coprire la quasi totalità dei campi applicativi fra cui: elettronica di consumo (lettori e masterizzatori CD e DVD, stampanti), medicina (diagnostica, fisioterapia, chirurgia), olografia, lavorazione industriale, dispositivi di misurazione di distanze e velocità, sistemi di controllo e allarme e soprattutto, nel campo delle telecomunicazioni, in link in fibra ottica analogici e digitali per differenti distanze di trasmissione, frequenze di modulazione, bit-rate e rapporti segnale-rumore.

Lo sviluppo e il miglioramento di tali componenti, la cui nascita risale circa a metà degli anni '60, ha seguito pari passo quello del mezzo trasmissivo con cui si trovano ad operare: la fibra ottica. A partire infatti dai primi laser a gas operanti a basse lunghezze d'onda e con elevati livelli di potenza ottica in uscita, necessari per trasmettere il segnale sulle fibre allora disponibili e contraddistinte da alti valori di attenuazione e dispersione, si è arrivati, attraverso un costante processo di evoluzione del mezzo trasmissivo e della tecnologia applicata ai materiali, ai moderni dispositivi a stato solido e a semiconduttore. Ciò ha consentito la possibilità di operare a lunghezze d'onda più elevate dove i livelli di attenuazione e dispersione della fibra ottica presentano il loro valore minimo e di usufruire di sorgenti ottiche sempre più selettive in frequenza e caratterizzate da una bassa rumorosità nel processo di emissione.

2.2 Fenomeni alla base del funzionamento di una sorgente ottica

Come base per capire i fenomeni che si originano all'interno di un dispositivo per l'emissione di un segnale ottico è necessario un breve richiamo a concetti fisici di base della teoria dei materiali.

L'energia posseduta da una particella all'interno di un materiale, come ben noto dalla meccanica quantistica, è quantizzata, nel senso che può presentare solo valori particolari appartenenti a ben specifici insiemi discreti o ad un insieme di intervalli dipendentemente dal tipo di materiale considerato; nel primo caso si parla di *livelli energetici*, mentre nel secondo di *bande di energia* permesse.

Ogni possibile livello di energia E_i è contraddistinto da una certa probabilità $P(E_i)$ di occupazione, dalla quale dipende la consistenza della popolazione di particelle che lo popolano. Se

indichiamo con $\langle N_i \rangle$ il valor medio della popolazione del livello i -esimo abbiamo che, dalla distribuzione di Boltzmann, vale:

$$\langle N_i \rangle = a \cdot e^{-E_i/kT} \quad (2.1)$$

con a coefficiente di proporzionalità, $k=1.38 \cdot 10^{-23} J/K$ costante di Boltzmann e T temperatura del sistema.

Tale relazione mostra che quanto più è alta l'energia del livello considerato e tanto meno esso sarà popolato. Ciò è in linea con quanto comunemente noto a proposito della tendenza di un qualunque sistema in natura ad evolvere spontaneamente verso stati ad energia minima. In condizioni di equilibrio quindi si avrà che un livello ad energia maggiore E_2 risulterà meno popolato di uno ad energia minore E_1 . Tra le popolazioni dei due livelli in particolare sussiste la relazione:

$$\frac{N_2}{N_1} = e^{-(E_2-E_1)/kT} \quad (2.2)$$

A partire da queste considerazioni descriveremo i principali fenomeni che si originano in seguito all'interazione della materia con una radiazione esterna o a fronte della variazione del livello energetico posseduto dal sistema. Per farlo ci porremo in una condizione molto semplice in cui vengono considerati solo due livelli energetici E_2 e E_1 con $E_2 > E_1$. Questo ci permetterà di introdurre i meccanismi alla base dei processi radiativi caratteristici di qualsiasi dispositivo elettro-ottico quali: *assorbimento*, *emissione spontanea* ed *emissione stimolata*.

Si supponga inizialmente che un elettrone si trovi nel livello energetico inferiore E_1 . In assenza di una qualsiasi perturbazione esterna esso tenderà a rimanere in tale livello essendo quello ad energia minore e quindi stabile. Se ora l'atomo viene colpito da una radiazione elettromagnetica monocromatica di frequenza f tale che:

$$h \cdot f = E_2 - E_1 \quad (2.3)$$

con $h = 6,6262 \cdot 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{sec}$ costante di Plank, quello che si verificherà è il cosiddetto *fenomeno dell'assorbimento* e cioè la transizione della particella dal livello E_1 al livello superiore E_2 (vedi Figura 2.2.1).

Siccome lo scambio energetico in un qualsiasi materiale può avvenire solo per quanti di energia finiti la cui unità fondamentale è il fotone, cui è associata una energia $E = h \cdot f$, quello che si è verificato non è altro che l'assorbimento dell'energia trasportata dal fotone con conseguente salto del livello energetico. Questo fenomeno, come vedremo, sarà alla base del funzionamento di un rivelatore ottico e si verifica ogniqualvolta l'energia associata alla radiazione incidente è pari al gap esistente tra i due livelli energetici in questione.

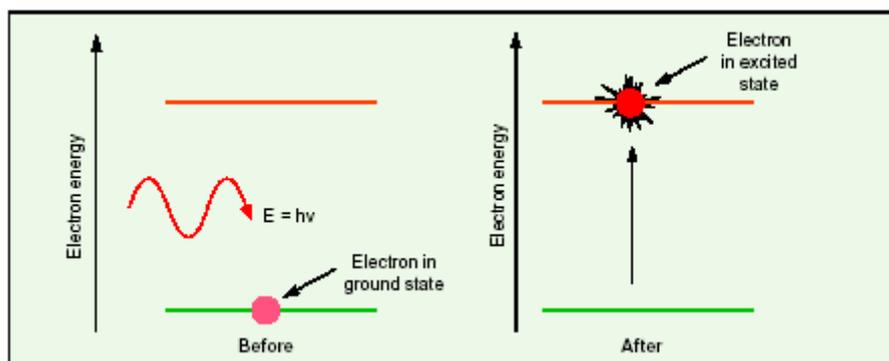


Figura 2.2.1 – Processo di assorbimento

L'effetto duale si ottiene se si ipotizza che l'elettrone si trovi inizialmente nel livello energetico superiore E_2 . In tale situazione sono possibili però due diversi comportamenti.

Nel caso di assenza di una qualsiasi perturbazione esterna l'elettrone, trovandosi ad un livello di energia superiore, è da considerarsi instabile e dopo un intervallo di tempo aleatorio, tenderà a riportarsi al livello di energia più basso. Tale decadimento avviene attraverso un'emissione di energia, pari al gap esistente tra i due livelli, sotto forma di fotone, emissione radiativa, o anche in maniera

non radiativa sotto forma di vibrazione della struttura (fonone) dipendentemente dal tipo di materiale considerato. Si parla perciò di *emissione spontanea* in quanto la generazione della radiazione, a seguito del salto energetico, avviene in modo naturale al fine di riportarsi in una situazione di equilibrio (vedi Figura 2.2.2). La radiazione così generata è completamente incoerente in quanto particelle diverse compiranno salti energetici differenti e del tutto incorrelati fra loro, dato che gli istanti di emissione e le caratteristiche dei fotoni generati (fase iniziale, polarizzazione, direzione, ecc.) possono essere considerate come quantità casuali.

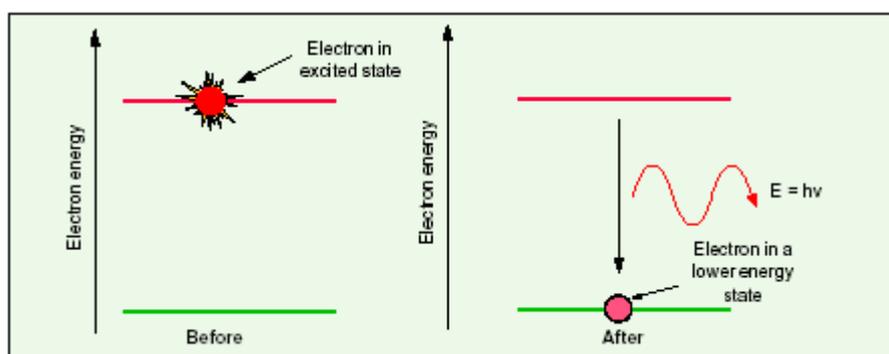


Figura 2.2.2 – Processo di emissione spontanea

Ben diverso è il caso in cui il decadimento da un livello superiore ad uno più basso avvenga a seguito di una radiazione elettromagnetica di frequenza tale che $h \cdot f = E_2 - E_1$.

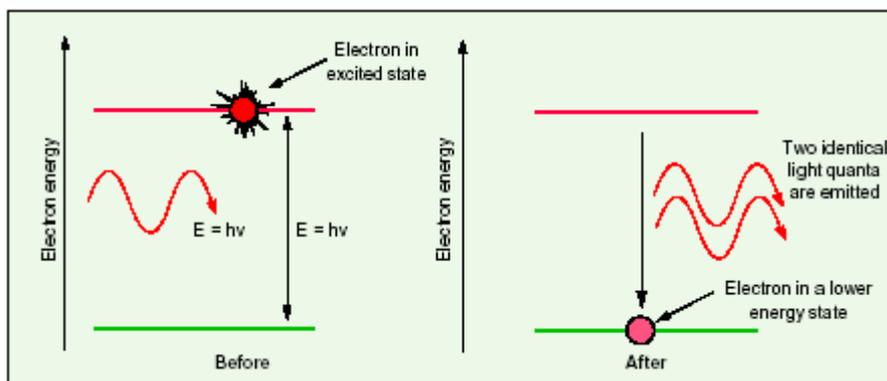


Figura 2.2.3 – Processo di emissione stimolata

In questo caso è il quanto energetico associato alla radiazione esterna a consentire il decadimento e la conseguente emissione che, proprio per questo motivo, prende il nome di *emissione stimolata* (vedi Figura 2.2.3). Importante è sottolineare che ora però il fotone secondario, generato a seguito del salto energetico, ha la stessa fase e frequenza di quello primario.

Sotto opportune condizioni al contorno e attraverso l'utilizzo di particolari materiali, quali alcuni tipi di semiconduttori, questo processo può essere utilizzato per ottenere il fenomeno dell'amplificazione stimolata della luce alla base del funzionamento dei dispositivi laser.

2.3 Il principio di funzionamento di un laser a semiconduttore

Il laser in termini pratici identifica un oscillatore ottico in grado di realizzare sostanzialmente due funzioni:

- l'amplificazione della luce, attraverso un mezzo attivo e un sistema di pompaggio in grado di consentire lo sviluppo del fenomeno dell'emissione stimolata;
- la retroazione della luce stessa tramite un risuonatore ottico, tipicamente realizzato mediante due specchi riflettenti.

Nel corso di questo paragrafo si prenderanno in considerazione, per enunciarne il funzionamento e le principali peculiarità, i laser a semiconduttore in quanto sono quelli oggi più comunemente impiegati.

Il cuore di un laser a semiconduttore è una giunzione tra materiali con diverso drogaggio, p ed n come mostrato in Figura 2.3.1. Il suo funzionamento è descrivibile in maniera molto semplice e il suo

utilizzo come base di un dispositivo laser fu dimostrata già a partire dai primi anni '60.

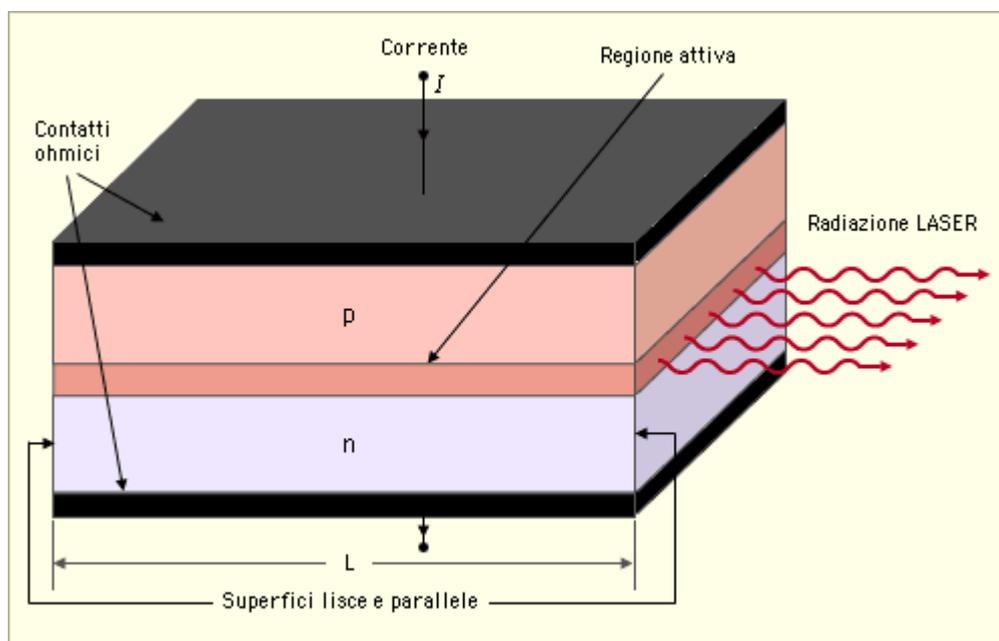


Figura 2.3.1 – Struttura fondamentale di un Laser a semiconduttore

In un materiale semiconduttore i livelli di energia sono in realtà delle bande energetiche, separate da intervalli di energia proibiti (band gap). La probabilità di occupazione della banda è definita dalla statistica di Fermi-Dirak e dipende da un livello di energia di riferimento detto livello di Fermi.

In un semiconduttore intrinseco il livello di Fermi si trova a metà del band gap esistente tra la Banda di Valenza (BV) e la Banda di Conduzione (BC) e sia la concentrazione di elettroni in BC, sia quella di lacune in BV è estremamente bassa. Drogando il semiconduttore con impurità di tipo n o p il livello di Fermi si sposta rispettivamente verso la BC o verso la BV. Nel primo caso si incrementa la concentrazione di elettroni in banda di conduzione e si riduce la concentrazione di lacune in banda di valenza, nel secondo caso avviene l'opposto.

L'obiettivo è ora quello di realizzare una regione in cui tali portatori possano ricombinarsi al fine di favorire il processo di

emissione stimolata e questo lo si ottiene grazie alla formazione di una giunzione p-n che ora, per semplicità, consideriamo formata a partire dallo stesso materiale (*omogiunzione*).

Perché tale fenomeno si origini e soprattutto si mantenga è necessario però un apporto energetico esterno che provveda, nella fase iniziale, a portare i portatori di carica ad un livello energetico superiore e successivamente a far sì che il loro numero non diminuisca nel tempo. Ciò lo si ottiene attraverso un processo fisico denominato *pompaggio* realizzato grazie alla polarizzazione diretta della giunzione. Quando la tensione esterna è sufficientemente elevata vengono iniettati nel dispositivo un numero di portatori tali da raggiungere la cosiddetta *inversione di popolazione* e cioè una condizione in cui la concentrazione di elettroni in banda di conduzione e di lacune in banda di valenza è molto grande e quindi elevato sarà anche il numero di coppie elettrone-lacune disponibili per la ricombinazione.

La corrente corrispondente alla tensione di polarizzazione per cui si verifica l'inversione viene detta *corrente di soglia* e rappresenta un parametro importante del laser in quanto determina il valore minimo di corrente in ingresso necessario per instaurare nel dispositivo il processo di conversione elettro-ottica.

In un mezzo in cui è in atto l'inversione di popolazione, scelto opportunamente in modo da presentare un decadimento di tipo radiativo, tale ricombinazione provoca il decadimento spontaneo dell'elettrone ad un livello energetico inferiore. Questo porta alla conseguente emissione di un fotone avente una lunghezza d'onda ben definita e, come visto nel paragrafo precedente, legata all'entità del gap energetico esistente fra le bande di conduzione e di valenza.

Il fotone così originato attraversando il materiale servirà come stimolo per la creazione di altri fotoni identici (stessa fase, frequenza, direzione) come visto a proposito dell'emissione stimolata, instaurando un meccanismo di generazione a catena. Tali flussi di

particelle derivanti da differenti stimoli spontanei iniziali sono però fra loro reciprocamente incoerenti in quanto originati a seguito di diversi decadimenti atomici (caratterizzati da diversi gap energetici) e perciò non idonei ad instaurare una radiazione in risonanza. L'artificio che consente di superare questo problema consiste nel confinare la struttura finora esaminata all'interno di un risuonatore ottico.

Il *risuonatore ottico*, o *cavità risonante*, nella sua configurazione più semplice è costituito da una coppia di specchi posti agli estremi del mezzo attivo, in grado di selezionare in frequenza le oscillazioni che si vengono a creare al suo interno. Solitamente uno degli specchi è realizzato con una riflettività prossima al 100% (in corrispondenza della lunghezza d'onda operativa del laser), mentre l'altro, lo specchio di uscita, ha una trasmittività non nulla in modo che la luce possa essere trasmessa all'esterno della cavità per fornire il fascio laser.

La sua funzione è quella di riflettere ed amplificare quei fotoni contraddistinti da una frequenza corrispondente a quella di selettività del risuonatore e di abbattere tutti quelli non soddisfacenti a tale relazione permettendo così, a seguito delle varie riflessioni agli specchi, il mantenimento e l'amplificazione di una radiazione di tipo coerente.

In una omogiunzione, come quella fino ad ora esaminata, lo spessore della zona attiva in cui avviene la ricombinazione è molto piccola e non si hanno meccanismi di confinamento delle cariche al suo interno. E' per ovviare a questo che si è presto passati dalle semplici giunzioni p-n alle eterogiunzioni dove un materiale a piccola band-gap viene cresciuto tra due strati di materiale a gap maggiore e drogati differentemente (*doppia eterogiunzione*).

In una doppia eterogiunzione, i portatori di carica iniettati vengono confinati nello strato centrale, detto strato attivo, grazie alle barriere di potenziale che si formano sia per il differente drogaggio, sia per il suo minor gap rispetto a quello dei materiali adiacenti (vedi

Figura 2.3.2). Allargando perciò la regione attiva e consentendo in aggiunta anche il raggiungimento di correnti di soglia più basse.

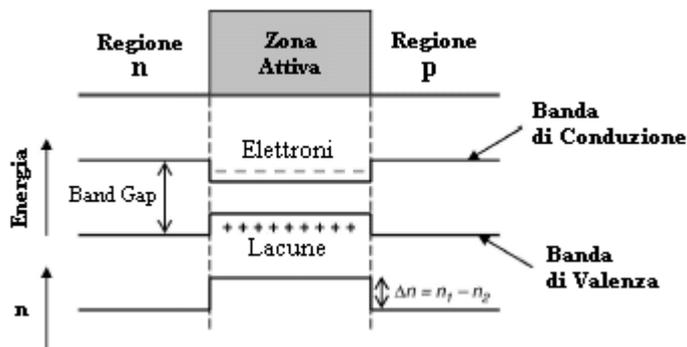


Figura 2.3.2 – Doppia eterogiunzione

Una importante estensione delle eterostrutture si ottiene quando, per effetto di un'opportuna riduzione dello spessore della regione attiva, si riesce a rendere quantizzati i livelli di energia dei portatori all'interno delle barriere di potenziale definite dall'eterostruttura (vedi Figura 2.3.3). Si parla per questo di strutture *quantum wells* o *multiple quantum wells* (MQW).

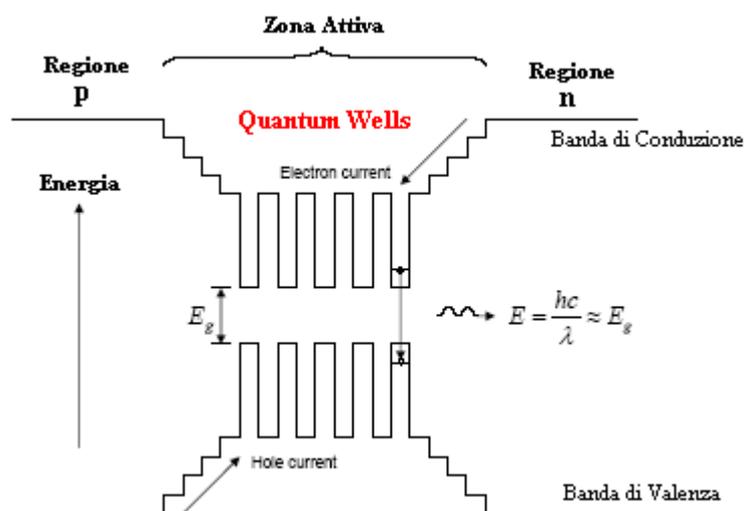


Figura 2.3.3 – Esempio di struttura Multiple Quantum Wells

I laser di questo tipo presentano guadagni maggiori e correnti di soglia minori rispetto ai laser convenzionali e, ad oggi, sono i dispositivi più utilizzati per realizzare laser a semiconduttore.

2.4 Tipologie di laser a semiconduttore

La differenziazione fra i vari tipi di laser può essere fatta prendendo in considerazione vari aspetti.

Innanzitutto una prima distinzione riguarda il tipo di struttura utilizzata nella realizzazione del risonatore ottico.

Il dispositivo più semplice da questo punto di vista è il laser FP (Fabry-Perot) che deve il suo nome alla particolare cavità risonante che racchiude la struttura (vedi Figura 2.4.1).

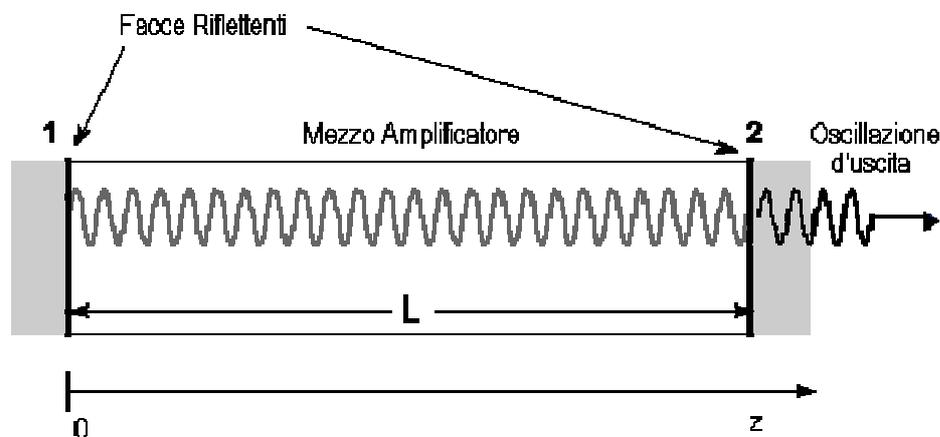


Figura 2.4.1 – Struttura di un laser Fabry-Perot

Essa è costituita semplicemente da due pareti riflettenti e consente il sostentamento solo di quei modi aventi una frequenza pari a quelle di risonanza della cavità, il cui valore è dato da:

$$f_m = m \cdot \frac{c_0}{2 \cdot n \cdot L} \quad (2.4)$$

con c_0 velocità della luce nel vuoto, n indice di rifrazione del materiale costituente la cavità e L lunghezza della cavità.

Questi dispositivi sono contraddistinti da uno spettro multimodale risultante dalla selezione operata anche dalla curva di guadagno del laser, in cui i vari modi sono caratterizzati da una spaziatura costante in frequenza e una larghezza di riga non trascurabile. Tali caratteristiche sono conseguenza della semplicità strutturale che li contraddistingue e che rendono tali laser fra i più economici oggi in commercio.

L'esigenza di ottenere una maggiore selettività dei modi longitudinali consentiti e una contemporanea riduzione della loro larghezza spettrale ha portato, nel corso del tempo, alla nascita dei laser di tipo monomodo e cioè di dispositivi in grado di emettere un fascio ottico estremamente coerente rappresentato da una riga molto stretta alla lunghezza d'onda nominale.

Essi basano la loro capacità selettiva sull'impiego di particolari reticoli, che altro non sono se non strutture periodiche il cui passo, o periodo Λ , è determinato in funzione della lunghezza d'onda di emissione desiderata, e si distinguono fondamentalmente in: laser DBR (Distributed Bragg Reflector) e laser DFB (Distributed Feedback). Una tipica struttura di questi laser è riportata nelle figure 2.4.2 e 2.4.3.

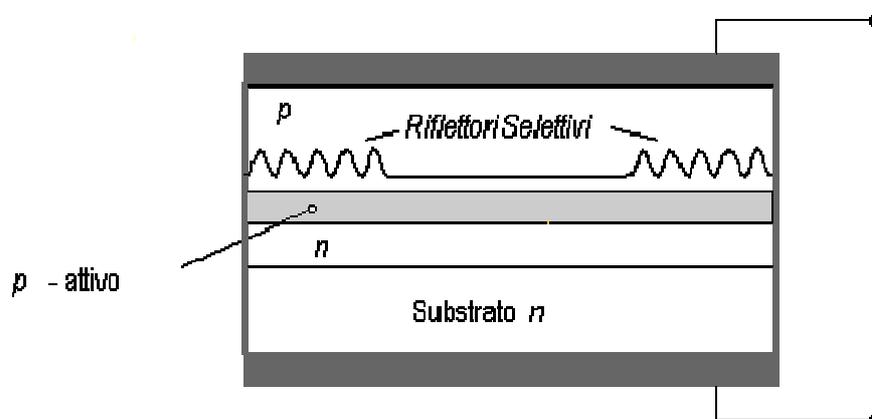


Figura 2.4.2 – Struttura di un laser DBR

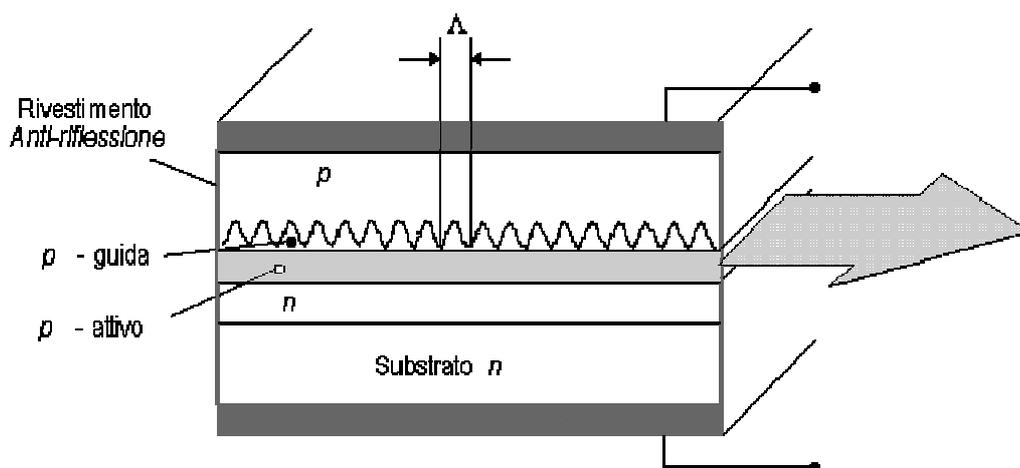


Figura 2.4.3 – Struttura di un laser DFB

Mentre i primi presentano una struttura in cui il risuonatore è ottenuto grazie alla sostituzione degli specchi tipici della cavità Fabry-Perot con una coppia di reticoli di Bragg, i laser di tipo DFB utilizzano un reticolo distribuito lungo tutta la regione attiva che gli consente di ottenere una maggiore selettività in frequenza e una minore larghezza di riga.

I laser sino ad ora considerati sono detti anche laser di tipo edge-emitter, in quanto accomunati dal fatto di emettere il fascio ottico da una superficie laterale del dispositivo, ma esiste anche una diversa famiglia in cui l'emissione avviene in maniera verticale attraverso un'apertura posta nella parte superiore del componente. Questi tipi di laser sono chiamati VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser) e meritano una trattazione a parte in quanto sono quelli oggi in più rapido progresso e che sembrano in grado di potersi affermare in un'ampia gamma di sistemi di trasmissione ottici.

Un'ultima differenziazione riguardante un dispositivo laser, indipendentemente dalla struttura considerata, viene fatta relativamente all'applicazione cui esso è destinato ed in particolare se sia essa di tipo digitale od analogica.

Dalle informazioni ottenute direttamente dalle ditte produttrici di laser è emerso come, all'atto della realizzazione dei componenti,

questi, una volta considerati idonei, vengano destinati tutti ad essere impiegati in una trasmissione di tipo digitale per poi essere suddivisi, a seguito di una successiva fase di testing, in base alle diverse specifiche che li caratterizzano.

E' solo a questo punto che i dispositivi esibenti le migliori caratteristiche vengono selezionati e considerati idonei ad essere applicati nel campo analogico. Ciò viene fatto in quanto, data la natura diversa del segnale e del tipo di processo di trasmissione e ricezione, un'applicazione digitale presenta solitamente una serie di specifiche riguardanti la sorgente ottica meno stringenti rispetto ad una di tipo analogico dove i parametri legati a: linearità, rumorosità ed affidabilità rivestono un ruolo critico. Perciò mentre tutti i laser prodotti risultano adatti ad essere impiegati in campo digitale solo una piccola parte di essi è in grado di soddisfare le esigenze di un collegamento di tipo analogico.

La fase di selezione e testing però, introducendo un ulteriore step e la creazione di dispositivi a prestazioni più elevate, produce un incremento del costo per unità prodotta tipico dei laser per uso analogico rispetto a quelli digitali. Grazie a questo comunque il cliente, previo accordo con la ditta produttrice, può anche richiedere un processo selettivo più accurato dei dispositivi, a spese ovviamente di un incremento del costo, al fine di ottenere un laser che presenti valori particolarmente soddisfacenti in alcuni dei suoi parametri.

2.5 Caratteristica elettro-ottica del laser

Data la natura del laser, dispositivo in grado di effettuare la conversione di un segnale elettrico in ingresso in uno ottico in uscita, è naturale che la caratteristica che più di ogni altra è in grado di identificarne il comportamento in termini qualitativi sia proprio la curva che lega la potenza ottica emessa dal laser alla corrente di iniezione fornita in ingresso.

Tale curva viene detta *curva caratteristica del laser* ed un esempio di un suo tipico andamento è riportato in Figura 2.5.1:

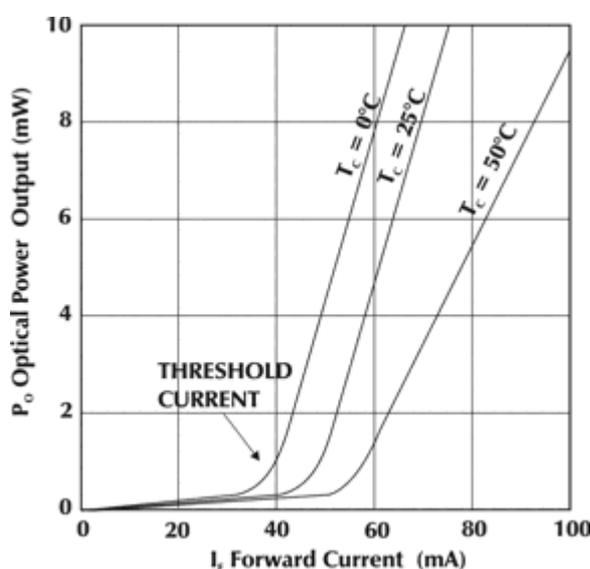


Figura 2.5.1 – Tipica caratteristica elettro-ottica di un laser

Da questa curva, il cui andamento è sostanzialmente uguale per i diversi tipi di laser, è possibile risalire a due importanti parametri indispensabili per caratterizzare il comportamento del dispositivo: la *corrente di soglia* e *l'efficienza di conversione*.

A differenza di un LED, dove la generazione della radiazione ottica avviene per emissione spontanea di fotoni e quindi la potenza ottica in uscita incrementa progressivamente al crescere della corrente in ingresso sin da un livello prossimo allo zero, il LASER necessita di un valore minimo della corrente di iniezione perché si possa realizzare

l'inversione di popolazione e successivamente far nascere il processo di emissione stimolata; tale valore prende il nome di *corrente di soglia*. La corrente di soglia nei dispositivi attualmente in commercio può assumere un valore che va dalle frazioni di mA sino a diverse decine di mA generalmente in maniera dipendente dal livello di potenza ottica operativo del dispositivo.

L'*efficienza di conversione elettro-ottica* η_s (*slope efficiency*) é invece definita come la variazione di potenza ottica in uscita dal dispositivo rispetto ad una variazione della corrente di iniezione in ingresso. Essa, che normalmente viene espressa in W/A o mW/mA, viene valutata relativamente alla regione lineare di funzionamento del dispositivo, regione in cui la dipendenza dal particolare punto della caratteristica considerato è molto limitata.

La sua espressione può essere determinata a partire da quella della potenza ottica emessa come [Ref.4]:

$$P = \frac{h \cdot \nu}{q} \cdot \eta_d \cdot (I - I_{th}) \quad (2.5)$$

$$\eta_s : \text{Slope Efficiency} = \frac{dP}{dI} = \frac{h \cdot \nu}{q} \cdot \eta_d \quad (2.6)$$

dove:

$$\eta_d : \text{Efficienza quantica differenziale} = \eta_{int} \cdot \frac{\alpha_{mir}}{\alpha_{mir} + \alpha_{int}}$$

$$\eta_{int} : \text{Efficienza quantica interna} = \frac{R_{rr}}{R_{rr} + R_{nr}}$$

α_{mir} : perdita legata alla riflettività degli specchi

α_{int} : perdita interna alla struttura

R_{rr} : ritmo di ricombinazione radiativa

R_{nr} : ritmo di ricombinazione non radiativa

Valori tipici di η_s variano dai 0.03 W/A ai 0.4 W/A relativamente alla particolare struttura laser considerata. Si é inoltre osservato, dall'esame di diversi data sheets di componenti in commercio, come il suo valore sia in stretta relazione anche con il livello di potenza ottica nominale emessa fornito dal costruttore e nello specifico come essa sia bassa, < 0.1 W/A, per dispositivi atti a lavorare con potenze dell'ordine di pochi milliwatt e sia più elevata, > 0.2 W/A, per quelli operanti a potenze superiori.

E' molto importante notare, ai fini di un utilizzo pratico di tali componenti, come i due parametri sopradescritti siano fortemente dipendenti dalla temperatura. Una variazione della temperatura di giunzione del laser infatti, provoca un cambiamento nella naturale distribuzione della popolazione di cariche nei vari livelli energetici, con la conseguenza di modificare le condizioni necessarie a realizzare l'inversione di popolazione e il successivo processo di emissione.

In particolare all'aumentare della temperatura, il valore della corrente di soglia aumenta e quello dell'efficienza di conversione, che altro non è, se non la pendenza della curva, diminuisce facendo si che, pur mantenendo costante il livello di corrente in ingresso, il corrispondente livello di potenza emessa diminuisca (vedi Figura 2.5.1).

Nel caso della corrente di soglia tipicamente la dipendenza dalla temperatura può essere approssimata da una relazione del tipo [Ref.5]:

$$I_{TH} = K \cdot \exp\left[\frac{T - T_1}{T_0}\right] \quad (2.7)$$

dove K è una costante, T_1 è la temperatura di riferimento e T_0 è una costante dipendente dal materiale e dalla struttura del laser e che solitamente vale $120 \div 165$ °C per i laser GaAlAs e $50 \div 70$ °C per i laser InP/InGaAsP.

Quanto detto rende molto critico l'impiego di tali componenti, soprattutto se l'ambiente in cui si trovano a lavorare é soggetto a forti variazioni termiche, e ha reso necessario lo sviluppo di appositi sistemi di controllo in retroazione per garantirne la stabilità delle prestazioni.

2.6 Circuito di pilotaggio e controllo di un laser

Il circuito di pilotaggio o circuito di driver di un laser, la cui complessità é dipendente dalla particolare applicazione considerata, é quel sistema, comprendente tutta l'elettronica esterna al dispositivo ottico, demandato ad alimentare, pilotare e proteggere il laser e, molto spesso, incaricato anche di stabilizzarne, tramite un qualche tipo di controllo, la potenza ottica emessa.

Nella sua più semplice configurazione esso prevede un circuito adibito alla polarizzazione diretta della giunzione del dispositivo e un generatore di corrente costante necessario per fissarne il punto di lavoro. Tale generatore, dovendo provvedere all'erogazione della corrente di iniezione in ingresso alla sorgente ottica, dovrà essere poco rumoroso e presentare un'elevata stabilità se non si vuole che vada a deteriorare le caratteristiche di emissione del laser.

Generalmente al fine di favorire la realizzazione di un circuito di controllo per la stabilità di emissione del dispositivo e per compensare le variazioni delle caratteristiche elettro-ottiche del laser al variare della temperatura, viene integrato all'interno dello stesso package, in corrispondenza della faccia posteriore del laser, anche un fotodiodo di monitor utilizzabile per un controllo in retroazione del dispositivo. Tramite la corrente fornita dal fotodiodo, proporzionale alla potenza ottica incidente su di esso, e quindi proporzionale alla potenza trasmessa dal laser, é possibile controllare il livello di corrente di polarizzazione del laser in modo da farla variare in

direzione opposta rispetto al cambiamento e riportare così il sistema ad una situazione di stabilità.

Essenzialmente il circuito di polarizzazione di un laser può essere di 2 tipi a seconda che si decida di farlo lavorare a potenza o corrente costante:

- 1) **APC** (Automatic Power Control): circuito di polarizzazione basato sull'impiego in retroazione di un fotodiodo che monitorizzi la potenza ottica emessa dal laser e provveda, tramite un apposito circuito, a fornire un segnale di controllo che serva a far lavorare il laser ad un livello di potenza ottica in uscita costante

- 2) **ACC** (Automatic Current Control o Costant Current): circuito di polarizzazione che opera senza un fotodiodo di retroazione: il diodo laser é semplicemente pilotato da una corrente costante. La potenza ottica fluttuerà al variare della temperatura di funzionamento del dispositivo.

I laser devono sempre essere pilotati da un circuito APC o ACC e di norma é il primo tipo ad essere preferito, specialmente se la temperatura dell'ambiente in cui si deve trovare a lavorare il laser é soggetta a variazioni.

Un tipico circuito di driver include anche una parte elettronica che deve provvedere ad assicurare una protezione nella fase di accensione e spegnimento del laser (*slow start/decay circuit*), eliminando o riducendo la possibilità del manifestarsi di picchi e sbalzi di corrente ed altri fenomeni transitori tipici di questa fase.

In certi casi particolari, legati alla criticità delle condizioni operative, viene anche previsto un circuito di allarme, basato sul monitoraggio del livello di potenza ottica emessa, col compito di segnalare quando questa superi un livello ritenuto pericoloso ed eventualmente intervenire, interrompendo l'erogazione di corrente al

laser. Alcune versioni semplificate del circuito di allarme possono prevedere unicamente un sistema di segnalazione sullo stato di funzionamento del dispositivo (acceso o spento), realizzato ad esempio mediante spie luminose, in grado di rivelare in tempo reale se il laser stia o meno emettendo il segnale ottico.

Indipendentemente dal tipo di circuito usato, comunque, la corrente di polarizzazione non deve superare mai il massimo valore riportato nel data sheet, perché questo darebbe origine ad una potenza ottica troppo elevata che, eccedendo il limite massimo, anche solo per tempi dell'ordine del nanosecondo, danneggerebbe irrimediabilmente i rivestimenti delle superfici riflettenti del diodo laser.

2.7 Rumorosità

In un laser a semiconduttore le sorgenti di rumore cui sono soggetti sono molteplici e contribuiscono diversamente a determinare la rumorosità nel processo di emissione a seconda che la sorgente ottica presenti uno spettro di tipo multimodale o monomodale (vedi Figura 2.7.1).

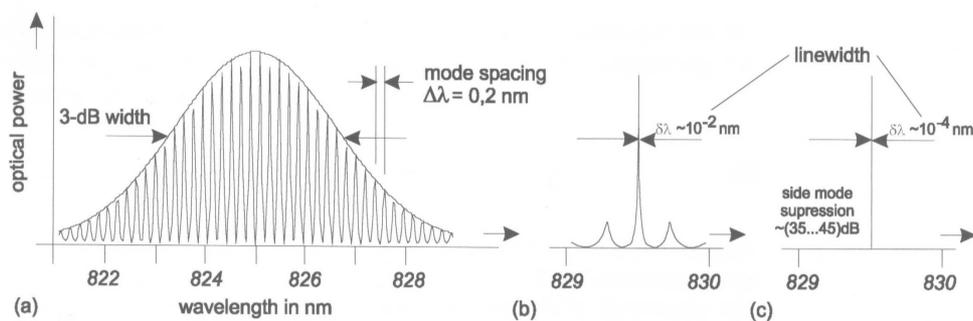


Figura 2.7.1 – Spettro di un: (a) Laser FP; (b) Laser DBR; (c) Laser DFB

Per i dispositivi del primo tipo, i cui maggiori esponenti sono i laser di tipo FP, le principali cause di rumorosità sono rappresentate dai fenomeni del *mode hopping* e del *mode partition noise* che invece sono assenti o comunque trascurabili in quelli monomodali.

Si parla di *mode hopping* per indicare un salto spettrale da un modo longitudinale ad uno successivo a seguito di variazioni di temperatura nello strato attivo. Un aumento della temperatura infatti riduce corrispondentemente l'energy gap e favorisce perciò l'eccitazione di un modo a lunghezza d'onda maggiore. Tale spostamento di lunghezza d'onda è solitamente accompagnato da un breve transitorio cui è associata la nascita di un rumore a bassa frequenza.

Per quel che riguarda il *mode partition noise* possiamo dire che esso si origina a seguito del continuo scambio di potenza esistente tra i vari modi che un laser di tipo multimodale può sostenere ed è causa dell'insorgere di un rumore, per frequenze molto inferiori al GHz, che va a trasferirsi nelle vicinanze della portante, una volta applicato il segnale modulante.

Nei laser monomodali invece la causa principale alla base del fenomeno rumoroso è legato ad un processo di conversione interferometrico del rumore di fase in rumore di intensità dovuto essenzialmente alla natura quantistica del fenomeno di emissione stimolata e ad eventuali riflessioni esterne entranti nella cavità.

La potenza emessa da un laser è intrinsecamente soggetta a fluttuazioni dovute alla natura statistica della generazione dei fotoni nella regione attiva. Tali fluttuazioni, aleatorie nel tempo, interessano l'ampiezza della radiazione luminosa emessa e sono la causa della nascita del cosiddetto *rumore di intensità relativo*, comunemente indicato con l'acronimo di RIN (Relative Intensity Noise).

Il RIN può essere pensato come l'inverso di una sorta di rapporto segnale-rumore relativo alla sorgente ottica e viene definito dalla relazione:

$$RIN = \frac{\langle \Delta P^2 \rangle}{P_o^2} \quad (2.8)$$

dove $\langle \Delta P^2 \rangle$ è il valore quadratico medio della fluttuazione di intensità (considerato su una banda di 1 Hz) ad una specifica frequenza e P_o^2 è il quadrato della potenza ottica media emessa dal laser.

Il suo valore, generalmente riportato in dB/Hz, è molto importante, come vedremo, nella determinazione della cifra di rumore di un collegamento ottico ed è influenzato da una notevole diversità di fattori fra i quali è importante ricordare: la frequenza di lavoro del dispositivo, il livello di corrente di polarizzazione, la potenza ottica operativa e la temperatura.

Per quello che concerne il comportamento in frequenza il RIN è legato strettamente ad un altro parametro caratteristico del laser: la *frequenza propria di risonanza* f_R . Essa è dipendente da fattori intrinseci del componente quali: efficienza di conversione, corrente di soglia, tempo di vita medio dei fotoni all'interno della cavità ed è il parametro che più influenza la banda massima di funzionamento del dispositivo.

Il RIN che, per valori molto minori di tale frequenza presenta valori molto bassi, dell'ordine di -150dB/Hz per i laser di tipo FP e anche -165dB/Hz per quelli di tipo DFB, assume un andamento crescente con dipendenza quadratica dalla frequenza sino a presentare un picco in corrispondenza della frequenza di risonanza (vedi Figura 2.7.2), che per i DFB ha un valore tipico compreso tra i 2 e i 5GHz, ma che può arrivare anche ai 10GHz.

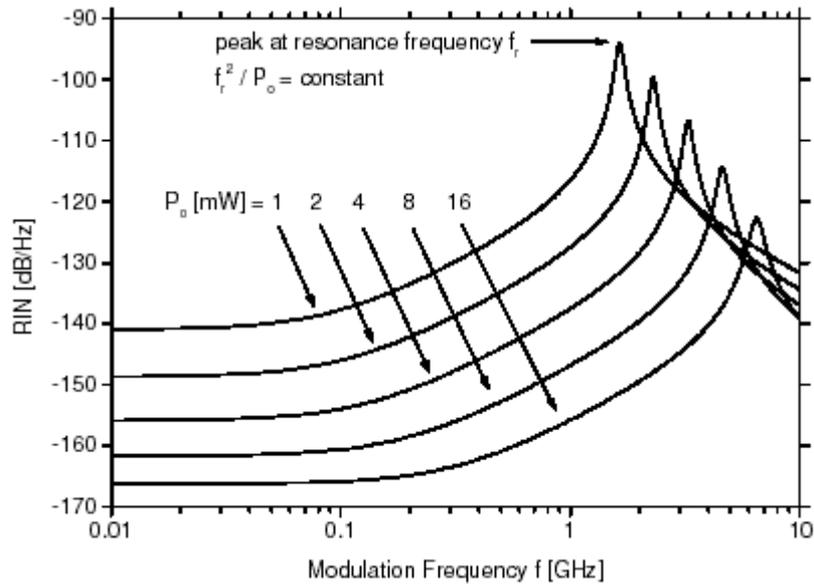


Figura 2.7.2 – Tipico andamento del RIN al variare della frequenza e del livello di potenza ottica emessa

In Figura 2.7.2 è riportato l'andamento tipico del RIN in funzione della frequenza del segnale modulante, di un laser DFB, al variare della potenza ottica emessa. Tale rappresentazione è stata ottenuta in funzione dei principali parametri intrinseci del laser a partire dalla relazione: [Ref.6]

$$\frac{RIN_{RF}}{\Delta f} = \frac{\langle \delta P \rangle^2}{P_o^2 \cdot \Delta f} = \frac{4 \cdot h \cdot \nu \cdot V_a \cdot \alpha_m \cdot v_g \cdot \beta \cdot R_{sp}}{\omega_r^4 \cdot \tau_c^2 \cdot P_o} + \frac{2 \cdot h \cdot \nu}{P_o} \cdot \left[\eta_o \cdot \frac{I + I_{th}}{I - I_{th}} + 1 - \eta_o \right] \quad (2.9)$$

dove:

$h \cdot \nu$ energia associata ad un fotone

P_o potenza ottica emessa

I corrente che attraversa il laser

I_{th} corrente di soglia del laser

V_a volume della regione attiva

α_m perdita per riflessione agli specchi

v_g velocità di gruppo dei fotoni

β frazione di fotoni emessi spontaneamente

R_{sp} ritmo di emissione spontanea

ω_r pulsazione di risonanza

τ_c tempo di vita differenziale dei portatori

η_0 frazione di corrente che entra nella regione attiva per $\omega=0$

Inoltre, come ben visibile dalla Figura 2.7.2, la dipendenza della f_R dalla potenza ottica emessa dal laser ed in particolare il fatto che essa si sposti verso frequenze superiori all'aumentare del livello di corrente sopra la soglia (il che equivale ad un aumento della potenza ottica), fa sì che il RIN, a parità di frequenza del segnale modulante, diminuisca al crescere della corrente in ingresso al dispositivo.

Questo tipo di rumore può venire accentuato dalla presenza di riflessioni non controllate come quelle prodotte da una cavità esterna entro cui è collocato il mezzo attivo semiconduttore, o quelle prodotte dall'estremità di una fibra ottica accoppiata al laser e dai connettori presenti lungo il percorso ottico. Queste riflessioni sono molto dannose soprattutto per i dispositivi a singola frequenza come i laser DFB in quanto producono un'instabilità nel funzionamento e un incremento del rumore della sorgente espresso appunto dall'aumento del RIN.

Per diminuirne l'effetto si ricorre a particolari isolatori ottici, a singolo o doppio stadio, spesso integrati direttamente nel componente, che presentano una return loss tipica di 30-40dB (e sino a 60dB nel caso di isolamento a doppio stadio) oltre che a servirsi, lungo la tratta ottica, di connettori come ad esempio gli APC (Angle Physical Contact) che forniscono, grazie ad un taglio di 8 gradi della fibra, una perdita di ritorno superiore ai 65dB.

2.8 Package del componente

Per quello che riguarda il package dei diodi laser a semiconduttore oggi più diffusi in commercio possiamo dire che essi sono sostanzialmente di due tipi e prendono il nome dalla forma della struttura che li contraddistingue e sono: coaxial package e butterfly package.

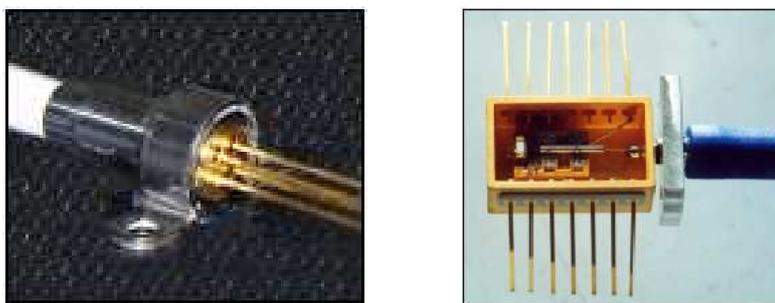


Figura 2.8.1 – Package di un diodo laser: a) coaxial package b) butterfly package

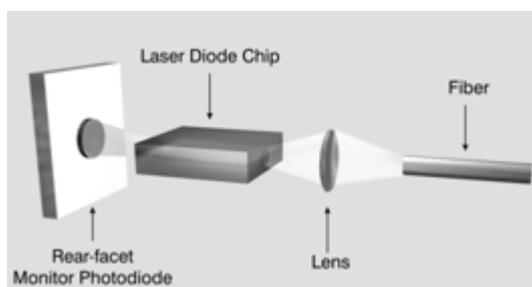


Figura 2.8.2 – Schema interno generale di un package per diodi laser

La loro configurazione di base, come ben visibile dalla Figura 2.8.2 comprende, oltre al laser e al fotodiode di monitor, anche un sistema di focalizzazione del raggio di uscita e un tratto di fibra ottica detto *pigtail*, integrata anch'essa nel dispositivo, al fine di massimizzare l'accoppiamento di potenza. Tale tratto di fibra, generalmente della lunghezza di diverse decine di cm, non sempre è presente, ma spesso può ugualmente essere aggiunto concordandone lunghezza e tipologia di fibra e connettore direttamente con la ditta produttrice.

Nella quasi totalità dei dispositivi, vengono inoltre inseriti particolari isolatori ottici per prevenire il propagarsi di riflessioni esterne verso la sorgente ottica.

Mentre i coaxial package, data la loro maggiore semplicità costruttiva, sono quelli più economici, i laser con package di tipo butterfly sono relativamente costosi in quanto predispongono, integrati al loro interno, una serie di dispositivi aggiuntivi necessari per effettuare un controllo accurato in temperatura.

Nei package di tipo butterfly infatti, oltre agli elementi sopracitati, sono presenti anche un dispositivo per il raffreddamento del laser, detto TEC (Thermo Electric Cooler), normalmente costituito da una cella Peltier, e un termistore che altro non é se non una resistenza di valore variabile in relazione alla temperatura (vedi Figura 2.8.3). Questi possono essere utilizzati, unitamente ad un adeguato circuito esterno di controllo, per realizzare una più accurata stabilizzazione dell'emissione al variare della temperatura.

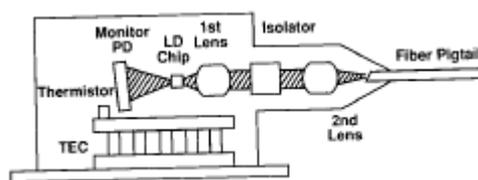


Figura 2.8.3 – Schematizzazione interna di un package di tipo butterfly

Per entrambi i tipi di package vengono anche rese disponibili delle flangie, sia verticali che orizzontali, per il fissaggio del dispositivo sulla basetta.

2.9 Caratterizzazione dei diodi laser ad emissione verticale: i VCSEL

Il laser è il componente chiave per la generazione del segnale luminoso in un sistema di trasmissione ottico e quindi qualsiasi miglioramento o innovazione apportata su di esso, si riflette in maniera evidente sulle prestazioni dell'intero collegamento.

E' perciò facile intuire come l'utilizzo di una nuova topologia di laser quale sono i VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser), abbia aperto nuovi scenari rispetto al mondo classico dei laser ad emissione laterale (edge-emitting) grazie ai diversi benefici che li caratterizzano.

La tecnologia VCSEL ha permesso di creare un nuovo laser avente: basso costo, basso consumo di potenza ed alta affidabilità, oltre ad offrire la possibilità di una maggiore semplicità nella realizzazione del circuito di polarizzazione.

Tutto questo contribuisce ad introdurre una nuova generazione di collegamenti ottici a basso profilo economico largamente richiesti in un'ampia gamma di applicazioni.

2.9.1 Comparazione fra Diodi laser Edge Emitting e tecnologia VCSEL

Come il nome stesso fa intuire, i componenti tradizionali ad emissione laterale come i laser di tipo FP (Fabry-Perot) e DFB (Distributed Feedback) emettono il fascio luminoso da un'apertura posta sul lato del dispositivo.

Per creare la cavità risonante orizzontale caratteristica di questi laser, i componenti devono passare attraverso un processo di taglio del cristallo a più fasi, in modo da consentire la formazione degli specchi laterali. Da un punto di vista costruttivo, questo tedioso processo di

taglio deve essere portato a termine per ogni singolo dispositivo o righe di dispositivi prima che essi possano essere testati come laser.

Al contrario, un VCSEL viene realizzato attraverso una sovrapposizione verticale di specchi ad alta riflettività che vengono fatti accrescere in un singolo processo tecnologico, alla fine del quale si sarà ottenuta, per una struttura VCSEL dello spessore di 10 μm , la sovrapposizione di circa 30 strati di semiconduttore che permettono l'emissione verticale del raggio ottico dalla superficie del dispositivo attraverso un'apertura circolare del diametro compreso tra i 5 e i 25 μm .

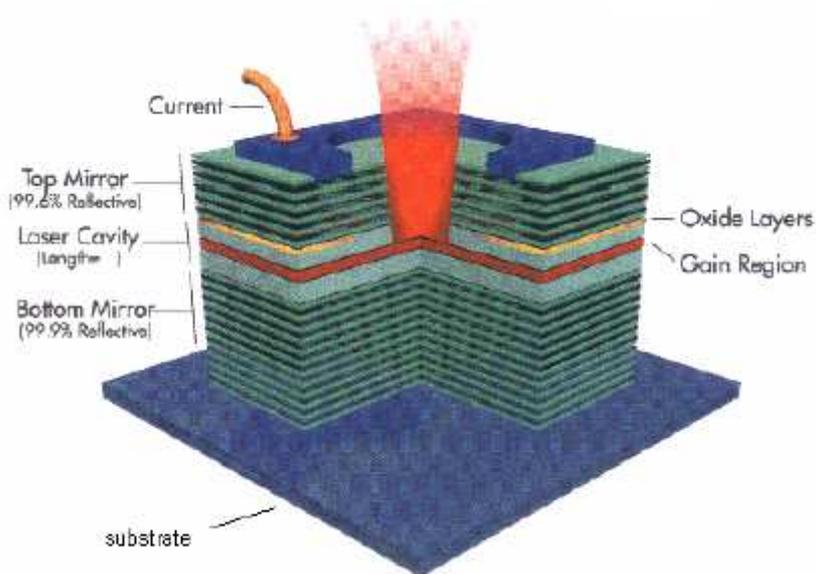


Figura 2.9.1 – Struttura di un laser ad emissione verticale (VCSEL)

Il maggior vantaggio offerto dalla tecnologia VCSEL consiste nella capacità di poter portare a compimento contemporaneamente un elevato volume di dispositivi e di poterli testare mentre sono ancora alla stadio di wafer. Questo significa che è possibile monitorare i parametri chiave, quali: corrente di soglia, efficienza di conversione, lunghezza d'onda di funzionamento e potenza ottica di uscita, di decine di migliaia di dispositivi prima che vengano definitivamente

assemblati, cosa questa fondamentale per realizzare alti volumi di produzione a bassi costi [Ref.7].

Per quanto riguarda i laser ad emissione laterale invece, prima che possano essere efficacemente testati, devono essere come detto tagliati, separati e parzialmente montati sull'apposito supporto (fase di packaging) e questo porta ad un forte incremento del costo del singolo dispositivo al termine della fase di test.

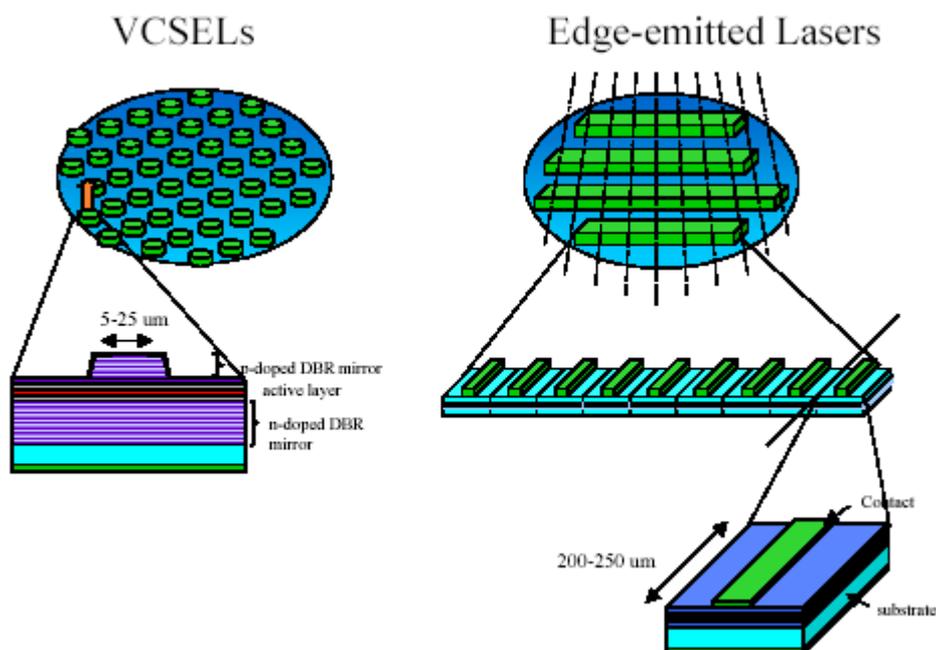


Figura 2.9.2 – Differenze nei processi di taglio e testing dei dispositivi

Come sarà discusso più in dettaglio nelle sezioni seguenti, i laser ad emissione laterale presentano anche costi e complessità significativi quando si vuole ottenere una grande precisione nell'allineamento in fibra al fine di assicurarsi una buona prestazione in termini di accoppiamento di potenza.

Negli anni passati la tecnologia VCSEL, commercializzata solo nell'ambito dell'infrarosso per lunghezze d'onda comprese in un range di 750÷960nm, è stata ampiamente testata ed utilizzata in link per brevi distanze fornendo buone indicazioni per un suo continuo miglioramento in modo da avvicinarsi sempre più alle prestazioni

offerte dai laser ad emissione laterale e mantenendo però il vantaggio di un basso costo e un basso consumo di potenza.

Per lunghe distanze la scelta è comunque rimasta limitata ai dispositivi edge-emitting di costo più elevato.

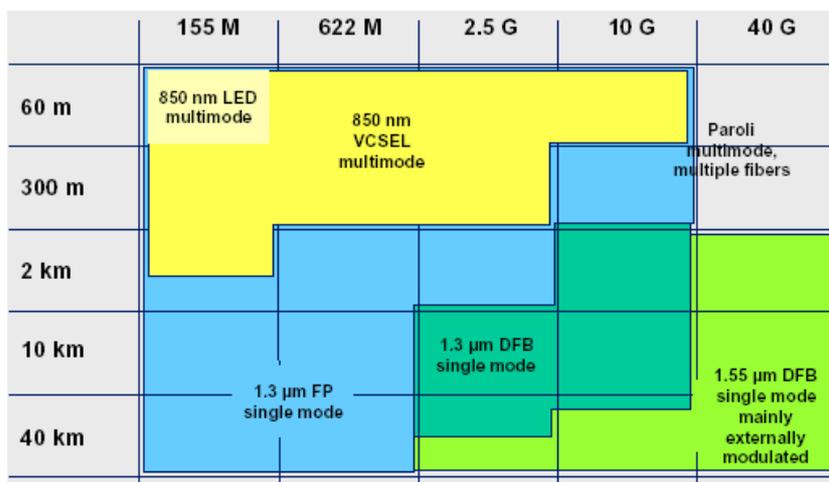


Figura 2.9.3 – Impiego attuale delle principali sorgenti ottiche in funzione della distanza del collegamento e della velocità di trasmissione

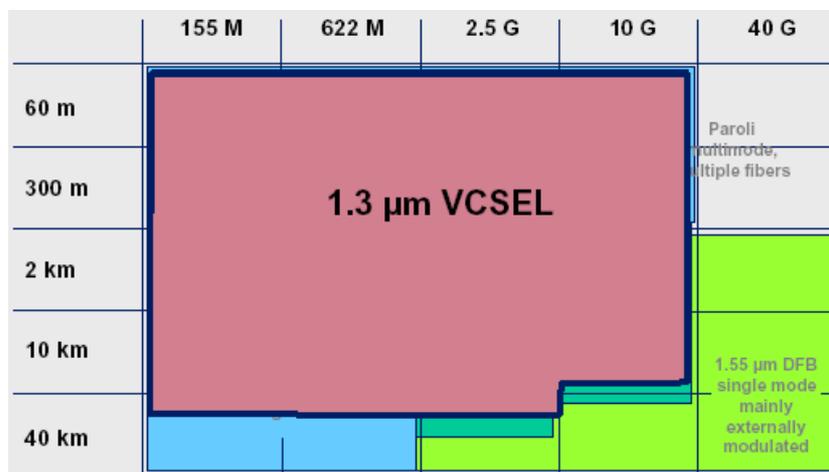


Figura 2.9.4 – Prospettiva futura dei possibili campi d'impiego delle sorgenti ottiche VCSEL a 1310nm

Recentemente lo sviluppo di sorgenti ottiche ad emissione verticale anche per elevate lunghezze d'onda (1310nm) ha aperto le porte all'estensione dei vantaggi economici e di prestazioni tipici

della tecnologia VCSEL all'intera gamma di link, sia per brevi, sia per lunghe distanze.

La loro comparsa estende quindi il campo di applicazione ai collegamenti in fibra monomodale, introducendo un nuovo punto di riferimento in termine di prezzo per l'intera industria di settore.

2.9.2 Profilo del raggio ottico emesso dal laser

I diodi laser ad emissione laterale sono costituiti da cavità rettangolari che producono un raggio ottico di forma ellittica altamente asimmetrico e caratterizzato quindi da un'elevata divergenza ottica. Con un angolo di divergenza di approssimativamente $50\div 60$ gradi nel piano perpendicolare alla giunzione e $10\div 12$ gradi in quello parallelo, questi laser rendono molto difficile la focalizzazione del raggio in una tipica fibra ottica commerciale avente il nucleo a sezione circolare.

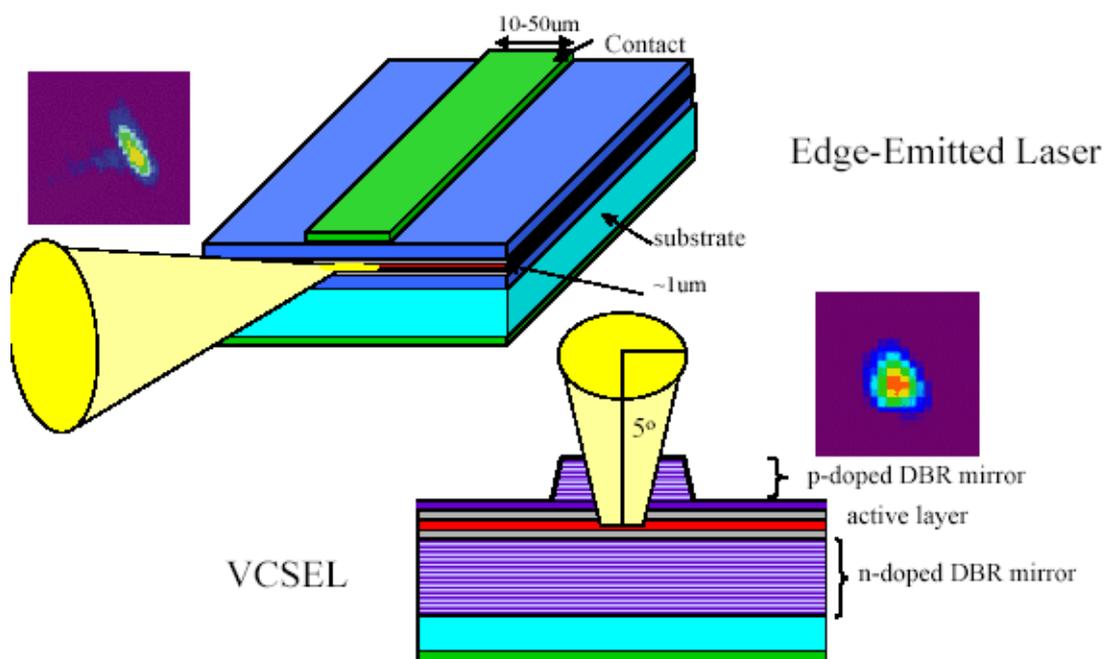


Figura 2.9.5 – Struttura e tipologia di emissione del fascio luminoso

In aggiunta al problema dell'ellitticità, gli edge-emitter presentano anche un elevato fattore di astigmatismo legato alla distanza esistente tra le due facce del dispositivo.

Queste proprietà fanno sì che risulti molto difficile accoppiare il raggio emesso dal laser alla fibra ottica senza dover ricorrere a costosi dispositivi ottici quali: prismi anamorfici, lenti cilindriche per la sagomatura del raggio, lenti asferiche o di GRIN per la focalizzazione in fibra.

I VCSEL, d'altro canto, possono essere progettati per emettere il fascio luminoso da un'apertura circolare uniforme posta sulla superficie del dispositivo. Questo dà luogo ad un profilo del raggio più simmetrico e meno divergente, che può essere più efficacemente focalizzato in fibra tramite l'utilizzo di semplici lenti ottiche, o perfino senza alcun dispositivo ottico esterno dal momento che possono essere regolati per adattarsi al diametro del campo modale di una fibra monomodo.

Le fibre monomodali hanno un diametro del nucleo (core) di soli 8÷10 micron e un'apertura numerica NA (Numerical Aperture) di circa 0.1÷0.13 gradi. Il raggio di luce deve perciò avere una diffrazione ridotta per ottenere un'alta efficienza di accoppiamento CE (Coupling Efficiency).

In termini pratici, i VCSEL presentano un valore di CE superiore all'85%. Al contrario i diodi laser di tipo edge-emitter, esibiscono una scarsa efficienza di accoppiamento di circa 30÷50%, che quindi richiede l'utilizzo di un sistema di focalizzazione più complicato e di conseguenza più costoso per ottenere risultati accettabili.

I VCSEL offrono prestazioni superiori anche per quanto riguarda le fibre multimodo, che presentano un diametro del nucleo maggiore rispetto a quelle monomodali, in quanto consentono una banda maggiore di utilizzo della fibra grazie alla possibilità di avere una distribuzione controllata della potenza lanciata in fibra.

Questo è dovuto al fatto che la fibra multimodale, come dice il nome stesso, è realizzata in maniera tale da consentire l'eccitazione di diversi gruppi di modi, che si propagano a diverse velocità all'interno della fibra stessa.

Ad ogni modo eccitato è associata una parte della potenza di segnale trasmessa, che arriverà quindi a destinazione, date le diverse velocità, con tempi diversi generando quindi una distorsione.

Questo ritardo modale differenziale DMD (Differential Mode Delay) compromette la banda e la capacità di trasporto dell'informazione nella fibra. Per ridurre l'effetto del DMD, e quindi incrementare la banda, è fondamentale che il raggio emesso dalla sorgente luminosa sia ristretto, in maniera da eccitare un basso numero di modi. Per quanto detto in precedenza a proposito delle caratteristiche del fascio luminoso emesso dai laser ad emissione laterale e dai VCSEL si vede come siano questi ultimi a presentare le migliori caratteristiche.

Un problema addizionale cui sono soggetti i diodi laser DFB, come già visto, è la loro suscettibilità alle retro-riflessioni (back reflections) del fascio luminoso lanciato in fibra che dà luogo ad un incremento del rumore ottico generato dal laser e che va a sommarsi al segnale utile. Come risultato, si è costretti a servirsi di costosi e complessi dispositivi di isolamento quali gli isolatori ottici, necessari per impedire a queste indesiderate riflessioni di raggiungere la sorgente ottica.

Questo problema nei VCSEL può invece essere superato mediante una loro adeguata progettazione strutturale.

2.9.3 Caratteristiche elettro-ottiche

Dopo aver dato una breve descrizione tecnologica dei VCSEL ed averne illustrato le caratteristiche di emissione del raggio ottico è giunto il momento di effettuare una sua caratterizzazione anche dal punto di vista dei principali parametri elettro-ottici di interesse comune nella progettazione di un link ottico.

I VCSEL sono contraddistinti da bassi valori della corrente di soglia, dell'ordine di pochi mA, se confrontati con quelli riscontrabili nei diodi laser DFB e FP (dai 10 ai 50 mA) e di conseguenza si troveranno a lavorare con correnti in ingresso di livello inferiore. Ciò è dovuto al ridotto volume della loro cavità risonante, anche 10 volte inferiore a quella dei laser ad emissione laterale, che ne limita il livello massimo di potenza ottica emessa al fine di non danneggiare irreparabilmente il dispositivo. Questo fa sì che il circuito adibito alla loro polarizzazione sia progettato in modo da operare attorno ad un punto di riposo corrispondente ad un basso livello di corrente in ingresso e quindi dare luogo ad un minore consumo di potenza.

I bassi consumi di potenza, uniti alla maggiore semplicità realizzativi del circuito di polarizzazione, alle caratteristiche del fascio luminoso e alla possibilità di una loro facile integrazione, ha fatto sì che i VCSEL divenissero la base per la realizzazione di array di dispositivi a 1,2,3 dimensioni (1D array, 2D array, 3D array) in grado di pilotare contemporaneamente un numero elevato di collegamenti ottici in parallelo quali possono essere, ad esempio, quelli relativi ai link DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) per la convergenza di dati e voce su reti ottiche condivise.

Per quanto riguarda la potenza ottica emessa, i VCSEL, pur presentando valori maggiori di efficienza di conversione elettro-ottica, tipicamente $0.3 \div 0.5$ W/A contro i $0.07 \div 0.3$ W/A dei laser ad emissione laterale, dovendo lavorare, come visto, con correnti minori,

raggiungono livelli di potenza dell'ordine di $0.5 \div 3$ mW che sono molto inferiori a quelli raggiungibili dai DFB e che ne compromettono l'utilizzo per collegamenti a lunghe distanze.

Lavorando infatti a basse potenze, la distanza che è possibile coprire deve necessariamente essere inferiore, se si vuole che le attenuazioni e le perdite dovute a fibra ottica e conversioni elettro-ottiche non facciano sì che il livello di segnale in ingresso al ricevitore sia troppo basso, cosa questa che ne comprometterebbe la qualità in termini di rapporto segnale-rumore o BER (Bit Error Rate) a seconda del tipo di trasmissione.

Ad aggravare questo aspetto e limitare l'utilizzo dei VCSEL per collegamenti a distanze molto contenute (generalmente poche centinaia di metri) c'è il fatto che sino ad ora, non essendo disponibili VCSEL che lavorassero a 1310nm e 1550nm, si era costretti ad utilizzare dispositivi operanti a lunghezze d'onda inferiori, in un intervallo dai 750nm ai 960nm, regione in cui l'attenuazione e la dispersione della fibra non sono minime. Questi dispositivi ovviamente, se paragonati ai diodi laser DFB operanti a lunghezze d'onda in 2^a e 3^a finestra, offrono prestazioni molto inferiori soprattutto per lunghe distanze.

Per ciò che concerne un collegamento analogico per brevi distanze, come quello oggetto di questa tesi, un parametro fondamentale per l'impatto che ha nel determinare la cifra di rumore totale del link, è rappresentato dal RIN e cioè dal livello di rumore associato alla sorgente laser.

Per i laser DFB esso può raggiungere valori molto bassi anche inferiori a -165 dB/Hz al contrario dei -130 dB/Hz riscontrato nei VCSEL a 850nm, valore questo inammissibile nel caso in esame, in quanto comprometterebbe irrimediabilmente la possibilità di ottenere una cifra di rumore accettabile.

Purtroppo per i VCSEL a 1310nm e 1550nm non sono ancora disponibili data sheet di riferimento per la reperibilità di tale dato, in

quanto sono componenti non ancora presenti in commercio e l'uscita dei primi dispositivi di tale tipo è prevista nell'arco di quest'anno.

Un ultimo aspetto da prendere in considerazione, per quanto concerne la qualità dei VCSEL, riguarda il loro livello di affidabilità se paragonato a quello dei laser di tipo edge-emitter.

I continui miglioramenti nell'affidabilità dei VCSEL sono dovuti all'aumentato livello di uniformità con cui è realizzato il wafer e al controllo sempre più accurato che viene esercitato sui parametri critici della loro fabbricazione.

Sotto condizioni operative nominali di una temperatura ambiente di 40°C e di una corrente di funzionamento media di 10mA, il tempo di fallimento per lo 0.1% della popolazione VCSEL è risultata superiore ad 1 milione di ore, valore questo di circa 1000 volte più grande di quello riscontrabile nella tecnologia edge-emitter [Ref.8].

I meccanismi di degradazione a lungo termine dei laser ad emissione laterale sono tipicamente dovuti alla formazione di linee scure difettose o danni ottici catastrofici alle facce del laser.

Nei VCSEL il processo di degradazione a lungo termine invece si pensa sia originato dalla migrazione di impurità nel materiale semiconduttore. La presenza delle linee scure è stata osservata nei VCSEL solo quando la densità di corrente è estremamente alta e ben al di fuori della regione di operatività del dispositivo.

Questa differenza nei meccanismi di danneggiamento può interessare l'integrità del link ottico in modi differenti. Nell'ambito della trasmissione digitale, è ben noto che la degradazione nei laser ad emissione laterale può condurre ad effetti di "self-pulsation" che possono dare origine ad elevati valori del BER (Bit Error Rate). Le self-pulsation non sono state osservate nei VCSEL che sono stati soggetti a processi di invecchiamento forzato a lungo termine.

2.9.4 Applicazioni e considerazioni finali

A fronte degli innumerevoli vantaggi offerti dalla tecnologia VCSEL, ci sono alcuni aspetti che fanno ancora preferire i laser edge-emitter, ed in particolare i DFB, in applicazioni specifiche quali quelle analogiche e quelle digitali per grandi distanze o per elevate velocità di trasmissione dati.

Questi aspetti sono legati in primo luogo al fatto che solo ora sono stati presentati i primi dispositivi VCSEL operanti in seconda e terza finestra, in grado perciò di lavorare con fibre monomodali ed a lunghezze d'onda corrispondenti rispettivamente a quelle in cui la fibra presenta il suo minimo di dispersione (1310nm) e di attenuazione (1550nm).

In secondo luogo perché i livelli di potenza ottica in uscita sono ancora troppo bassi, se paragonati con quelli ottenibili con i DFB, per poter pensare di operare in link a grandi distanze senza dover ricorrere ad un numero elevato di dispositivi di amplificazione all'interno della tratta ottica.

Infine, alcuni parametri come il RIN e la dinamica di ampiezza del dispositivo presentano ad oggi valori non ancora idonei ad essere utilizzati in collegamenti particolari aventi specifiche stringenti per quel che riguarda il regime dinamico e la cifra di rumore, parametri fondamentali invece per i collegamenti analogici destinati al trasporto dei segnali di tipo radioastronomico quali quelli di interesse.

2.10 Tabella riassuntiva sulle principali caratteristiche delle diverse sorgenti ottiche

Per concludere il capitolo e fornire una veduta di insieme sulle diverse tipologie di sorgenti ottiche ad oggi più utilizzate si è creduto opportuno riassumere in una semplice tabella le caratteristiche più importanti dei dispositivi fino ad ora trattati.

Le informazioni e i dati su di essa riportati sono stati tratti dall'esame di diversi data sheets di componenti presenti in commercio e da una ricerca effettuata in rete nei principali siti riguardanti la trasmissione di segnali su portante ottica.

	LED	Laser FP	Laser DFB	VCSEL
Costo	Basso (5÷300\$)	Medio-basso (50÷500\$)	Alto (100÷10000\$)	Basso (decine di \$)
Frequenza massima f_{max} (1)	Centinaia di MHz	Qualche GHz	Sino a 10÷15 GHz	Qualche GHz
Potenza ottica in uscita P_{opt}	Sino a qualche mW	Sino alla decina di mW	Da qualche mW sino al centinaio di mW	Pochi mW
Tipo di fibra utilizzabile	Solo multimodo	Solo multimodo	Monomodo e multimodo	Monomodo e multimodo
Accoppiamento In fibra	Molto basso	Medio	Medio	Buono
Lunghezza d'onda nominale λ	0.66÷1.65 μ m	0.78÷1.65 μ m	0.78÷1.65 μ m	0.65÷1.1 μ m ora anche 1.31 μ m
Spectral Width $\Delta\lambda$	40÷190nm	Sino a qualche nm	0.0001÷10nm	Anche frazioni di nm
Facilità di impiego	Alta	Media	Bassa	Alta
RIN [dB/Hz]	(2)	Sino a -150	Anche < -165	Circa -130
Efficienza η	Bassa	Medio-bassa	Medio-bassa (0.07÷0.4W/A)	Buona (>0.3 W/A)
Corrente di Soglia	(3)	Decina di mA	5÷50 mA	Pochi mA
Integrabilità	Bassa	Bassa	Bassa	Alta
Tempo di vita	Molto alto	Medio-alto	Medio-alto	Molto alto

Tabella 2.1 – Principali caratteristiche delle diverse sorgenti ottiche trattate

Note:

- (1) - si intende la frequenza massima del segnale modulante applicabile direttamente al dispositivo senza l'utilizzo di un modulatore esterno
- (2) - per i LED non è stato possibile reperire un valore del RIN in quanto è un parametro normalmente non riportato nel data sheet di questo tipo di dispositivi che, d'altronde, non venendo mai impiegati in collegamenti con specifiche di rumorosità stringenti, non necessitano di riportare un tale tipo di informazione
- (3) - come noto i LED non presentano un valore della corrente di soglia, ma iniziano ad emettere una potenza ottica apprezzabile già per valori di corrente di iniezione prossimi allo zero

Capitolo III

I Rivelatori Ottici

3.1 Definizione e informazioni introduttive

I *rivelatori ottici* o *fotorivelatori* sono dispositivi optoelettronici in grado di convertire un segnale ottico, potenza incidente sul rivelatore, in un segnale elettrico quale la corrente inversa rivelata. Tutto questo avviene grazie ad un fenomeno fotoelettrico alla base del funzionamento del dispositivo.

Le proprietà essenziali che li caratterizzano e che sono alla base di una loro valutazione qualitativa sono:

1. capacità di essere sensibili alla lunghezza d'onda λ a cui avviene la trasmissione del segnale da parte della sorgente ottica
2. basse perdite di accoppiamento fibra ottica-rivelatore necessarie a non deteriorare le caratteristiche di un link ottico quali guadagno e cifra di rumore
3. elevata efficienza di conversione ottico-elettrica
4. basso rumore legato al processo di rivelazione e ai parametri tecnologici che lo caratterizzano (capacità di giunzione, resistenza dei contatti,...)
5. affidabilità nel funzionamento, intesa sia nel tempo sia rispetto alle variazioni delle condizioni ambientali in cui si trova ad operare
6. elevata linearità della caratteristica di conversione ottico-elettrica (curva P-I), a cui deve essere associata un'elevata dinamica di ampiezza e cioè la possibilità di lavorare in regione lineare per un ampio range di potenze ottiche in ingresso

7. adeguata sensibilità di rivelazione intesa come minimo segnale rilevabile in ingresso
8. banda di funzionamento in frequenza, relativamente al segnale modulante la portante ottica, sufficientemente elevata
9. costo compatibile alla particolare applicazione cui sono destinati

Le principali tipologie di rivelatori attualmente utilizzati per la ricezione di un segnale trasmesso su portante ottica sono i *fotoiodi a semiconduttore*. Costituiti essenzialmente da una giunzione p-n polarizzata inversamente, questi dispositivi si dividono in 2 categorie:

PIN: devono il nome alla loro topologia costruttiva in quanto costituiti fondamentalmente da un semiconduttore diviso in tre regioni differenzialmente drogate: una di materiale intrinseco racchiusa tra due regioni drogate, rispettivamente, di tipo p e di tipo n

APD (*Avalanche Photo Diode*): prendono il nome dalla tipologia del processo attraverso il quale avviene la rivelazione e cioè tramite un effetto valanga nella generazione delle coppie elettrone-lacuna adibite alla generazione della corrente

I PIN sono i dispositivi attualmente utilizzati nella gran parte dei collegamenti grazie alla maggiore semplicità costruttiva e al basso costo che li contraddistingue, mentre gli APD, decisamente più costosi e complessi, vengono impiegati solo per collegamenti particolari in cui è richiesta un'elevata sensibilità o un'elevata efficienza del processo di conversione e dove il contributo di rumorosità del rivelatore non è un fattore particolarmente critico nella caratterizzazione del link nel suo complesso.

3.2 Principio di funzionamento

Un rivelatore ottico produce una fotocorrente elettrica, i , proporzionale alla potenza del campo elettromagnetico incidente $\langle E^2 \rangle$. Ciò che viene rivelato, quindi, è il quadrato dell'involuppo del campo elettrico e non il campo elettrico istantaneo. La criticità insita in questo processo di conversione sta nell'impossibilità pratica di generare una corrente elettrica che sia la replica temporale fedele del campo ottico in ingresso e ciò è dovuto essenzialmente all'incapacità delle cariche elettriche generate di seguire nei loro spostamenti le rapidissime variazioni tipiche di un campo a frequenze ottiche.

Per descriverne il funzionamento focalizzeremo la nostra attenzione inizialmente sui fotodiodi a semiconduttore costituiti da una singola giunzione p-n e cioè su di una struttura semplificata del fotorivelatore, utile soprattutto per chiarire gli aspetti fondamentali che concorrono a creare i meccanismi di generazione dell'effetto fotoelettrico tipico di tali dispositivi.

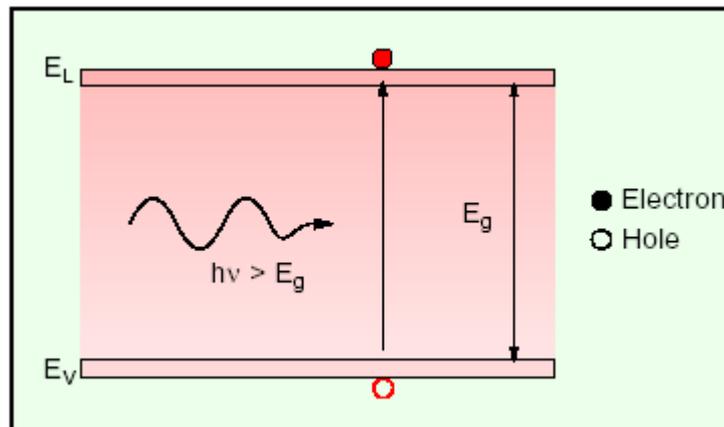


Figura 3.2.1 – Processo di assorbimento alla base della rivelazione

Il principio alla base del processo di rivelazione, comune ad entrambi i tipi di fotodiode sopracitati, è quello dell'assorbimento che, come dice il nome, è legato alla capacità del dispositivo di assorbire i fotoni incidenti al fine di consentire la generazione di

coppie elettrone-lacuna. Le coppie così generate vengono separate dal campo presente ai lati della giunzione e ciò contribuisce alla nascita di una corrente direttamente disponibile all'esterno del dispositivo.

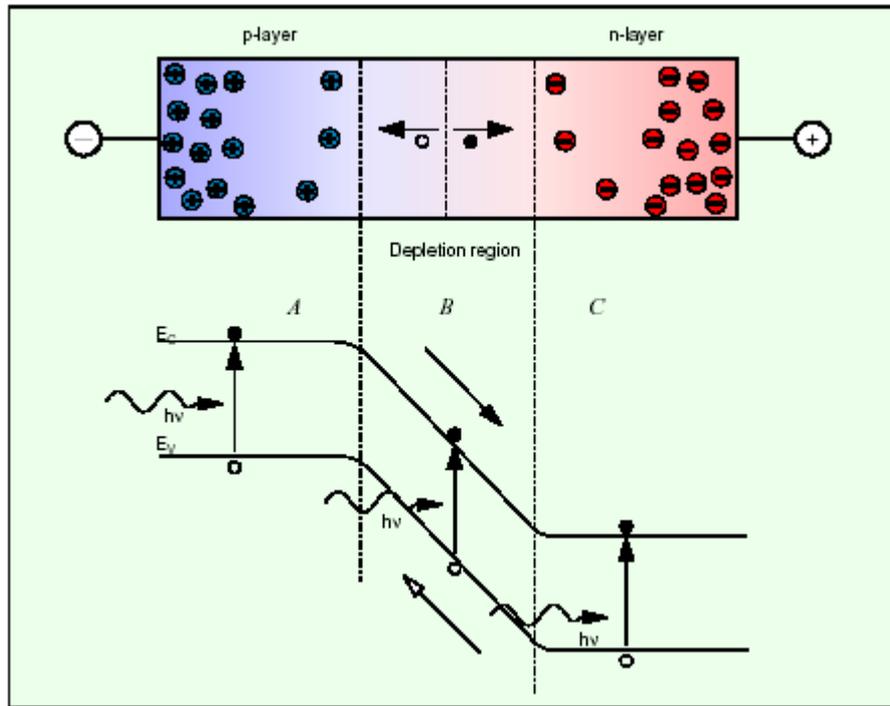


Figura 3.2.2 – Fotodiode a semiconduttore basato su una giunzione p-n

La regione in cui si desidera che avvenga la generazione di questi portatori di carica, chiamata *zona attiva*, è quella corrispondente alla zona svuotata o zona di carica spaziale caratteristica di una giunzione p-n (vedi Figura 3.2.2). Tale regione, che si estende immediatamente ai lati della giunzione, è contraddistinta da una zona svuotata di cariche libere delimitata da una distribuzione di cariche fisse responsabili della generazione del campo elettrico necessario a bilanciare il processo di diffusione dei portatori maggioritari e garantire il mantenimento dell'equilibrio.

Una coppia elettrone-lacuna generatasi in tale regione, grazie alla presenza di questo campo, sarà in grado di raggiungere più velocemente gli elettrodi rispetto ad una che si sia formata in qualsiasi altro punto del dispositivo. E' per questo motivo quindi che si cerca di

allargare il più possibile la zona attiva sottoponendo il fotorivelatore ad una polarizzazione inversa che, come noto, ha proprio l'effetto di allargare la regione di svuotamento e di conseguenza aumentare il volume della zona utile alla rivelazione.

Il processo di assorbimento è strettamente legato alla lunghezza d'onda della radiazione incidente e all'energy gap che separa la banda di conduzione e la banda di valenza caratteristiche del materiale costituente il fotodiodo.

In particolare l'assorbimento di un fotone può avvenire solo se l'energia che esso trasporta, data da:

$$E = h \cdot f \quad (3.1)$$

con h costante di Plank e f frequenza della radiazione, è uguale al gap energetico E_g necessario per portare un elettrone nella banda di conduzione e quindi originare una coppia elettrone-lacuna (come mostrato in Figura 3.2.1).

Alte potenze ottiche in ingresso al dispositivo, corrispondenti ad un'elevata quantità di fotoni incidenti, genereranno perciò un grande numero di coppie elettrone-lacuna che daranno vita ad un'alta corrente inversa di uscita. Basse correnti ovviamente si avranno invece in corrispondenza di basse potenze ottiche in ingresso.

Un parametro fondamentale che caratterizza la capacità di assorbimento del rivelatore e quindi l'efficienza del processo fotoelettrico è dato da:

$$\alpha: \text{coefficiente di assorbimento del materiale} = 1/L \quad (3.2)$$

con:

L : profondità di penetrazione della radiazione luminosa

descrive la capacità del materiale costituente il rivelatore di assorbire una certa radiazione luminosa. E' definito come l'inverso di L e cioè

di quel valore di lunghezza in profondità nel semiconduttore per cui il valore massimo del campo elettromagnetico incidente si riduce di un fattore pari ad $1/e$, con $e = 2.71828\dots$ numero di Nepero.

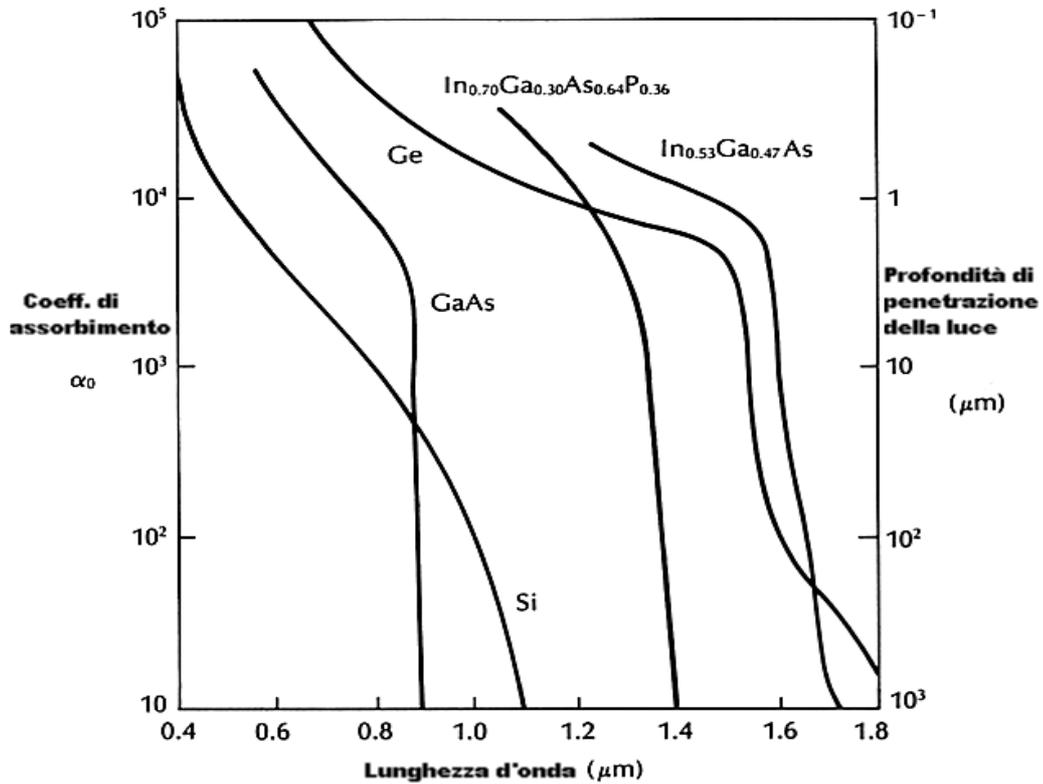


Figura 3.2.3 – Coefficiente di assorbimento e profondità di penetrazione al variare di lunghezza d'onda e materiale semiconduttore

Aumentare α aumenta la capacità di assorbire un fotone da parte del materiale semiconduttore a scapito però di una minore profondità di penetrazione della radiazione. Il suo valore varia al variare della lunghezza d'onda del campo incidente e naturalmente al variare del materiale utilizzato.

Questo fa capire come, a seconda del materiale impiegato nella sua realizzazione, si sia in grado di rilevare segnali appartenenti a intervalli diversi dello spettro ottico. In particolare si può notare dalla Figura 3.2.3 come per basse lunghezze d'onda siano molto indicati materiali come GaAs e Si che presentano un alto valore del

coefficiente di assorbimento in un intervallo che va dai 600nm a circa 900nm, mentre al crescere della lunghezza d'onda si passa progressivamente a materiali quali Ge, InGaAsP e InGaAs che vengono perciò molto utilizzati in dispositivi destinati ad operare in 2^a e 3^a finestra e più in generale in un range dai 1100nm ai 1600nm.

3.3 Fotodiode APD (Avalanche PhotoDiode)

Questo tipo di rivelatore ottico, che qui descriveremo solo brevemente, come detto, deve il suo nome al particolare tipo di processo con cui avviene la rivelazione del segnale luminoso. Fermo restando che il principio di funzionamento alla base è identico a quello precedentemente descritto e caratterizzato dal fenomeno dell'assorbimento, in questo caso alcune differenze costruttive nella realizzazione del rivelatore consentono di variarne il comportamento.

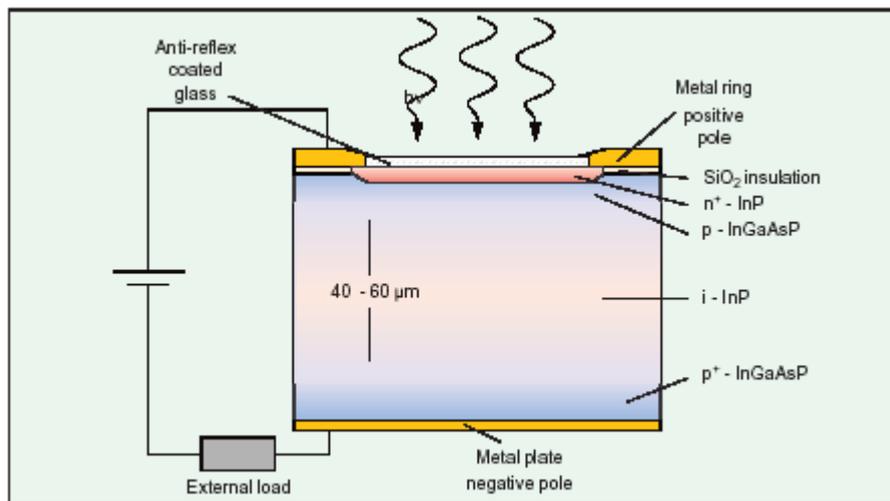


Figura 3.3.1 – Esempio di fotodiode semiconduttore di tipo APD

La più importante di esse è rappresentata dalla formazione di una giunzione molto stretta subito a ridosso della regione di assorbimento che ha il compito di originare, date le sue ridotte

dimensioni, un picco nella distribuzione del campo elettrico presente lungo il dispositivo (vedi Figura 3.3.2).

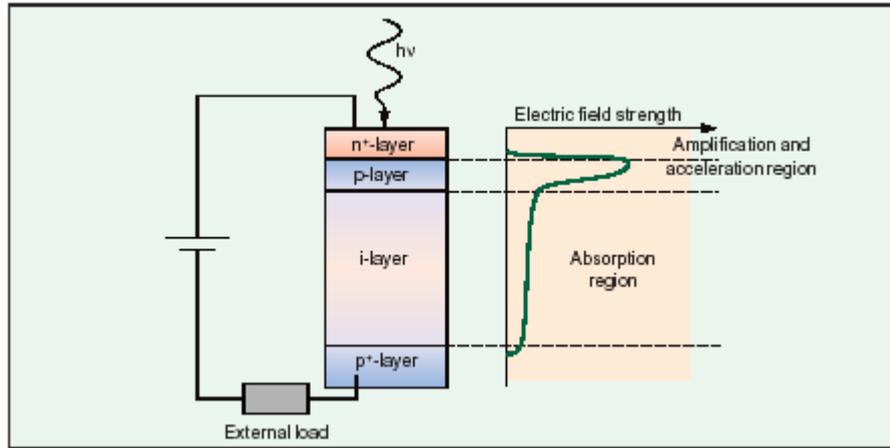


Figura 3.3.2 – Distribuzione del campo elettrico in un fotodiode APD

Tale picco consente di fornire una grande accelerazione alle coppie elettrone-lacuna che si formano nella zona attiva a seguito della radiazione luminosa incidente (effetto fotoelettrico) in modo da dotarle di un'elevata velocità.

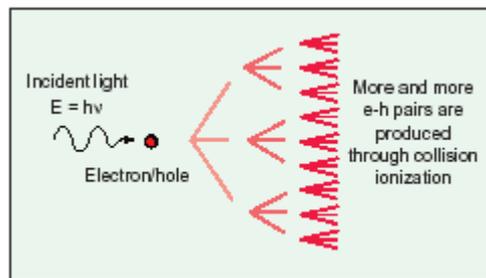


Figura 3.3.3 – Processo di moltiplicazione a valanga

Questo dà luogo ad un effetto a valanga originato dagli urti fra tali particelle aventi elevate energie e quelle presenti nel reticolo del materiale semiconduttore, portando alla nascita di una corrente di rivelazione di livello consistente.

Si può ben capire quindi, come anche piccole potenze ottiche in ingresso al dispositivo (pochi fotoni incidenti) siano in grado di

generare correnti di valore apprezzabile, il che significa dare luogo a rivelatori di elevata sensibilità.

Il parametro fondamentale che caratterizza l'intensità del processo di generazione a valanga è:

$$G: \text{guadagno} = \frac{I_{dAV}}{I_d} \quad (3.3)$$

dove con I_{dAV} si è indicato il livello di corrente in uscita dal dispositivo e quindi risultante dal processo di moltiplicazione a valanga e con I_d si è indicato il livello di corrente dovuta solo alle coppie elettrone-lacuna originate per effetto fotoelettrico precedentemente al processo di moltiplicazione.

A fronte di questa elevata sensibilità nella rivelazione del segnale ottico un fotodiodo APD presenta anche una serie di inconvenienti legati sia al principio di funzionamento, sia alla fase di realizzazione costruttiva. Essendo infatti il processo di moltiplicazione a valanga che segue la generazione delle prime coppie per effetto fotoelettrico molto delicato, tali dispositivi necessitano di un'accurata progettazione e di una fase di realizzazione controllata che contribuiscono a renderli di un ordine di grandezza più costosi rispetto ai più semplici fotodiodi PIN.

Relativamente a questi ultimi inoltre, gli APD sono molto più sensibili alle variazioni della temperatura che possono modificare il moto casuale degli elettroni nel semiconduttore e rendere l'insorgere e il propagarsi dell'effetto a valanga molto critico.

Per concludere infine, il processo di moltiplicazione influisce pesantemente anche sulle caratteristiche di rumorosità di tali rivelatori rendendo il contributo del rumore legato alla generazione delle coppie elettrone-lacuna (indicato comunemente come shot noise) dipendente dal guadagno nel processo di rivelazione e quindi di entità non trascurabile. Questo, unitamente all'elevato costo che li caratterizza,

preclude il loro impiego in tutti quei sistemi dove il rapporto segnale-rumore o la cifra di rumore rivestono un ruolo dominante, lasciando perciò spazio ai più economici e meno rumorosi fotodiodi PIN.

3.4 Fotodiodo PIN

I fotodiodi PIN nascono a seguito di un processo evolutivo di miglioramento realizzato a partire dai primi dispositivi a semiconduttore costituiti da una semplice giunzione p-n polarizzata inversamente.

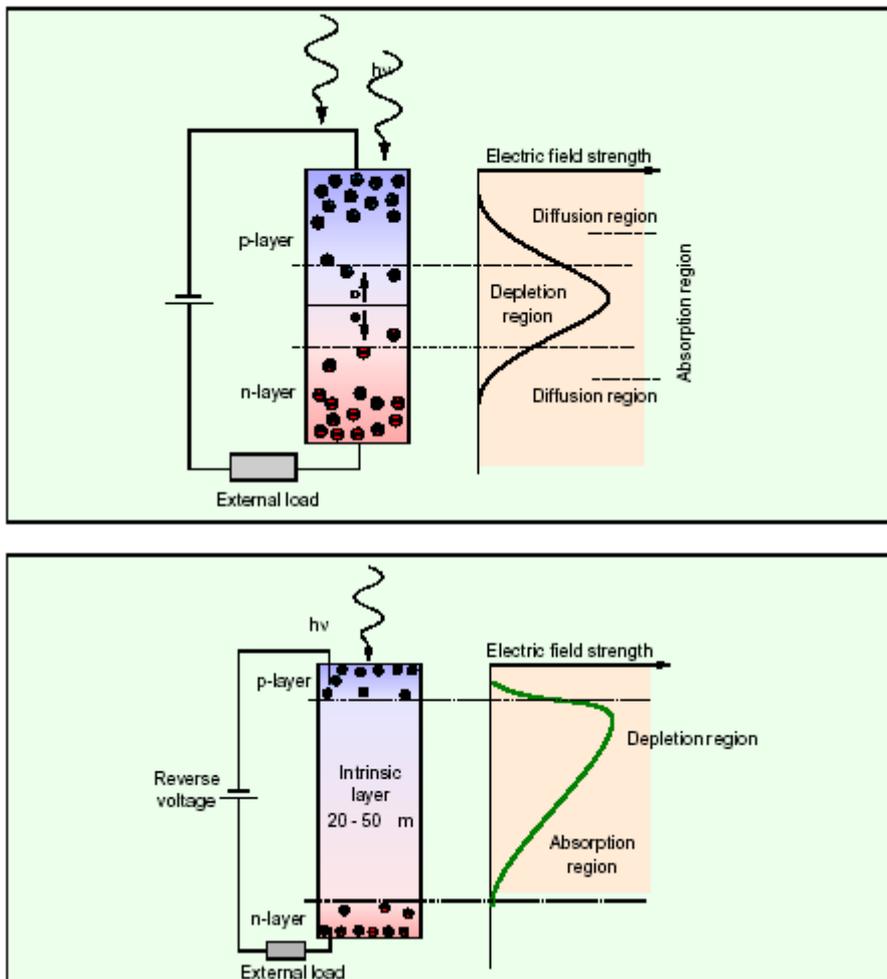


Figura 3.4.1 – a) Fotodiodo a giunzione p-n; b) Fotodiodo PIN

In questi ultimi, come si può notare dalla Figura 3.4.1a, la zona attiva, corrispondente alla regione di svuotamento della giunzione, è molto stretta e perciò l'efficienza del processo di rivelazione sarà conseguentemente bassa.

Per ovviare a tale problema si è ricorsi ad una particolare modifica strutturale avente lo scopo di allargare la regione di svuotamento attraverso l'inserimento di una consistente regione di materiale semiconduttore intrinseco tra le due zone drogate p ed n. La zona attiva (vedi Figura 3.4.1b), a seguito di questi accorgimenti, viene praticamente a coincidere con la regione intrinseca e tende ad occupare l'intero volume del dispositivo aumentandone così efficienza e sensibilità.

Come contropartita, questa estensione della regione adibita all'assorbimento, provoca un aumento del tempo di risposta del dispositivo legato alla maggior distanza che ora i portatori di carica devono percorrere prima di raggiungere gli elettrodi.

La maggioranza dei collegamenti ottici RF utilizza fotodiodi PIN in materiali semiconduttori quali InGaAs e InGaAsP in quanto sono particolarmente sensibili alle alte lunghezze d'onda (1310nm e 1550nm) che vengono normalmente impiegate nei link analogici in fibra monomodale.

I fotorivelatori possono essere illuminati, al fine di rilevare il segnale ottico, fondamentalmente in due modi principali. Facendo riferimento alla tipologia della struttura che li contraddistingue, si parla di:

- *dispositivi illuminati superficialmente (surface-illuminated)* se la radiazione luminosa entra dalla superficie del rivelatore in direzione perpendicolare alla sua giunzione
- *dispositivi illuminati lateralmente (edge-illuminated)* nel caso in cui l'illuminazione avvenga attraverso una superficie laterale del chip e perciò in direzione parallela alla giunzione.

I fotodiodi di tipo surface-illuminated si sono dimostrati avere una responsivity prossima a quella ideale pari a $q \cdot \lambda / h \cdot c$ per frequenze sino a circa 50GHz per poi calare progressivamente all'aumentare della banda desiderata di utilizzo.

Per ottenere alte velocità e quindi elevate bande di funzionamento infatti è necessario avere una capacità di giunzione bassa e tempi di transito della regione attiva ridotti; come conseguenza la regione di assorbimento deve essere sottile. Un tale assottigliamento porta però ad una diminuzione del volume della zona attiva atta alla rivelazione del segnale ottico e quindi ad una diminuzione della capacità di rivelazione che si traduce in un abbassamento dell'efficienza di conversione.

In un dispositivo edge-illuminated, questo compromesso esistente fra banda ed efficienza di conversione ottico-elettrica viene superato predisponendo gli elettrodi in modo tale che la linea di trasmissione RF corra parallelamente ad una guida d'onda ottica costituente la regione attiva e facendo sì che questa, pur rimanendo sottile (e perciò presentando una piccola capacità), mantenga un volume adeguato da garantirgli un'alta efficienza di conversione.

Come conseguenza si ottiene che i dispositivi surface-illuminated sono quelli in cui sono state riscontrate le più alte responsivity, mentre i dispositivi di tipo edge-illuminated sono quelli caratterizzati dalle più alte bande e dai più elevati prodotti banda x efficienza di conversione [Ref.9].

Un ultimo aspetto da considerare, importante soprattutto nei collegamenti di tipo IMDD (Intensity Modulation Direct Detection), riguarda la linearità del dispositivo in relazione ai livelli di potenza ottica presenti al suo ingresso. Il livello di potenza utilizzato va scelto accuratamente, in quanto da esso dipendono alcuni parametri chiave dell'intero collegamento quali: il guadagno nel caso di un link a modulazione esterna, la frequenza di risonanza del laser nel caso di

modulazione diretta, oltre che ad influire su cifra di rumore e comportamento dinamico.

Per alte densità di potenza infatti, la non-linearità del rivelatore può superare quella dovuta al dispositivo di modulazione, sia esso un modulatore esterno sia il laser stesso, portando così ad un peggioramento qualitativo delle prestazioni.

Nel caso di dispositivi *surface-illuminated*, la capacità di farli operare con livelli di potenza più elevati porta inevitabilmente alla nascita di un compromesso fra banda e linearità in quanto l'unico modo per ottenere una rivelazione di alte potenze di illuminazione in corrispondenza di basse densità di potenze nel rivelatore, necessarie per non arrivare ad un danneggiamento del dispositivo, è quello di aumentare il volume della regione attiva.

Come visto in precedenza, questo significa però ottenere una capacità di giunzione di valore elevato e di conseguenza una limitazione sulla banda di utilizzo.

Ciò non avviene invece per i dispositivi di tipo *edge-illuminated* che, come già visto nel caso del compromesso banda-responsivity, consentono, grazie ad un'adeguata progettazione strutturale, di ottenere un aumento del volume della regione di assorbimento senza degradarne il comportamento in frequenza. Sono perciò ancora i rivelatori di questo tipo quelli a presentare i migliori comportamenti per quello che concerne la dinamica di ampiezza e quindi ad essere caratterizzati dai valori di IP3 (grandezza considerata usualmente per caratterizzare dinamicamente un dispositivo) più elevati.

3.5 Parametri caratterizzanti un fotodiode PIN

In questo paragrafo ci occuperemo della descrizione dei principali parametri che servono solitamente a descrivere la qualità e le prestazioni di un fotodiode PIN.

Tali caratteristiche sono di fondamentale importanza ai fini della scelta del particolare componente da utilizzare nel nostro collegamento in quanto sono quelle più comunemente riportate nei data sheets delle ditte costruttrici e che meglio ne caratterizzano il comportamento.

Delle principali fra esse daremo nel seguito una breve descrizione cercando, dove possibile, di fornirne anche una valutazione quantitativa.

3.5.1 Efficienza quantica

L'*efficienza quantica* η è definita come il rapporto fra il numero degli elettroni $n_{elettroni}$ generati per effetto fotoelettrico (che contribuiscono a generare la fotocorrente in uscita) all'interno della regione di assorbimento e il numero di fotoni n_{fotoni} incidenti sulla superficie del rivelatore:

$$\eta = \frac{n_{elettroni}}{n_{fotoni}} \quad (3.4)$$

Tale valore per un fotodiode PIN è un numero puro <1 ed esprime l'efficienza del processo di conversione ottico-elettrica del fotorivelatore.

Ovviamente si desidera che l'efficienza risulti il più possibile prossima all'unità e per fare questo occorre una progettazione accurata del dispositivo che:

1. riduca le riflessioni sulla superficie del dispositivo (ottenibile attraverso l'impiego di uno strato superficiale antiriflettivo)
2. massimizzi il fenomeno dell'assorbimento all'interno della regione attiva
3. sfavorisca la ricombinazione dei portatori di carica generati (realizzabile attraverso un progetto ad hoc della struttura che minimizzi l'assorbimento dei fotoni all'esterno della zona attiva)

La definizione si riferisce generalmente all'efficienza del dispositivo nel suo complesso tenendo perciò in considerazione anche le riflessioni che la luce subisce sulla superficie del dispositivo.

3.5.2 Responsivity

Tale parametro è quello più comunemente riportato nel data sheet del componente ed è strettamente legato all'efficienza quantica. La *responsivity* \mathfrak{R} è solitamente espressa in A/W o mA/mW e viene definita come il valore della fotocorrente generata per unità di potenza ottica incidente sul rivelatore:

$$\mathfrak{R} = \frac{I}{P_o} = \frac{n_{\text{elettroni}} \cdot q / T}{n_{\text{fotoni}} \cdot E_{\text{fotone}} / T} = \eta \cdot \frac{q}{h \cdot f} = \eta \cdot \lambda \cdot \frac{q}{h \cdot c} \quad (3.5)$$

Come si vede essa dipende dall'efficienza quantica η e dalla lunghezza d'onda della radiazione incidente λ .

Valori tipici della responsivity sono 0.7÷0.9 A/W per dispositivi operanti a 1310nm e 0.8÷1 A/W per dispositivi operanti a 1550nm.

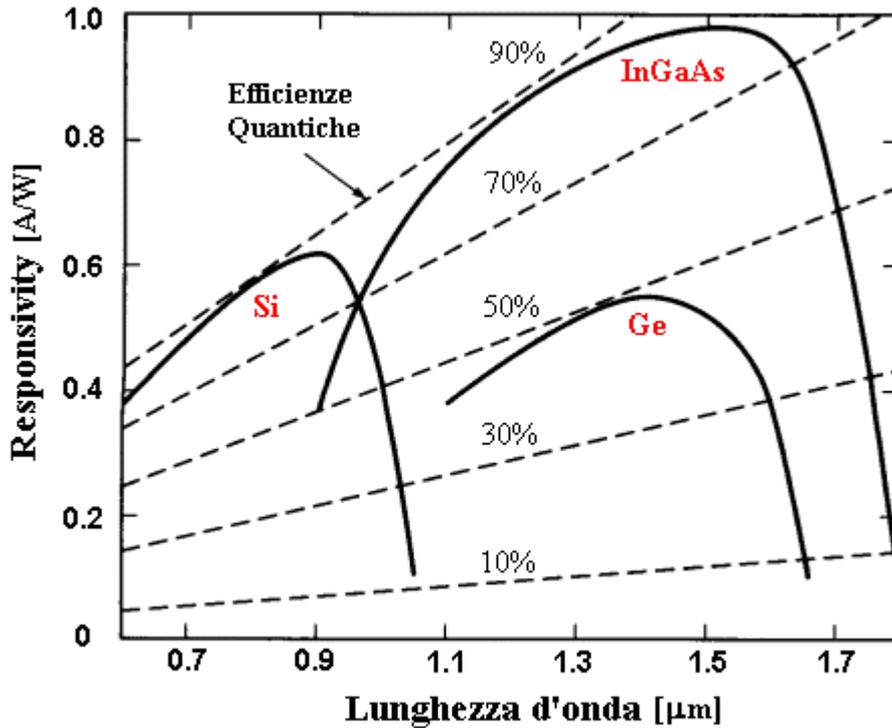


Figura 3.5.2.1 – Dipendenza della responsivity dalla lunghezza d'onda

In Figura 3.5.2.1 è illustrata più chiaramente la dipendenza della responsivity dalla lunghezza d'onda per i più comuni materiali impiegati nella realizzazione di un fotodiiodo PIN.

Si vede in particolare come il Si sia adatto per rivelare segnali aventi una lunghezza d'onda appartenente alla regione attorno agli 850nm (1^a finestra), mentre materiali come Ge e InGaAs siano più indicati per operare a lunghezze d'onda più elevate situate in 2^a e 3^a finestra. L'InGaAs, come si può notare, è quello che si fa preferire in quanto è caratterizzato dai valori più elevati di responsivity.

3.5.3 Tempo di risposta e banda di funzionamento

Il tempo di risposta di un fotorivelatore e di conseguenza la sua banda di funzionamento sono legate principalmente a due fattori: il tempo di transito dei portatori di carica attraverso il dispositivo τ_t e la costante di tempo elettrica $\tau_{el} = R \cdot C$ caratteristica del componente.

Il tempo di transito dei portatori originati nel dispositivo per effetto fotoelettrico non è altro che il tempo che le cariche generate impiegano per raggiungere gli elettrodi. Esso si compone di due contributi principali relativi alla particolare regione del dispositivo in cui avviene la generazione della coppia elettrone-lacuna.

Si parla di *tempo di deriva* (drift) τ_{drift} nel caso essa avvenga nella zona attiva, mentre si parla di *tempo di diffusione* τ_{diff} nel caso le cariche vengano generate in una regione esterna alla zona di svuotamento. Il loro valore è strettamente dipendente dalla larghezza della regione svuotata W ed una loro espressione approssimata è data da: [Ref.10]

$$\tau_{\text{drift}} = \frac{W}{v_{\text{drift}}} \quad (3.6)$$

$$\tau_{\text{diff}} = \frac{W^2}{2 \cdot D_c} \quad (3.7)$$

dove: v_{drift} è la velocità dei portatori di carica originati all'interno della zona attiva e D_c è il coefficiente di diffusione del materiale.

Il tempo di deriva è tipicamente di un ordine di grandezza inferiore a quello di diffusione (frazioni di nsec contro alcuni nsec), il che spiega il motivo per cui si desidera che il processo di fotorivelazione avvenga in questa regione, ed è quello che contribuisce quasi interamente a determinare il tempo di transito dei portatori. Questo perché la struttura del dispositivo è, come detto, realizzata in modo che la fotocorrente rivelata risulti essenzialmente dovuta a portatori originatisi nella regione attiva del dispositivo.

Per ottenere un basso valore di τ_t , come ben visibile dalle espressioni soprariportate, è necessario che W sia piccola e quindi la regione di svuotamento risulti stretta, cosa questa che entra in contrasto con l'esigenza di avere un'elevata efficienza.

La costante di tempo elettrica è ricavabile solo ricorrendo all'analisi ai piccoli segnali del circuito equivalente del fotodiode (vedi Figura 3.5.3.1).

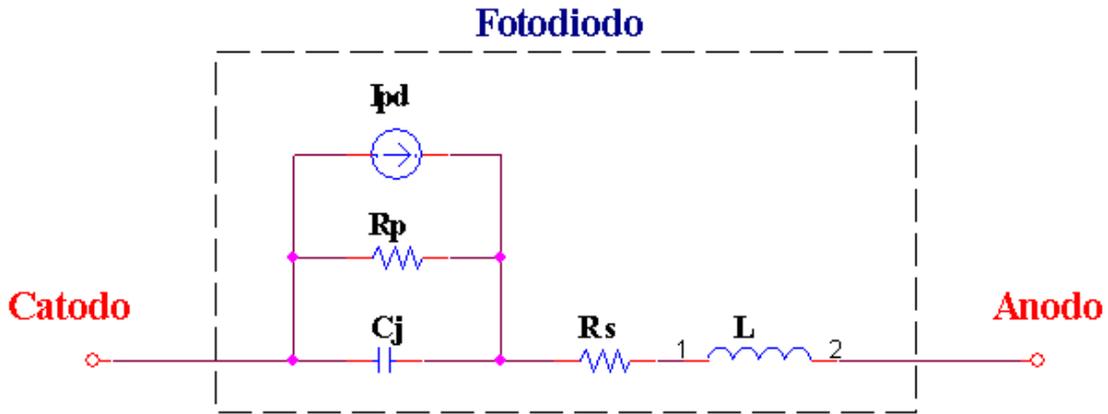


Figura 3.5.3.1 – Schematizzazione del generico circuito equivalente ai piccoli segnali di un fotodiode

Tale circuito comprende oltre alla capacità di giunzione C_j :

$$C_j = \frac{\varepsilon \cdot A}{W} \quad (3.8)$$

con ε permittività del materiale e A area della giunzione, anche una resistenza in parallelo R_p di valore molto elevato (decine di $M\Omega$), una resistenza in serie R_s molto piccola (qualche Ω) e un'induttanza L di pochi nH, che tengono conto della resistività del materiale costituente il fotodiode e dell'impedenza dei contatti.

In questo caso perché $\tau_{el} = R \cdot C$ risulti basso è necessario avere un'area di giunzione piccola, ma molto estesa entrando perciò in contrasto con quanto detto a proposito delle condizioni necessarie per avere un basso τ_t . Ciò ribadisce la necessità di un compromesso nella realizzazione delle dimensioni della regione di svuotamento che operi un'adeguata mediazione fra efficienza nel processo di rivelazione e velocità di risposta del fotodiode.

3.6 Rumorosità di un fotorivelatore

Il processo di rivelazione in un fotodiodo, come visto, avviene a seguito della conversione della potenza ottica incidente sul dispositivo in un segnale elettrico, la corrente rivelata I_{pd} .

Il meccanismo alla base di questo processo, consistente nella generazione delle coppie elettrone-lacuna, è però soggetto ad un limite fisico, indipendente dalla tecnologia costruttiva del dispositivo, legato al fatto che l'energia trasportata dalla radiazione ottica è dovuta ad un flusso di pacchetti di energia discreti, i fotoni, cui è associato un contributo energetico elementare di entità pari a $E=h \cdot f$. Questo di fatto impone una limitazione inferiore alla massima sensibilità ottenibile nel processo di fotorivelazione ed è causa dell'insorgere di un fenomeno rumoroso intrinsecamente legato alla quantizzazione energetica associata alla radiazione incidente, le cui fluttuazioni statistiche possono essere descritte da una variabile aleatoria. Tale rumore viene di norma indicato come *rumore di quantizzazione* o *shot noise* e solitamente è quello che maggiormente contribuisce a definire la prestazione di un fotorivelatore.

Fisicamente lo shot noise può essere rappresentato come una fluttuazione casuale nel tempo di valor medio nullo, che va a sovrapporsi al valore medio della corrente I_{pd} rivelata dal dispositivo. La distribuzione spettrale di tale tipo di rumore è di tipo uniforme, similmente a quella tipica del rumore termico e la sua intensità, normalmente rappresentata dal valore quadratico efficace della corrente ad esso associata, è direttamente proporzionale al livello della corrente I_{pd} :

$$\langle i_{shot}^2(t) \rangle = 2 \cdot e \cdot I_{pd} \cdot B \quad [A^2] \quad (3.9)$$

dove $e = 1,602 \cdot 10^{-19}$ [C] è la carica dell'elettrone e B è la banda di frequenze su cui tale rumore viene calcolato.

Come si può vedere lo shot noise aumenta all'aumentare della I_{pd} e di conseguenza, essendo $I_{pd} = \Re \cdot \langle P_{opt} \rangle$, esso cresce al crescere del valore della potenza ottica media in ingresso al rivelatore $\langle P_{opt} \rangle$.

In aggiunta a tale sorgente di rumore, i rivelatori ottici sono contraddistinti da una rumorosità intrinseca ineliminabile presente anche in assenza di segnale ottico all'ingresso del dispositivo che ne stabilisce il livello minimo di sensibilità.

Data la sua natura questo tipo di rumore viene identificato come *rumore di buio (dark noise)* proprio per sottolinearne la presenza anche in condizioni di assenza di segnale luminoso. Quando il segnale utile presenta un livello inferiore a quello rappresentativo del dark noise, esso risulterà completamente immerso in esso e quindi non più rilevabile.

Il dark noise si manifesta come una corrente inversa I_d , *corrente di buio (dark current)* che fluisce attraverso il fotodiodo quando questo viene polarizzato inversamente. Essa è originata a seguito della generazione termica di portatori di carica liberi, all'interno della regione attiva ed è per questo di entità fortemente dipendente dalla temperatura.[Ref.]

Valori tipici di tale rumore, espresso appunto come corrente, vanno dalle frazioni di nA sino ad arrivare alle centinaia di nA con andamento crescente all'aumentare della tensione inversa di polarizzazione e della temperatura di operatività. Così come fatto per il rumore shot anche per il dark noise è possibile fornire un'espressione matematica come valore quadratico efficace della corrente ad esso associata dato da:

$$\langle i_{dark}^2(t) \rangle = 2 \cdot e \cdot I_d \cdot B \quad [A^2] \quad (3.10)$$

Capitolo IV

Collegamento analogico in fibra ottica

4.1 Caratteristiche di un collegamento ottico analogico e sue applicazioni

L'interesse verso i collegamenti in fibra ottica nasce dalle diverse proprietà che contraddistinguono questo mezzo di trasporto, interessanti in particolare nel caso di trasmissione di segnali a radio frequenza (RF). La fibra ottica infatti, come già visto, presenta caratteristiche quali: attenuazione ridotta relativamente alla distanza del collegamento e indipendente dalla frequenza di trasmissione, elevata banda di segnale trasportabile, buona stabilità di funzionamento in relazione alle variazioni ambientali, immunità alle interferenze elettromagnetiche esterne (ElectroMagnetic Interference), leggerezza, basso costo, facile maneggiabilità, che ne fanno il mezzo adatto per sostituire in una grande varietà di ambienti i collegamenti attualmente realizzati mediante cavo coassiale.

A fronte di questi vantaggi caratteristici della fibra, l'utilizzo di un link ottico presenta però anche una serie di aspetti negativi legati agli apparati necessari alla trasmissione e alla ricezione del segnale luminoso che viaggia su di essa.

L'elevato valore delle perdite dovute alle conversioni del segnale da elettrico ad ottico e viceversa, le limitazioni dinamiche e i contributi di rumore legati alla sorgente ottica ed al processo di rivelazione fanno sì che questi collegamenti siano generalmente contraddistinti da elevate cifre di rumore (anche dell'ordine di diverse decine di dB), bassi guadagni e range dinamici di funzionamento relativamente ridotti.

Le perdite nel processo di conversione unite a quelle dovute alla difficoltà di accoppiamento della fibra ai dispositivi di trasmissione e ricezione del segnale ottico, a quelle di connettori e fusioni presenti lungo il tratto in fibra, danno vita ad un valore di perdita di inserzione indipendente dalla lunghezza del collegamento. Tale valore risulta trascurabile nel caso di distanze medio-lunghe in cui le perdite del cavo coassiale (tipicamente decine di dB/Km per una frequenza di 400MHz) superano abbondantemente quelle dovute alla somma di tale contributo e quello molto modesto associato all'attenuazione della fibra stessa (anche dell'ordine di 0.2 dB/Km), ma può diventare rilevante e spesso determinante nel caso di brevi collegamenti.

Una differenziazione fondamentale nell'ambito dei link ottici, così come in ogni altro tipo di collegamento, è quella esistente fra trasmissione digitale e trasmissione analogica.

Nonostante la quasi totalità dei link ottici siano oggi digitali e quelli analogici costituiscano soltanto una nicchia all'interno di tale settore, esistono comunque una serie di applicazioni in cui la trasmissione analogica su portante ottica può essere efficacemente impiegata. Tra di esse possiamo ricordare: la distribuzione di segnali TV via cavo (CATV), il collegamento delle stazioni radiobase nell'ambito della telefonia cellulare e soprattutto, data la semplicità dell'elettronica richiesta sull'antenna, il trasporto del segnale RF e la realizzazione delle linee di ritardo per la formazione e la guida del fascio nelle applicazioni radar e di carattere radioastronomico.

Il motivo principale del massiccio utilizzo dei collegamenti digitali risiede essenzialmente nella maggiore semplicità del processo di rivelazione che consiste unicamente nel riconoscimento della presenza o assenza di un impulso e non nella ricostruzione dell'intera forma d'onda trasmessa come avviene nel caso analogico; questo viene però reso possibile grazie all'utilizzo di convertitori analogico-digitali, campionatori ed elettronica che, nel caso di frequenze RF come quelle di nostro interesse, possono risultare molto complessi e costosi

soprattutto quando il loro impiego è previsto in situazioni ambientali difficili.

Un collegamento ottico analogico trova per ciò spazio in tutte quelle applicazioni dove costo e semplicità circuitale sono le specifiche fondamentali per usufruire dei vantaggi legati alla trasmissione su fibra ottica.

4.2 Tipologie di modulazione del segnale in un link ottico analogico

Il mondo analogico, per quanto riguarda un collegamento ottico, fa riferimento quasi esclusivamente ad una modulazione di tipo IM-DD (Intensity Modulation – Direct Detection) in quanto è l'intensità della portante ottica ad essere modulata e ad essere poi, dopo aver percorso il tratto in fibra ottica, rivelata direttamente dal fotodiodo.

Più in generale però il parametro della portante ottica che può essere modulato al fine di consentire la trasmissione dell'informazione può essere diverso e così a seconda di quale si considera si parla di: modulazione di ampiezza (Amplitude Modulation), modulazione di fase (Phase Modulation) o modulazione di frequenza (Frequency Modulation).

Per fare ciò, oltre alla rivelazione diretta esiste anche un altro sistema utilizzabile per la ricezione del segnale ottico rappresentato dalla rivelazione coerente. Tale metodo, comunque, non trova largo impiego visto la grande complessità che lo contraddistingue e di conseguenza l'elevato costo: esso infatti necessita di un secondo dispositivo laser, chiamato oscillatore locale, la cui uscita viene sommata a quella proveniente dalla sorgente ottica di riferimento e di un sistema di ricezione composto da 2 rivelatori ottici e di appositi circuiti di recupero atti alla ricostruzione dell'informazione trasmessa a partire

dall'analisi del particolare parametro della portante ottica che è stato soggetto alla modulazione.

Anche noi quindi, date le forti esigenze di risparmio economico, ci occuperemo in questa trattazione di un link di tipo IM-DD.

Le tecniche utilizzate per realizzare la modulazione di intensità sono riconducibili a 2 categorie fondamentali e cioè la modulazione diretta del laser e la modulazione esterna (vedi Figura 4.2.1).

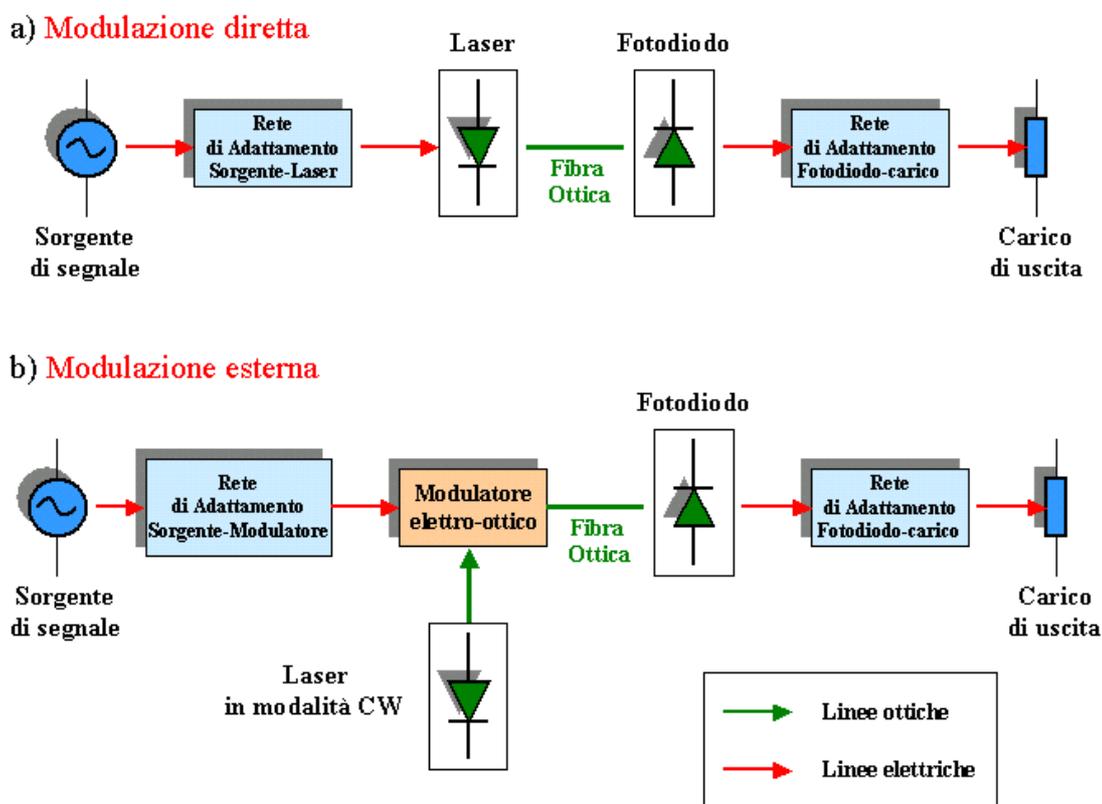


Figura 4.2.1 – Schematizzazione di un collegamento analogico mediante:
a) Modulazione diretta; b) Modulazione esterna

Nella modulazione diretta, il segnale RF di ingresso viene applicato direttamente al trasmettitore ottico, LED o LASER, in modo da variarne la corrente di iniezione e quindi modularne la potenza ottica emessa. Nel caso particolare del LASER, il segnale viene sovrapposto alla corrente costante di polarizzazione che ne definisce il punto di lavoro, valore questo compreso tra la corrente di soglia e la corrente massima applicabile e fissato dal progettista in funzione delle

specifiche di rumore e comportamento dinamico che devono caratterizzare il link.

Nella modulazione esterna invece il LASER opera in modalità CW (Continuous Wave) fornendo una potenza ottica costante (fascio di luce di intensità costante) ad un dispositivo esterno separato, chiamato modulatore, adibito alla modulazione del segnale di ingresso e al suo lancio in fibra.

4.2.1 La modulazione esterna

In un link analogico a modulazione esterna, come visto, i dispositivi responsabili della generazione del segnale ottico e della sua modulazione con il segnale RF di ingresso sono nettamente distinti.

Questo dà una maggiore libertà nella scelta della sorgente ottica in quanto essa, essendo preposta unicamente a fornire una potenza ottica il più possibile costante e di livello adeguato all'ingresso del modulatore, non influirà più direttamente su alcuni aspetti critici del collegamento quali il comportamento dinamico e la dipendenza dalla frequenza che andranno unicamente a dipendere dalla qualità del modulatore. Una scelta appropriata del laser inoltre, in termini di potenza ottica emessa, vedremo come contribuisce a migliorare le prestazioni dell'intero collegamento in termini di guadagno e cifra di rumore.

In generale i modulatori sono dispositivi in grado di variare nel tempo, in modo controllato e veloce, un parametro del segnale elettromagnetico che si propaga nel dispositivo stesso. Quelli più utilizzati nei sistemi non coerenti si basano sulla proprietà di alcuni materiali, detti elettro-ottici, di poter variare l'indice di rifrazione (n) del materiale di cui sono costituiti, a seguito dell'applicazione di un campo elettrico esterno, provocando una variazione di fase nella radiazione elettromagnetica che vi si sta propagando.

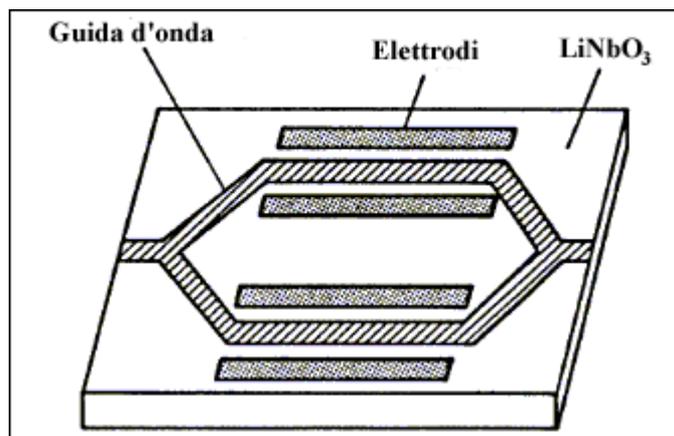


Figura 4.2.1.1 – Schema di principio di un Modulatore Mach-Zehnder

Attualmente i modulatori esterni più comunemente impiegati nei collegamenti RF sono i modulatori Mach-Zehnder interferometrici (*MZI modulator*) (vedi Figura 4.2.1.1 e Figura 4.2.1.2) [Ref.9].

Essi sono costituiti da una guida ottica realizzata sulla parte superiore del dispositivo, tipicamente in LiNbO_3 (Niobato di Litio), che lo percorre lungo tutta la sua lunghezza. Tale guida, nel tratto centrale, si biforca in modo da formare 2 linee trasmissive separate, sopra le quali viene depositato un doppio elettrodo in microstriscia, per poi ricongiungersi nel tratto conclusivo.

Un campo elettrico esterno applicato a tali elettrodi, grazie alle proprietà elettriche del materiale con cui sono realizzate le guide ottiche, produrrà un cambiamento nella fase del segnale ottico presente in una guida rispetto all'altra, originando una ricombinazione interferometrica sulla radiazione guidata nelle 2 linee. Il livello di potenza ottica in uscita dal dispositivo viene così modulato in intensità dalla tensione del segnale RF di ingresso applicato agli elettrodi.



Figura 4.2.1.2 – Foto di un tipico modulatore esterno MZI

La scelta del materiale con cui viene realizzato il modulatore MZI influisce pesantemente su molte caratteristiche del componente quali:

- perdite di assorbimento delle guide ottiche nel materiale
- perdite di accoppiamento fra guide ottiche e tratti di fibra utilizzati come pigtail
- intensità dell'effetto elettro-ottico del materiale alla base del funzionamento del dispositivo
- stabilità di funzionamento
- costo del processo di fabbricazione

Le basse perdite ottiche e le buone proprietà elettro-ottiche di un composto inorganico quale il niobato di litio ne hanno fatto il materiale più utilizzato per la realizzazione di questi tipi di modulatori che vengono anche realizzati in materiali semiconduttori quali GaAs e InP. Recentemente, comunque, sono divenuti disponibili anche modulatori MZI in materiali polimerici caratterizzati da proprietà elettro-ottiche superiori. I modulatori in materiale semiconduttore sono preferiti rispetto a quelli realizzati in materiali inorganici e polimerici in quanto più economici, visti gli elevati costi tipici di tali componenti, e data la possibilità di realizzare una loro integrazione unitamente alla sorgente ottica; sono però inferiori nelle prestazioni in quanto presentano tensori elettro-ottici più deboli.

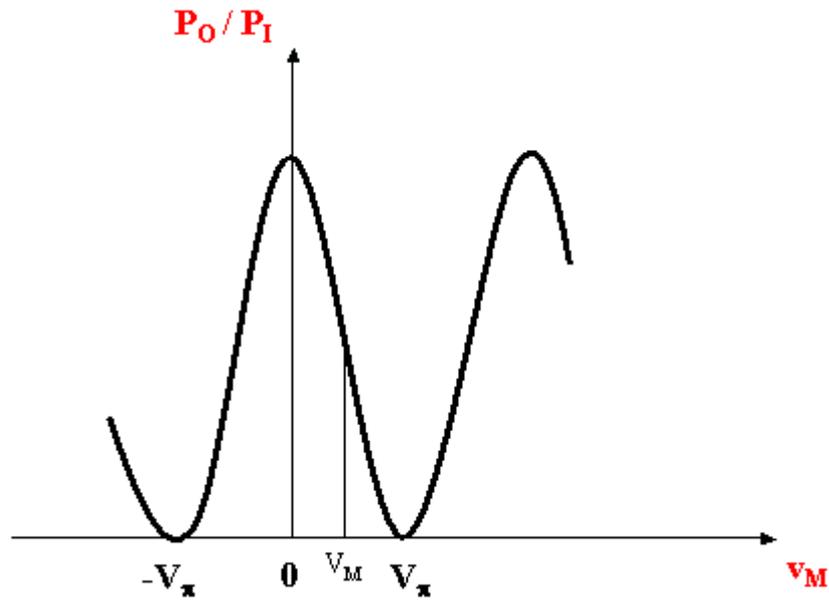


Figura 4.2.1.3 – Funzione di trasferimento di un modulatore MZI

La funzione di trasferimento di un modulatore MZI [Ref.11], il cui andamento è riportato in Figura 4.2.1.3, lega la potenza ottica emessa P_O alla tensione applicata agli elettrodi v_M , in funzione della potenza ottica in ingresso P_I fornita dalla sorgente laser:

$$P_O = \frac{t_{ff} \cdot P_I}{2} \cdot \left[1 + \cos\left(\frac{\pi \cdot v_M}{V_\pi}\right) \right] \quad (4.1)$$

dove si è indicato con t_{ff} la perdita della guida in fibra quando l'interferometro è polarizzato in modo da consentire la massima trasmissione e con V_π la tensione agli elettrodi richiesta per ottenere uno sfasamento relativo di π tra i segnali transitanti nelle 2 guide ottiche.

Quest'ultimo parametro, che rappresenta quindi il valore di tensione necessario per passare da un'interferenza di tipo costruttivo (massima trasmissione di segnale) ad una di tipo distruttivo (minima trasmissione di segnale), è un indice delle prestazioni del modulatore

in quanto più è basso e migliore, come vedremo, sarà l'efficienza del processo di conversione elettro-ottico del dispositivo.

L'applicazione del segnale modulante v_m tipicamente avviene in prossimità di un punto di lavoro corrispondente a $V_M = n \cdot \frac{V_\pi}{2}$ (polarizzazione nel punto in quadratura della caratteristica) con $n=1,2,3,\dots$ in cui, come visibile dalla Figura 4.2.1.3, la curva presenta le migliori caratteristiche di linearità. In particolare, se si sceglie come punto di polarizzazione quello corrispondente a $n=1$ ($V_M = \frac{V_\pi}{2}$), la modulazione del dispositivo si ottiene a seguito dell'applicazione ai suoi elettrodi di una tensione:

$$v_M = V_M + v_m = \frac{V_\pi}{2} + v_m$$

che, nell'intorno del punto di lavoro ($v_m \ll V_M$), dà luogo ad una funzione di trasferimento incrementale data da:

$$p_o = \frac{t_{ff} \cdot P_I}{2} \cdot \left(-\frac{\pi \cdot v_m}{V_\pi} \right)$$

Da questa espressione è poi possibile ricavare il modulo dell'efficienza del processo di conversione elettro-ottico del modulatore, in prossimità del punto di lavoro, come:

$$\eta_{MOD} = \left| \frac{dp_o}{dv_m} \right| = \frac{t_{ff} \cdot P_I \cdot \pi}{2 \cdot V_\pi} \tag{4.2}$$

dalla quale si vede che per aumentarne il valore, oltre ad una diminuzione delle perdite (aumento di t_{ff}) o all'abbassamento del valore di V_π caratteristici del dispositivo, quello che si può fare è

semplicemente aumentare il livello di potenza ottica P_I emessa dal laser che, ricordiamo, opera in modalità CW.

4.2.2 La modulazione diretta

Come già anticipato precedentemente, la modulazione diretta di una sorgente ottica, sia essa un LED oppure un LASER, presuppone l'applicazione del segnale modulante direttamente in ingresso al dispositivo mediante la sovrapposizione dello stesso alla corrente di polarizzazione necessaria al dispositivo per fissarne il punto di lavoro desiderato.

In Figura 4.2.2.1 è possibile vedere l'effetto di questo tipo di modulazione a partire dalla tipica caratteristica P-I di un laser.

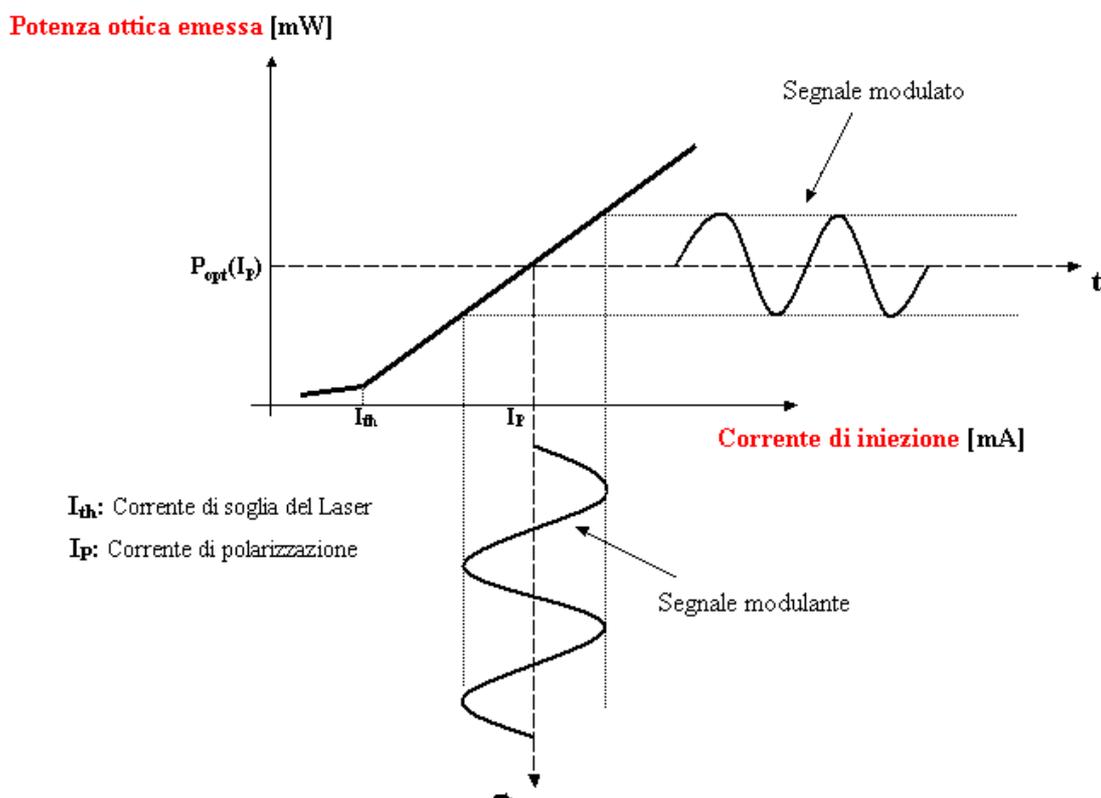


Figura 4.2.2.1 – Modulazione diretta del laser

Dalla figura è possibile constatare come il punto di lavoro del laser, nell'intorno del quale avviene la modulazione, viene fissato fornendo in ingresso al dispositivo un livello di corrente costante I_P sufficientemente al di sopra della soglia da consentire di operare nella regione lineare della caratteristica e al quale corrisponde un livello di potenza ottica emessa dato da:

$$P_{opt}(I_P) = \eta(I_P) \cdot (I_P - I_{th}) \quad (4.3)$$

dove $\eta(I_P)$ rappresenta l'efficienza di conversione elettro-ottica del laser. Il valore di tale parametro, idealmente costante su tutta la regione lineare di funzionamento, in realtà è stato indicato dipendente dalla corrente di polarizzazione in quanto lo spostamento del punto di lavoro lungo la caratteristica è sempre causa di lievi variazioni dovute alle ineliminabili non-linearità intrinseche tipiche di tali dispositivi.

Nel caso di modulazione della sorgente ottica a seguito dell'applicazione di un segnale d'ingresso sinusoidale, esprimibile quindi come $i_m = i_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi)$, la potenza ottica complessiva emessa dal laser risulterà pari a:

$$\begin{aligned} P(t) &= P_{opt}(I_P) + p_{opt}(t) = \eta(I_P) \cdot (I_P - I_{th}) + \eta(I_P) \cdot i_m(t) = \eta(I_P) \cdot [I_P - I_{th} + i_m(t)] = \\ &= \eta(I_P) \cdot (I_P - I_{th}) \cdot \left[1 + \frac{i_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi)}{I_P - I_{th}} \right] = \eta(I_P) \cdot (I_P - I_{th}) \cdot [1 + m \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi)] \end{aligned}$$

con:

$$m: \text{indice di modulazione} = \frac{i_{max}}{I_P - I_{th}} \quad (4.4)$$

o analogamente, considerando che $p_{opt}(t) = i_m \cdot \eta(I_P) = p_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi)$:

$$\begin{aligned} P(t) &= P_{opt}(I_P) + p_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi) = P_{opt}(I_P) \cdot \left[1 + \frac{p_{max}}{P_{opt}(I_P)} \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi) \right] = \\ &= P_{opt}(I_P) \cdot [1 + OMI \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi)] \end{aligned} \quad (4.5)$$

dove:

$$\begin{aligned} p_{max} &= i_{max} \cdot \eta(I_P) \\ OMI \text{ (Optical Modulation Index):} &= \frac{p_{max}}{P_{opt}(I_P)} \end{aligned} \quad (4.6)$$

è l'indice di modulazione ottico convenzionalmente utilizzato in questo tipo di collegamenti.

Tale indice, normalmente espresso in percentuale, incide sul comportamento dinamico del collegamento portando ad un suo miglioramento al diminuire di tale parametro oltre che influire sul valore del rapporto segnale-rumore ottenibile in uscita che, risultando proporzionale a m^2 , crescerà in corrispondenza di un incremento di m .

4.3 Figure di merito caratterizzanti un collegamento analogico in fibra ottica e confronto fra i due diversi tipi di modulazione

In questo paragrafo verranno introdotte le principali figure di merito normalmente considerate ai fini della caratterizzazione di un collegamento analogico in fibra ottica, riportando per ognuna di esse le considerazioni più significative riguardo la loro determinazione in funzione dei due tipi di modulazione della sorgente ottica (modulazione esterna e modulazione diretta) illustrate nelle pagine precedenti.

4.3.1 Guadagno disponibile

Il guadagno disponibile (Available Gain) G_a di un dispositivo a due porte è definito come il rapporto, ad una specifica frequenza, fra la potenza disponibile in uscita al dispositivo P_{aO} e la potenza disponibile dalla sorgente P_{aS} :

$$G_a = \frac{P_{aO}}{P_{aS}} \quad (4.7)$$

Per una sorgente con uscita $|b_S|^2$ e coefficiente di riflessione Γ_S si ha che:

$$P_{aS} = \frac{|b_S|^2}{1 - |\Gamma_S|^2}$$

$$P_{aO} = \frac{|b_S|^2 \cdot |S_{21}|^2}{|1 - \Gamma_S \cdot S_{11}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_2|^2)}$$

dove:

S_{ij} per $i, j = 1, 2$ sono i parametri S del dispositivo

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_S}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_S}$$

Questo fa sì che l'espressione di G_a risulti:

$$G_a = |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \cdot S_{11}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_2|^2)} \quad (4.8)$$

Come si vede G_a è una funzione dei parametri di rete del dispositivo (parametri S) e del coefficiente di riflessione Γ_S della sorgente, ma non dipende dal coefficiente di riflessione Γ_C del carico.

Usualmente il guadagno disponibile viene espresso in dB e per farlo si utilizza la nota espressione:

$$G_a [dB] = 10 \cdot \log_{10} G_a = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{aO}}{P_{aS}} \right) \quad (4.9)$$

Nel caso di un collegamento ottico analogico, a prescindere dal tipo di modulazione considerata, l'espressione del guadagno, ipotizzando un adattamento ideale e senza perdite del dispositivo di modulazione (laser o modulatore esterno) alla porta di ingresso e del fotorivelatore alla porta di uscita, assume la forma:

$$G_a = \left(\frac{\eta_D \cdot \mathfrak{R}}{A_{opt}} \right)^2 \cdot \frac{R_{carico}}{R_{DM}} \quad (4.10)$$

dove:

η_D : efficienza del dispositivo di modulazione impiegato

\mathfrak{R} : responsivity del fotodiode

A_{opt} : attenuazione della tratta ottica

R_{DM} : resistenza equivalente in ingresso al dispositivo di modulazione

R_{carico} : resistenza del carico in uscita

A partire da questa espressione di carattere generale è poi possibile risalire al guadagno del collegamento nei casi di modulazione diretta od esterna della sorgente ottica semplicemente considerando che, nel primo caso, $R_{DM}=R_L$ e $\eta_D=\eta_L$ indicano rispettivamente la resistenza equivalente e l'efficienza di conversione della sorgente ottica, mentre

nel caso della modulazione esterna $R_{DM}=R_{ELET}$ e $\eta_D=\eta_M$ rappresentano la resistenza equivalente di ingresso e l'efficienza di conversione del modulatore.

Come conseguenza, per le due modulazioni, si arriva ad un'espressione del guadagno esprimibile come:

$$G_{MOD. DIRETTA} = \left(\frac{\eta_L \cdot \mathfrak{R}}{A_{opt}} \right)^2 \cdot \frac{R_{carico}}{R_L} \qquad G_{MOD. ESTERNA} = \left(\frac{\eta_M \cdot \mathfrak{R}}{A_{opt}} \right)^2 \cdot \frac{R_{carico}}{R_{ELET}}$$

Da quanto visto in precedenza mentre l'efficienza del laser risulta indipendente dal livello di potenza emessa (ad eccezione delle piccole variazioni legate alla non perfetta linearità della caratteristica I-P del laser) e presenta un valore massimo dovuto al processo di conversione elettro-ottico caratteristico del dispositivo, l'efficienza η_M del modulatore, se si considera il caso di un modulatore MZI polarizzato in corrispondenza del punto in quadratura della sua caratteristica, presenta un'espressione data dalla relazione (4.2):

$$\eta_M = \frac{t_{ff} \cdot P_I \cdot \pi}{2 \cdot V_\pi}$$

e cioè proporzionale alla potenza ottica emessa dal laser e senza limitazioni superiori al suo valore se non quello imposto dalla massima densità di potenza ottica sopportabile dalle guide d'onda costituenti il modulatore.

Tutto questo si traduce perciò in un livello di guadagno ottenibile che, nel caso di modulazione diretta, risulta indipendente dalla potenza ottica emessa dal laser e solitamente di valore molto basso (tipicamente compreso in un range di -10÷-30dB in funzione dei valori di efficienza, responsivity e attenuazione ottica considerati) mentre, nel caso di modulazione esterna esso, risultando proporzionale al quadrato della potenza ottica in ingresso al modulatore, può assumere

valori addirittura positivi (anche 10÷20dB) se si considera l'utilizzo di un laser di potenza (potenza ottica erogabile dalle decine alle centinaia di mW).

Un andamento qualitativo del guadagno complessivo del collegamento al variare della potenza ottica emessa dal laser per le due modulazioni considerate è riportato in Figura 4.3.1.1 in cui le curve rappresentate sono state ottenute a seguito di valutazioni sperimentali.

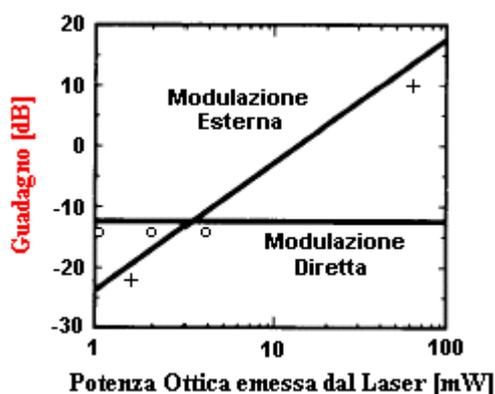


Figura 4.3.1.1 – Guadagno al variare della potenza ottica emessa dal laser nel caso di modulazione diretta o modulazione esterna della sorgente ottica

Un'analisi qualitativa degli andamenti mette in evidenza come per bassi livelli di potenze ottiche trasmesse (pochi mW) il guadagno relativo alla modulazione esterna risulti minore rispetto a quello costante ottenibile con una modulazione diretta del laser per poi crescere progressivamente sino ad arrivare a valori positivi (>0dB) a partire da livelli di potenze trasmesse superiori alla decina di mW.

4.3.2 Cifra di rumore

La cifra di rumore di un dispositivo a 2-porte è definita come:

$$NF = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}} = \frac{1}{\frac{S_{out}}{S_{in}}} \cdot \frac{N_{out}}{N_{in}} = \frac{1}{G_a} \cdot \frac{N_{out}}{N_{in}} \quad (4.11)$$

dove S_{in} e N_{in} indicano rispettivamente i livelli di potenza di segnale e rumore in ingresso al dispositivo, S_{out} e N_{out} i livelli di potenza di segnale e rumore relativi alla sua uscita e G_a il guadagno disponibile ad esso associato.

Essa rappresenta pertanto la degradazione che subisce il rapporto segnale-rumore a seguito del passaggio del segnale attraverso il dispositivo e costituisce l'indice principale di rumorosità ad esso associato.

Per quanto riguarda un collegamento ottico analogico i contributi di rumore preponderanti nella determinazione della cifra di rumore complessiva sono dovuti essenzialmente al rumore originato dalla sorgente ottica (esprimibile attraverso il RIN) e a quello legato al processo di rivelazione caratteristico del fotodiodo (shot noise).

A seguito di tali contributi e facendo riferimento sempre ad un collegamento in cui l'adattamento in ingresso ed uscita sia realizzato in maniera ideale ed in assenza di perdite, l'espressione della cifra di rumore dell'intero collegamento ottico, valida indipendentemente dal tipo di modulazione utilizzata, assume la forma [Ref.12]:

$$NF[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left[2 + \frac{1}{G_a} + \frac{(i_{RIN}^2 + i_{shot}^2) \cdot R_D}{4 \cdot k \cdot T \cdot G_a} \right] \quad (4.12)$$

in cui si è indicato con: G_a guadagno disponibile del collegamento, R_D impedenza di uscita del fotodiodo (supposta per semplicità reale), k costante di Boltzmann, T temperatura ambiente e dove:

$$i_{RIN}^2 = I_D^2 \cdot RIN \cdot B$$

$$i_{shot}^2 = 2 \cdot q \cdot I_D \cdot B$$

rappresentano i valori quadratici delle correnti equivalenti di rumore associate, rispettivamente, al RIN del laser e al processo di rivelazione ottico-elettrico, la cui descrizione è già stata affrontata nei Capitoli 2 e 3.

A partire dall'espressione (4.12) e riferendosi a quanto illustrato nel paragrafo precedente a proposito del guadagno disponibile, si cercherà di valutare il comportamento della cifra di rumore in relazione al tipo di modulazione considerata.

Nel caso della modulazione diretta, se si suppone trascurabile il contributo dato dal RIN, la cifra di rumore aumenta all'aumentare della potenza ottica trasmessa. Questo si verifica in quanto, come visto, il guadagno risulta indipendente da essa mentre il rumore shot cresce in maniera proporzionale alla potenza emessa dal laser essendo:

$$I_D = P_{opt,ricevuta} \cdot \mathfrak{R} = \frac{P_{opt,trasmissa}}{A_{opt}} \cdot \mathfrak{R} \quad (4.13)$$

con \mathfrak{R} responsivity del fotodiodo.

Tale incremento della cifra di rumore è ancora più consistente se ad essere limitante per il collegamento è invece il rumore dovuto al RIN del laser che, risultando dipendente dal quadrato della I_D , crescerà di conseguenza proporzionalmente al quadrato della potenza ottica trasmessa.

Nel caso della modulazione esterna, al contrario, la cifra di rumore diminuisce all'aumentare della potenza ottica trasmessa in quanto, pur

aumentando linearmente il contributo di rumore legato allo shot noise, il guadagno, come visto precedentemente, cresce in modo quadratico con la potenza emessa dal laser.

Da notare come per la modulazione esterna si sia considerata una limitazione per effetto solamente dello shot noise in quanto la possibilità offerta da questa modulazione di prevedere l'utilizzo in modalità CW del laser, permette una scelta della sorgente ottica in funzione unicamente del livello di potenza emessa desiderata e di un livello di RIN trascurabile ($< -165\text{dB/Hz}$) prescindendo quindi da specifiche relative alla caratteristica del laser molto importanti invece in una modulazione di tipo diretta.

Come fatto per il guadagno, anche per la cifra di rumore si riportano in Figura 4.3.2.1 gli andamenti qualitativi di tale parametro relativamente ai due tipi di modulazione considerati.

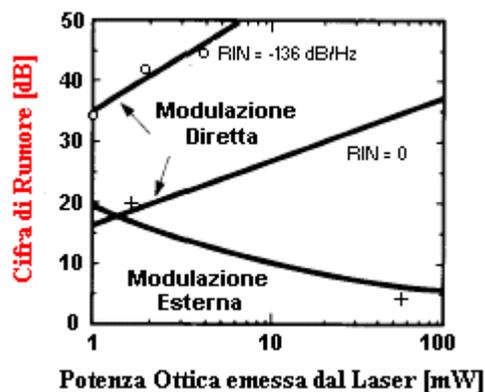


Figura 4.3.2.1 – Cifra di rumore al variare della potenza ottica emessa dal laser nel caso di modulazione diretta o modulazione esterna della sorgente ottica

La figura mette in luce l'andamento crescente della cifra di rumore all'aumentare della potenza ottica emessa dal laser tipica della modulazione diretta e, soprattutto, mostra come i valori ottenibili, quantificabili in diverse decine di dB, siano fortemente dipendenti dal valore di RIN considerato.

Nel caso della modulazione esterna invece, l'aumento della potenza ottica emessa dalla sorgente ottica provoca, come visto, un

abbassamento della cifra di rumore sino ad arrivare, nel caso di potenze dell'ordine dei 100mW, in prossimità del limite teorico inferiore, pari a 3dB ($10 \cdot \log_{10} 2$), ottenibile dall'espressione (4.12) considerando $G \rightarrow \infty$.

4.3.3 Linearità e Dinamica di ampiezza

La linearità è da ritenere solo un'approssimazione che può normalmente considerarsi valida unicamente in una regione di funzionamento dei dispositivi. Se, per esempio, la potenza in ingresso sale oltre una certa soglia, si verifica la cosiddetta 'compressione del guadagno', cioè il suo guadagno comincia a calare, fino ad annullarsi. Si dice che il dispositivo 'satura'. Il livello di potenza in uscita resta costante, anche se si continua ad incrementare quello in ingresso.

Il parametro normalmente usato per indicare il punto in cui il circuito entra in compressione è la $P_{\text{Out},1\text{dB}}$. Essa indica il livello di potenza in uscita in corrispondenza del quale il guadagno è calato di 1dB rispetto al suo valore nominale, proprio a causa della compressione.

La regione di funzionamento lineare, cioè la zona compresa fra il livello del minimo segnale rilevabile in uscita del dispositivo (*M.D.S.*, Minimum Detectable Signal, per convenzione posto normalmente 3dB sopra al rumore di fondo) e la $P_{\text{Out},1\text{dB}}$ è detta *Dinamica di Ampiezza* del dispositivo stesso.

Purtroppo questi fenomeni non sono gli unici effetti delle non linearità. Il secondo che verrà esaminato infatti è quello delle armoniche superiori e dell'intermodulazione.

Se si immagina di avere all'ingresso di un generico 2-porte, per esempio, un solo tono sinusoidale a frequenza f_0 , in uscita, oltre al tono stesso e ad una componente continua, si presenteranno dei nuovi toni a tutte le frequenze:

$$f_m = m \cdot f_0 \quad \text{con } m=1,2,3,4,\dots$$

Questi segnali, generatisi all'interno del dispositivo, vengono detti *armoniche superiori* e, pur essendo caratterizzati da un livello di potenza inferiore a quello del tono fondamentale, molto spesso non possono essere considerati trascurabili.

Aumentando il numero dei toni in ingresso, aumenta notevolmente la complessità del sistema. Se consideriamo infatti di applicare due toni sinusoidali all'ingresso del dispositivo, l'intermodulazione genererà in uscita un tono per ogni frequenza:

$$f_{m,n} = m \cdot f_1 + n \cdot f_2 \quad \text{con: } m,n=\dots,-3,-2,-1,0,1,2,3,\dots ; f_{m,n} \geq 0$$

Tali frequenze, così come i toni cui si riferiscono, vengono dette *armoniche* o *prodotti di intermodulazione* dei toni eccitanti, di cui il valore $k = |m| + |n|$ ne identifica l'*ordine*.

I prodotti di intermodulazione, così come le armoniche superiori, sono caratterizzati da una diminuzione sensibile del livello di potenza all'aumentare dell'ordine che li contraddistingue tanto è vero che raramente vengono presi in considerazione i prodotti di intermodulazione superiori al 3° ordine.

In Figura 4.3.3.1 è riportata la dislocazione dei prodotti di intermodulazione più significativi originati in uscita al dispositivo in esame a seguito dell'applicazione al suo ingresso di due toni fondamentali di frequenza f_1 e f_2 .

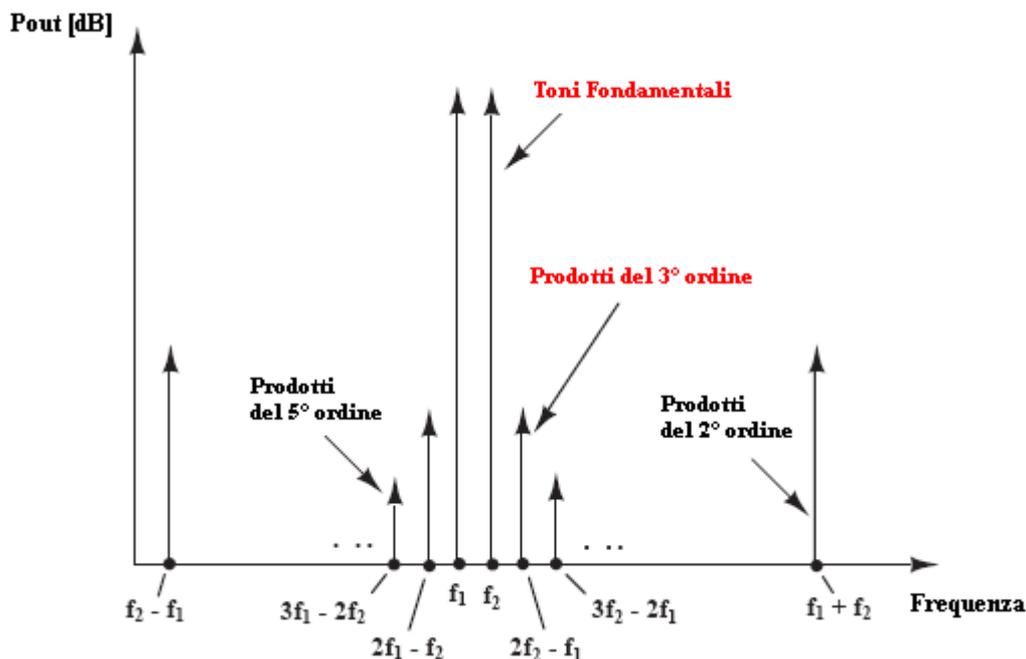


Figura 4.3.3.1 – Prodotti di intermodulazione nel caso di applicazione di 2 toni fondamentali in ingresso

Da essa si può notare come, nonostante i prodotti del 2° ordine siano quelli caratterizzati dal livello di potenza più elevata, il fatto di essere sufficientemente lontani in frequenza dai toni fondamentali ne rende più agevole l'eliminazione mediante un filtraggio non particolarmente selettivo. Diverso invece è il caso dei due prodotti del 3° ordine in corrispondenza delle frequenze $2f_1-f_2$ e $2f_2-f_1$ che, pur presentando un livello di potenza inferiore rispetto a quelli del 2° ordine, trovandosi a ridosso dei toni fondamentali (per questo chiamati toni *near carrier*), risultano tipicamente quelli più significativi ai fini dell'analisi del comportamento dei dispositivi in quanto difficilmente eliminabili mediante l'utilizzo di filtri.

In questo senso per caratterizzare il comportamento di un dispositivo sotto l'aspetto della generazione dei prodotti di intermodulazione, si usa un parametro detto *Punto di Intercetta* (IP, Intercept Point) il cui significato può essere valutato esaminando la caratteristiche $P_{in}-P_{out}$ riportate in Figura 4.3.3.2.

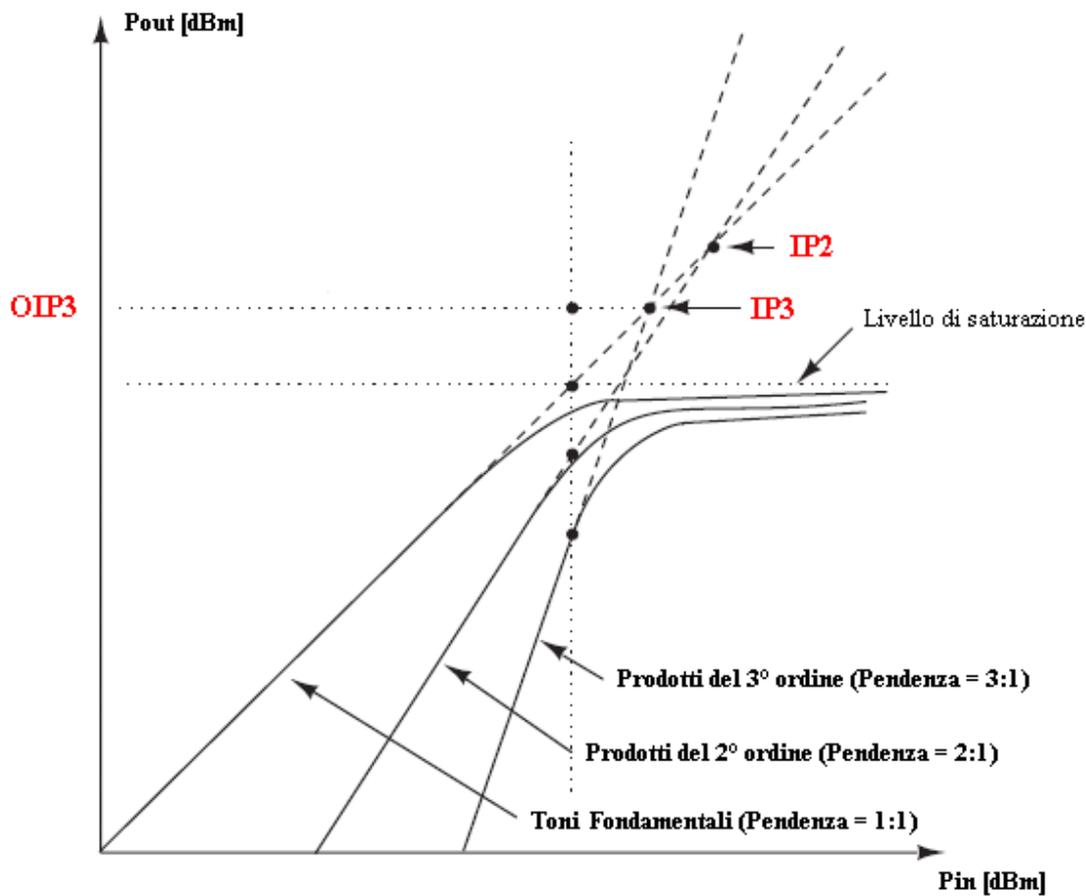


Figura 4.3.3.2 – Punti di intercetta del 2° e 3° ordine

Come si può vedere dalla Figura 4.3.3.2, mentre per i toni fondamentali tale caratteristica è una retta di pendenza unitaria, per i prodotti di intermodulazione (e anche per le armoniche superiori), le caratteristiche sono delle rette con pendenza data dall'ordine del prodotto cui si riferiscono e risultano spostate, rispetto alla fondamentale, verso potenze di ingresso più elevate.

Data la maggiore pendenza delle caratteristiche relative ai prodotti di intermodulazione, ciascuna di queste intersecherà quella associata all'armonica fondamentale in un punto diverso I_{pn} , chiamato *Punto di Intercetta di ordine n*, proprio ad indicarne il prodotto di intermodulazione che lo determina.

Le sue coordinate, fornite in termini di potenza, sono chiamate IP_n di ingresso ($IP_{n_{in}}$ o IIP_n) e IP_n di uscita ($IP_{n_{out}}$ o OIP_n) a seconda dell'asse del grafico cui si riferiscono.

Per quanto detto in precedenza a proposito dei prodotti di intermodulazione più significativi si capisce come i parametri normalmente riportati siano l'IP3 e, a volte, l'IP2, essendo i punti di intercetta associati rispettivamente ai prodotti del 3° e 2° ordine.

Tale parametro, pur non rappresentando un reale punto di funzionamento del dispositivo (ai livelli di potenza che lo identificano il dispositivo è già entrato in saturazione), è molto significativo perché in ogni caso ne caratterizza il grado di linearità. Infatti, più i punti di intercetta sono spostati verso valori di potenza più elevati e maggiore risulterà la potenza che si può iniettare nel circuito senza che essa venga assorbita dalle armoniche superiori, a scapito della fondamentale.

Per tenere conto di questo aspetto, è stata introdotta la *Dinamica di Ampiezza Libera da Spurie* (*S.F.D.R. – Spurious Free Dynamic Range*) che viene definita come la differenza fra la potenza del tono fondamentale e quella dei prodotti di intermodulazione del 3° ordine, quando quest'ultima coincide con il minimo livello rilevabile in uscita (MDS). L'espressione matematica che lega la SFDR, valutata relativamente all'uscita del dispositivo, alla $IP3_{Out}$ è data da:

$$SFDR_{Out} = \frac{2}{3} \cdot 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{IP3_{Out}}{MDS_{Out}} \right) \quad \left[\frac{dB}{Hz^{\frac{2}{3}}} \right] \quad (4.14)$$

In riferimento ai tipi di modulazione considerati i parametri appena illustrati presentano una forte differenziazione analitica legata al fatto che, mentre per la modulazione esterna è possibile risalire ad un'espressione matematica semplificata della SFDR (e quindi anche della IP3) in funzione dai parametri del collegamento, per un link a modulazione diretta questo risulta molto difficile in quanto le non linearità, all'origine dei fenomeni trattati sono strettamente legate alla tecnologia realizzativa del laser, dipendendo, quindi, da parametri

intrinseci complessi la cui trattazione esula dagli obiettivi di questo lavoro.

Nel caso della modulazione esterna (modulazione di ampiezza) infatti, essendo il modulatore caratterizzato da una caratteristica di conversione periodica, e considerando un collegamento ottico a rivelazione diretta del segnale (link IM-DD) è possibile, tramite un'analisi ai piccoli segnali nell'intorno del punto di lavoro [Ref.13], pervenire ad un'espressione della SFDR data da:

$$SFDR = \left[\frac{8 \cdot SNR_0}{3 \cdot |b_3|} \right]^{2/3} \quad (4.15)$$

in cui SNR_0 rappresenta il rapporto segnale-rumore complessivo del collegamento calcolato in corrispondenza del massimo indice di modulazione ($m=1$) e $|b_3| = \frac{1}{6}$ è il coefficiente rappresentativo delle non linearità del 3° ordine.

Lo stesso procedimento non può essere applicato nel caso di modulazione diretta dove le non linearità, come detto, sono legate strettamente a fenomeni originati all'interno del dispositivo ottico stesso (laser) e la cui analisi andrebbe ad interessare direttamente le complesse equazioni poste alla base del processo di emissione elettro-ottico (rate equations) con ovvie ripercussioni sulla complessità che un tale calcolo comporterebbe. Inoltre, anche ammesso che si riuscisse a pervenire ad una relazione in funzione dei numerosi parametri definenti tali equazioni, essa risulterebbe comunque inutilizzabile in quanto i valori di tali parametri, essendo strettamente connessi alle caratteristiche tecnologiche dei dispositivi, non vengono mai riportati. Quello che è stato possibile fare, per ottenere un'indicazione sul comportamento del collegamento in termini di dinamica di ampiezza, è cercare di risalire ai valori di IP3 dei dispositivi optoelettronici

impiegati a partire dai parametri normalmente riportati nei data sheets di tali dispositivi.

Purtroppo in ambito analogico questi parametri non prevedono quasi mai la presenza del valore di IP_3 , ma sono forniti relativamente alla particolare applicazione cui sono destinati e che generalmente riguarda il mondo della trasmissione del segnale TV via cavo (CATV).

Nei dispositivi ottici impiegati in questi sistemi, essendo elevato il numero di portanti oggetto della modulazione, i parametri cui si fa riferimento per una sua caratterizzazione dinamica sono il *CSO* (*Composite Second Order*) e il *CTB* (*Composite Triple Beat*) che rappresentano rispettivamente il contributo di disturbo (espresso in dB sotto al livello della portante) dovuto alle armoniche del 2° e 3° ordine quando in ingresso sono presenti un numero N di portanti opportunamente spaziate in frequenza (all'interno di una banda prefissata).

Da questi è possibile poi risalire ai valori di IP_{2Out} e IP_{3Out} cercati (in dBm) considerando che [Ref.14]:

$$CSO[dB] = (IP_{2Out} - P_S)dB + 10 \cdot \log_{10}(n^\circ \text{ prodotti di distorsione del } 2^\circ \text{ ordine})$$

$$CTB[dB] = -2 \cdot (IP_{3Out} - P_S)dB + 6dB + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{3 \cdot N^2}{8}\right)dB \quad \text{centro banda}$$

$$CTB[dB] = -2 \cdot (IP_{3Out} - P_S)dB + 6dB + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{3 \cdot N^2}{8}\right)dB \quad \text{estremi della banda}$$

con P_S livello di potenza in uscita di una portante (in dBm).

4.3.4 Considerazioni sulla scelta del tipo di modulazione da utilizzare in un collegamento ottico analogico

La scelta del tipo di modulazione da utilizzare nel collegamento ottico analogico di interesse, comporta un'analisi non solo delle prestazioni

ottenibili relativamente alle figure di merito considerate, ma anche delle considerazioni economiche ad esse connesse.

Per quanto visto finora la modulazione esterna sembrerebbe quella certamente più interessante, essendo caratterizzata dalla possibilità di raggiungere valori molto elevati di guadagno e conseguentemente basse cifre di rumore, se paragonati con i valori tipici di un collegamento a modulazione diretta.

Tali prestazioni sono da mettere in relazione però al costo necessario per raggiungerle che, nel caso della modulazione esterna, sono sicuramente non trascurabili. Ciò è legato sia al costo rilevante del modulatore, sia al costo della sorgente ottica impiegata solitamente in questo tipo di modulazione che, nonostante preveda l'utilizzo del laser in modalità CW, deve essere in grado, per ottenere buoni valori di guadagno e cifra di rumore, di emettere elevati livelli di potenza ottica unitamente a bassi valori di RIN (quali sono, ad esempio, i laser allo stato solido normalmente utilizzati in questi collegamenti).

In aggiunta l'utilizzo della modulazione esterna, necessitando di un dispositivo ulteriore e molto delicato quale il modulatore, contribuirebbe ad aumentare la complessità circuitale del trasmettitore con ovvie ripercussioni sul livello di affidabilità complessivo del sistema.

La modulazione diretta, d'altro canto, pur se contraddistinta da valori di guadagno e cifra di rumore peggiori, presenta un costo sicuramente inferiore che, visto l'elevato numero di collegamenti necessari nel processo di up-grade della Croce del Nord, la rende più vantaggiosa e addirittura obbligatoria se si considera il costo massimo ammissibile per l'intero collegamento determinato nel Capitolo 1, pari a circa 1200€, decisamente inferiore a quello caratteristico di un collegamento con modulazione esterna.

In termini di prestazioni ottenibili l'adozione di un tale tipo di modulazione, vista la disponibilità oggi in commercio di laser a costo contenuto (quali i DFB con package coassiale) aventi un basso RIN

(<-155dB/Hz) e buone efficienze di conversion (>0,1mW/mA), comporta in ogni caso un esame più dettagliato delle espressioni relative di guadagno e cifra di rumore così da individuare quei parametri che più li influenzano ed operare conseguentemente una scelta oculata dei dispositivi optoelettronici più idonei.

4.4 La fibra ottica

Le fibre ottiche impiegate nei sistemi di trasmissione per telecomunicazioni sono guide d'onda realizzate riducendo in fili sottili un materiale come il biossido di silicio (SiO₂) che ha la caratteristica di presentare un'elevata trasparenza in corrispondenza delle lunghezze d'onda del visibile e dell'infrarosso.

Considerandone la sezione (vedi Figura 4.4.1) si nota come la loro struttura sia formata da 2 regioni a differente indice di rifrazione coassiali fra loro: una più interna, detta *nucleo* (core), in cui viene confinata la quasi totalità della radiazione trasmessa ed una più esterna che la riveste, denominata *mantello* (cladding), caratterizzata da un indice di rifrazione minore rispetto a quello della regione centrale. Il cladding, oltre ad avere la funzione di confinare la luce nel nucleo, rappresenta per il core una prima protezione meccanica, alla quale fanno seguito altre protezioni esterne generalmente in materiale plastico.

Le fibre ottiche si possono classificare in:

- MONOMODALI: quando si ha un solo modo di propagazione, quello parallelo all'asse della fibra
- MULTIMODALI: se i modi in propagazione sono più di uno

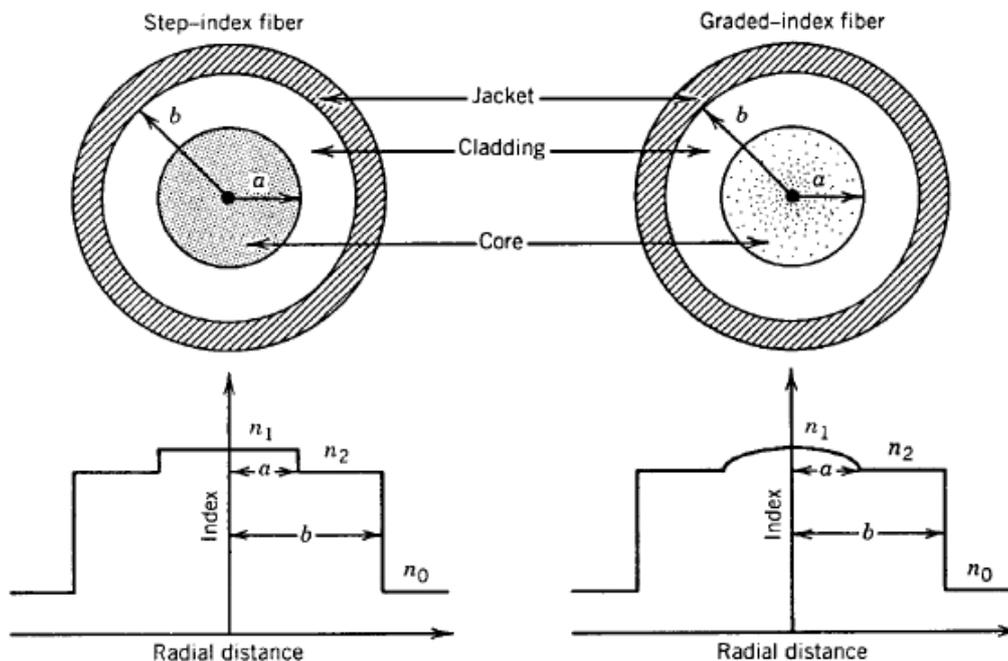


Figura 4.4.1 – Sezione di una fibra ottica step-index e graded-index

Le fibre multimodali sono a loro volta suddivise in:

- fibre a “salto d’indice” (step index fiber): quando l’indice di rifrazione del nucleo e del mantello sono uniformi; in questo caso i raggi luminosi seguono delle traiettorie rettilinee all’interno del nucleo riflettendosi a ciascun impatto sulla superficie di separazione dal cladding
- fibre a “variazione graduale d’indice” (graded index fiber): quando l’indice di rifrazione del nucleo varia gradualmente dal centro verso la periferia; questo tipo di nucleo è ottenuto depositando strati di vetro ad indice di rifrazione decrescente in modo che i raggi di luce vengano deviati assumendo una traiettoria curvilinea che ne concentri il tracciato verso l’asse della fibra

Le fibre monomodali, proprio per la loro natura, sono realizzate invece unicamente a “salto d’indice”.

Come precedentemente anticipato il “capello” di fibra, nonostante sia protetto da un sottile strato di materiale plastico che viene estruso direttamente durante il processo di produzione, per essere utilizzato in applicazioni pratiche necessita di un’adeguata protezione esterna. Ciò al fine di renderlo immune dagli effetti indesiderati legati a stress meccanici, termici e chimici cui possono essere soggetti sia durante, sia dopo la loro posa e che andrebbero a modificare molte delle caratteristiche trasmissive proprie di questo mezzo.

Questa operazione di rivestimento permette la realizzazione di veri e propri cavi costituiti da diverse fibre, il cui numero e la cui tipologia sono strettamente legati alla particolare applicazione e al tipo di ambiente di lavoro cui sono destinati.

Relativamente al tipo di rivestimento utilizzato nella realizzazione del cavo ottico si distinguono essenzialmente due categorie:

cavi con rivestimento aderente (rivestimento tight): la fibra ottica è solidale con il rivestimento (generalmente in materiale plastico direttamente applicato alla fibra), il quale ne incrementa la resistenza meccanica e la protegge da stress laterali che possono essere causa di microbending. Ciò fornisce al cavo una buona flessibilità e un diametro contenuto (qualità essenziali per una loro facile maneggiabilità), ma le rende maggiormente sensibili a stress di tipo assiale causati da deformazioni nei materiali costituenti il rivestimento stesso (vedi Figura 4.4.2).

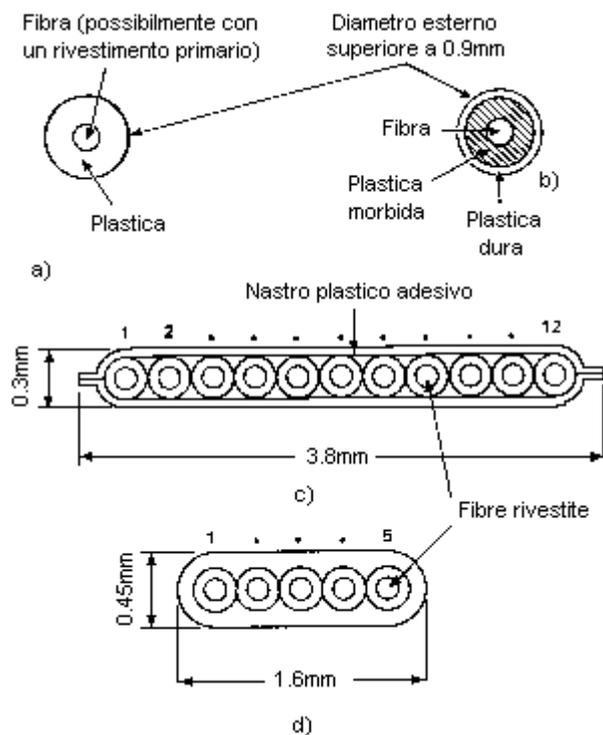


Figura 4.4.2 – Esempi di rivestimenti tight

cavi con rivestimento lasco (rivestimento *loose*): le fibre sono inserite in tubetti, o scanalature, di un nucleo solido in modo da rendere la fibra completamente libera all'interno del rivestimento. La fibra, viene così ad essere di lunghezza maggiore di quella della struttura che la ospita e ciò consente di assorbire gli effetti dovuti all'elongazione e contrazione del cavo, rendendola quindi relativamente insensibile a stress assiali di origine meccanica. I vantaggi offerti dalle fibre con rivestimento loose sono bilanciati da alcuni inconvenienti, quali: aumento considerevole del diametro del cavo, diminuzione del raggio di curvatura (sia durante l'installazione sia in posa), difficoltà di manovrabilità e scarsa protezione alle estremità con possibilità di infiltrazioni di pulviscolo e umidità (vedi Figura 4.4.3).

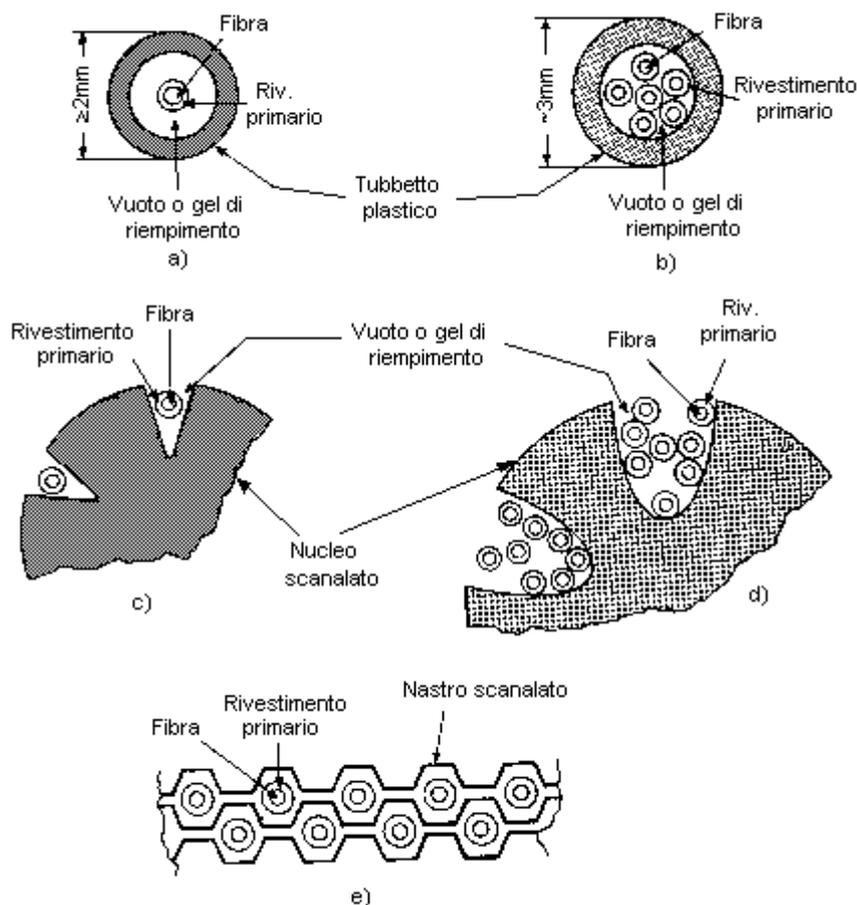


Figura 4.4.3 – Esempi di rivestimenti loose

Riguardo alla tipologia di fibra da utilizzare nella particolare applicazione di interesse, diversi studi sono già stati condotti all'interno del radiotelescopio al fine di individuare quella maggiormente conforme alle specifiche imposte da un segnale come quello radioastronomico

Tali ricerche, effettuate nell'ambito del lavoro di tesi di diversi laureandi [Ref.15,16], hanno stabilito che il cavo più adatto ad essere impiegato, sia quello con rivestimento loose che utilizza fibre monomodali.

Ciò è legato alla maggior stabilità di fase, sia in senso assoluto, sia relativo, che questo tipo di cavi presentano, se paragonate a quelle di tipo tight e che, nel caso di un array di antenne, quale è la "Croce del

Nord”, costituisce un requisito indispensabile se si vuole ottenere uno sfasamento minimo tra i percorsi facenti capo alle differenti antenne. Allo stesso modo, al fine di limitare la dispersione introdotta dalla fibra ed assicurare un valore di attenuazione sufficientemente basso, si è deciso di considerare un link operante ad una lunghezza d’onda di 1300nm (II finestra) in corrispondenza della quale, come noto, la fibra presenta il minimo della dispersione ed un valore di attenuazione comunque molto basso (circa 0,5dB/Km).

In Figura 4.4.4, a tal proposito, sono state evidenziate le 3 classiche finestre di utilizzo di questo mezzo di comunicazione relativamente al livello di attenuazione che la fibra presenta al variare della lunghezza d’onda del segnale trasmesso.

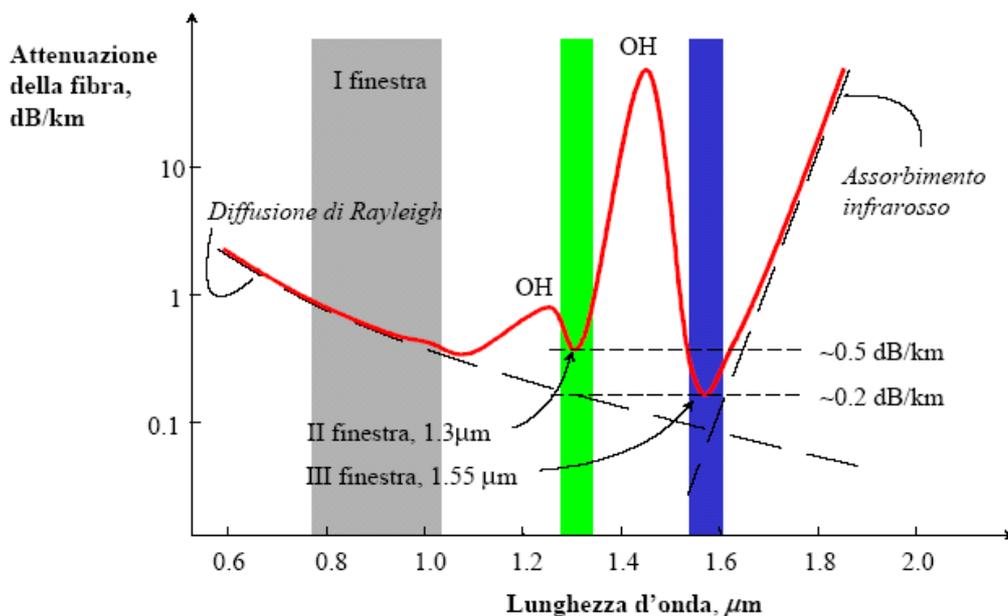


Figura 4.4.4 – Finestre classiche di utilizzo della fibra ottica

4.5 Modellizzazione del collegamento in funzione del tipo di adattamento in ingresso ed uscita

Dopo aver illustrato le principali caratteristiche di un collegamento analogico e le figure di merito più importanti al fine di una sua caratterizzazione, il passo successivo è quello di andare ad esaminare nel dettaglio lo schema di principio di un tipico collegamento in fibra ottica. Così facendo è possibile pervenire ad un circuito equivalente dell'intero collegamento che costituisca una base concettualmente valida su cui sviluppare un modello matematico per il calcolo di due importanti figure di merito quali il guadagno e la cifra di rumore.

A partire da questo modello matematico, si è poi sviluppato un programma di calcolo in Excel che consentisse, in tempo reale, di verificare l'effetto dei principali parametri del collegamento sulle figure di merito sopracitate e che fungesse da riferimento di base lungo tutto il processo di progettazione.

4.5.1 Sviluppo del modello matematico di guadagno e cifra di rumore

Prima di addentrarci nella descrizione del modello matematico sviluppato, è necessario definire lo schema di principio su cui esso si basa e cioè lo schema concettuale caratteristico di un tipico collegamento analogico in fibra ottica.

Un collegamento ottico analogico, indipendentemente dal tipo di modulazione si scelga di utilizzare, è costituito essenzialmente da due apparati fondamentali: il trasmettitore e il ricevitore ottico.

Entrambi questi elementi, collegati fra loro attraverso un tratto di fibra ottica, devono prevedere una topologia circuitale che adempia fondamentalmente alle seguenti funzioni:

- fissi il punto di lavoro del rispettivo dispositivo elettro-ottico

- consenta il transito del segnale utile (segnale modulante) attraverso i dispositivi elettro-ottici in maniera corretta
- imponga l'adattamento alle porte di ingresso e uscita del collegamento e cioè in particolare: adatti l'impedenza della sorgente di segnale all'impedenza d'ingresso della sorgente ottica e adatti l'impedenza di uscita del fotodiodo all'impedenza di carico

Tutte queste funzioni, come vedremo, contribuiscono in maniera differente a determinare le prestazioni del collegamento e devono perciò essere prese in considerazione.

Come circuito elettrico equivalente da prendere in esame per il calcolo del guadagno e della cifra di rumore dell'intero collegamento, si sono individuate 5 configurazioni principali relative alle diverse possibilità di adattamento alle porte di ingresso e uscita, caratterizzate rispettivamente da un'impedenza di sorgente Z_S e un'impedenza di carico Z_C , tipicamente reali e di valore pari a 50Ω .

L'approssimazione così introdotta porta ad una notevole semplificazione dei calcoli senza intaccare la validità del modello matematico di interesse, il cui scopo principale è quello di mettere in risalto gli effetti connessi ai principali parametri legati ai dispositivi elettro-ottici costituenti il collegamento.

Le differenti configurazioni, come vedremo, a seguito della diversa tipologia di adattamento che le contraddistingue, si differenziano per i valori di guadagno e cifra di rumore cui danno luogo e che costituiscono la base per una loro valutazione qualitativa.

Nel seguito verranno esaminati nel dettaglio i vari casi.

CASO 1): Configurazione ideale con adattamento di impedenza mediante trasformatore sia in ingresso che in uscita

Questa configurazione costituisce il caso ideale dal punto di vista del guadagno complessivo del collegamento, in quanto l'adattamento in ingresso e in uscita viene realizzato sfruttando la capacità di adattatore di impedenza propria del trasformatore. Ciò presuppone l'utilizzo di due trasformatori T_1 e T_2 aventi un rapporto spire tale da assicurare un adattamento perfetto sia per quanto riguarda l'adattamento dell'impedenza della sorgente di segnale all'impedenza di ingresso della sorgente ottica, sia per quanto riguarda l'adattamento dell'impedenza di uscita del fotorivelatore all'impedenza di carico in uscita. Così facendo le perdite introdotte dal processo di adattamento risultano minime e riferibili unicamente alle perdite di inserzione caratteristiche dei trasformatori impiegati.

La realizzazione di una tale configurazione nella realtà è però molto difficile da ottenere in quanto i trasformatori a radiofrequenza disponibili in commercio sono sempre caratterizzati da valori di rapporto spire standard, che differiscono perciò inevitabilmente da quelli ideali necessari. Essa comunque costituisce un importante limite teorico alle prestazioni ottenibili ed è perciò un ottimo punto di riferimento per la valutazione delle diverse soluzioni possibili.

In Figura 4.5.1.2 è riportato lo schematico elettrico equivalente della configurazione in esame, in cui sono riportati i principali componenti atti alla determinazione di guadagno e cifra di rumore dell'intero collegamento.

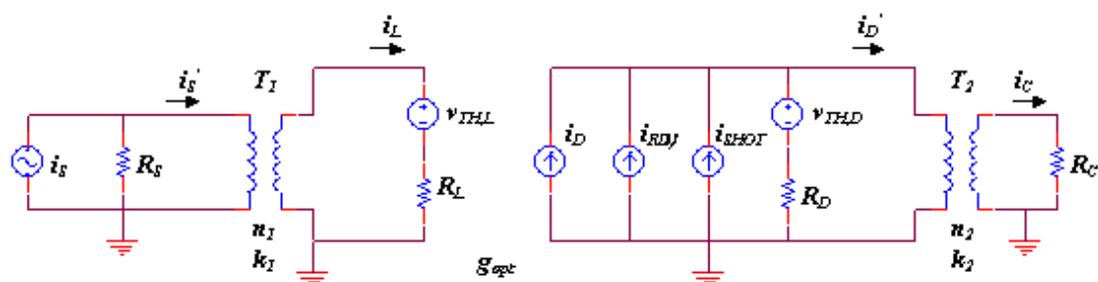


Figura 4.5.1.2 – Schema elettrico equivalente CASO 1

Di questa prima configurazione verranno nel seguito riportati in maniera esaustiva i vari passaggi necessari alla determinazione di guadagno e cifra di rumore in modo così da rendere espliciti i diversi meccanismi che concorrono alla trasmissione del segnale utile, dalla sorgente sino all'uscita del collegamento.

Posto subito a valle della sorgente di segnale, rappresentabile mediante un generatore ideale di corrente e la relativa impedenza equivalente in parallelo, il trasformatore T_1 realizza l'adattamento tra la resistenza di ingresso R_S e l'impedenza equivalente rappresentativa del laser, che noi per semplicità consideremo reale e indicheremo con R_L .

A seguito di tale adattamento, avremo che la corrente in ingresso a T_1 , i_S' sarà:

$$i_S' = \frac{i_S}{2}$$

e la corrente in uscita i_L , determinata dal rapporto spire del trasformatore n_1 e dal valore di perdita k_1 che lo caratterizza, sarà data da:

$$i_L = \frac{1}{n_1} \cdot k_1 \cdot i_S' = \sqrt{\frac{R_S}{R_L}} \cdot k_1 \cdot \frac{i_S}{2}$$

Questa corrente, costituente il segnale modulante sovrapposto alla corrente costante di polarizzazione del laser, viene quindi convertita in segnale luminoso ad opera della sorgente ottica e poi, dopo aver percorso il tratto in fibra ottica, raggiunge il circuito di rivelazione dove avviene la definitiva riconversione in segnale elettrico.

Tutto questo matematicamente può essere rappresentato introducendo un guadagno di corrente (in realtà una perdita essendo le efficienze

legate ai processi di conversione inferiori all'unità e l'attenuazione una quantità sempre maggiore di 1) che indicheremo con il termine di *guadagno del processo ottico*, g_{opt} , il cui valore è dato da:

$$g_{opt} = \frac{\eta_{Laser} \cdot \mathcal{R}_{PIN}}{A_{opt}} \quad (4.16)$$

con:

η_{Laser} : Efficienza del processo di conversione elettro-ottico del Laser

\mathcal{R}_{PIN} : Responsivity del Fotodiode

A_{opt} : Attenuazione complessiva della tratta ottica = $\alpha_f \cdot \alpha_c \cdot \alpha_L \cdot \alpha_D$

dove:

α_f : perdita introdotta dalla fibra

α_c : perdita di connettori e giunzioni presenti lungo la tratta ottica

α_L : perdita dovuta all'accoppiamento laser-fibra

α_D : perdita dovuta all'accoppiamento fibra-fotodiode

In uscita dal fotodiode verrà perciò rivelata una fotocorrente i_D data da:

$$i_D = g_{opt} \cdot i_L = g_{opt} \cdot \sqrt{\frac{R_S}{R_L}} \cdot k_1 \cdot \frac{i_S}{2}$$

Analogamente a quanto fatto in ingresso, il trasformatore T_2 provvede ad adattare l'impedenza d'uscita del fotodiode, ancora una volta supposta reale e di valore R_D , alla resistenza di carico R_C .

In funzione di tale adattamento la corrente i_D' in ingresso a T_2 sarà:

$$i'_D = \frac{i_D}{2} = g_{opt} \cdot \sqrt{\frac{R_S}{R_L}} \cdot k_1 \cdot \frac{i_S}{4}$$

A questo punto il trasformatore T_2 , caratterizzato da un rapporto spire n_2 e da una perdita k_2 , rende disponibile sul carico la corrente desiderata i_C data da:

$$i_C = \frac{1}{n_2} \cdot k_2 \cdot i'_D = \sqrt{\frac{R_D}{R_C}} \cdot k_2 \cdot g_{opt} \cdot \sqrt{\frac{R_S}{R_L}} \cdot k_1 \cdot \frac{i_S}{4}$$

Dalla definizione di guadagno disponibile si arriva infine alla relazione desiderata:

$$G_a = \frac{P_{aO}}{P_{aS}} = \frac{R_C \cdot i_C^2}{R_S \cdot \frac{i_S^2}{4}} = \frac{R_C \cdot \frac{R_D}{R_C} \cdot k_2^2 \cdot g_{opt}^2 \cdot \frac{R_S}{R_L} \cdot k_1^2 \cdot \frac{i_S^2}{16}}{R_S \cdot \frac{i_S^2}{4}} = g_{opt}^2 \cdot \frac{R_D}{R_L} \cdot (k_1 \cdot k_2)^2 \cdot \frac{1}{4} \quad (4.17)$$

che espressa in decibel risulta:

$$G_a[dB] = 10 \cdot \log_{10}(G_a) = 10 \cdot \log_{10} \left(g_{opt}^2 \cdot \frac{R_D}{R_L} \cdot (k_1 \cdot k_2)^2 \cdot \frac{1}{4} \right) \quad (4.18)$$

Per quanto riguarda il calcolo della cifra di rumore, una volta determinato il guadagno del collegamento, occorre esaminare i vari contributi di rumore, espressi in termini di correnti e tensioni equivalenti, presenti lungo il collegamento al fine di determinare i valori di N_{in} e N_{out} da sostituire nell'espressione:

$$NF[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{G_a} \cdot \frac{N_{out}}{N_{in}} \right)$$

Le sorgenti di rumore considerate sono di natura diversa ed associabili ai differenti fenomeni presenti in un tale tipo di collegamento.

L'ingresso del collegamento presenta come unica sorgente di rumore quella dovuta al rumore termico che, come noto, può essere caratterizzata da una densità spettrale di rumore bianca e cioè costante su tutto l'intervallo di frequenze considerato. La potenza di rumore ad essa associata si ricava a partire dalla sua tensione equivalente secondo la relazione:

$$N_{in} = \frac{v_{TH,in}^{-2}}{4 \cdot R_S} = \frac{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R_S}{4 \cdot R_S} = k \cdot T \cdot B \quad (4.19)$$

La potenza di rumore in uscita invece può essere espressa come:

$$N_{out} = N_{in} \cdot G_a + N_{Link} \quad (4.20)$$

dove:

$$N_{Link} = N_{TH,L} \cdot G_a + N_{TH,D} + N_{RIN} + N_{shot} \quad (4.21)$$

è il contributo di rumore aggiuntivo dovuto al collegamento.

In questa espressione $N_{TH,L}$ rappresenta la potenza di rumore termico associato alla sorgente ottica, $N_{TH,D}$ la potenza di rumore termico associato al rivelatore ottico e N_{RIN} , N_{shot} sono rispettivamente le potenze di rumore in uscita al fotodiodo dovute al RIN del laser e al rumore shot caratteristico del processo di fotorivelazione.

Analogamente a quanto visto per il rumore termico in ingresso anche in questo caso la potenza relativa al rumore termico associato alle resistenze equivalenti di sorgente ottica e fotodiodo può essere espressa come:

$$N_{TH,L} = \frac{v_{TH,L}^{-2}}{4 \cdot R_L} = \frac{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R_L}{4 \cdot R_L} = k \cdot T \cdot B$$

$$N_{TH,D} = \frac{v_{TH,D}^{-2}}{4 \cdot R_D} = \frac{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R_D}{4 \cdot R_D} = k \cdot T \cdot B$$

Particolare attenzione merita invece il calcolo di N_{RIN} e N_{shot} in quanto rappresentano i contributi di rumore direttamente legati ai dispositivi ottici alla base del collegamento. L'origine di tali fenomeni e il loro significato, già trattati nei capitoli precedenti, sono strettamente legati ai processi di emissione e rivelazione ottica, ma possono comunque essere rappresentate nello schematico come generatori ideali di corrente il cui valore quadratico efficace è dato da:

$$\langle i_{RIN}^2(t) \rangle = I_D^2 \cdot RIN \cdot B$$

$$\langle i_{shot}^2(t) \rangle = 2 \cdot e \cdot (I_D + I_{Dark}) \cdot B$$

dove e è la carica dell'elettrone e I_{Dark} è la corrente di buio caratteristica del fotodiode (Dark Noise Current).

Per quello che riguarda la I_D ora essa non indica più la corrente rivelata associata al segnale modulante, ma rappresenta invece il valore medio di corrente rivelata dipendente dal punto di polarizzazione della sorgente ottica il cui valore è esprimibile come:

$$I_D = (I_P - I_{th}) \cdot g_{opt} = (I_P - I_{th}) \cdot \frac{\eta_P \cdot \mathfrak{R}_P}{A_{opt}} \quad (4.22)$$

dove:

I_P : Corrente di polarizzazione del laser

I_{th} : Corrente di soglia del laser

η_P : Efficienza di conversione del laser in corrispondenza del suo punto di polarizzazione

\mathcal{R}_P : Responsivity del fotodiode in corrispondenza del suo punto di polarizzazione

A_{opt} : Attenuazione della tratta ottica

Le correnti, sovrapposte alla corrente i_D , raggiungono il carico a seguito dell'adattamento imposto da T_2 . Per calcolare la potenza di rumore in uscita associata a tali correnti è perciò necessario determinare il livello che esse presentano in uscita al collegamento.

A partire dal valore di corrente rappresentato dai rispettivi generatori equivalenti si ha che le correnti in ingresso al trasformatore saranno rispettivamente:

$$i_{RIN}^{in} = \frac{i_{RIN}}{2}; \quad i_{shot}^{in} = \frac{i_{shot}}{2}$$

mentre quelle in uscita, determinate a partire dai valori di n_2 e k_2 del trasformatore, risulteranno pari a:

$$i_{RIN}^{out} = \frac{1}{n_2} \cdot k_2 \cdot i_{RIN}^{in} = \sqrt{\frac{R_D}{R_C}} \cdot k_2 \cdot \frac{i_{RIN}}{2}; \quad i_{shot}^{out} = \frac{1}{n_2} \cdot k_2 \cdot i_{shot}^{in} = \sqrt{\frac{R_D}{R_C}} \cdot k_2 \cdot \frac{i_{shot}}{2}$$

Da cui ricaviamo i valori di potenza cercati come:

$$N_{RIN} = R_C \cdot (i_{RIN}^{out})^2 = R_C \cdot \frac{R_D}{R_C} \cdot (k_2)^2 \cdot \frac{i_{RIN}^2}{4} = \frac{1}{4} \cdot R_D \cdot i_{RIN}^2 \cdot (k_2)^2$$

$$N_{shot} = R_C \cdot (i_{shot}^{out})^2 = R_C \cdot \frac{R_D}{R_C} \cdot (k_2)^2 \cdot \frac{i_{shot}^2}{4} = \frac{1}{4} \cdot R_D \cdot i_{shot}^2 \cdot (k_2)^2$$

Il valore di potenza totale in uscita è quindi ora dato da:

$$\begin{aligned} N_{out} &= N_{in} \cdot G_a + N_{TH,L} \cdot G_a + N_{TH,D} + N_{RIN} + N_{shot} = \\ &= 2 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot G_a + k \cdot T \cdot B + \frac{1}{4} \cdot R_D \cdot \left[I_D^2 \cdot RIN \cdot B + 2 \cdot e \cdot (I_D + I_{Dark}) \cdot B \right] \cdot (k_2)^2 \end{aligned}$$

Una volta determinate tutte le grandezze necessarie, la cifra di rumore, espressa in dB, può essere calcolata come:

$$\begin{aligned} NF[dB] &= 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{N_{out}}{N_{in} \cdot G_a} \right) = \\ &= 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot G_a + k \cdot T \cdot B + \frac{1}{4} \cdot R_D \cdot \left[I_D^2 \cdot RIN \cdot B + 2 \cdot e \cdot (I_D + I_{Dark}) \cdot B \right] \cdot (k_2)^2}{k \cdot T \cdot B \cdot G_a} \right) = \\ &= 10 \cdot \log_{10} \left(2 + \frac{1}{G_a} + \frac{R_D \cdot \left[I_D^2 \cdot RIN + 2 \cdot e \cdot (I_D + I_{Dark}) \right] \cdot (k_2)^2}{4 \cdot k \cdot T \cdot G_a} \right) \end{aligned} \quad (4.23)$$

Dalla quale infine, sostituendo l'espressione di G_a ricavata in precedenza, si arriva alla relazione finale:

$$NF[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left(2 + \frac{4 \cdot R_L}{g_{opt}^2 \cdot R_D \cdot (k_1 \cdot k_2)^2} + \frac{R_L \cdot \left[I_D^2 \cdot RIN + 2 \cdot e \cdot (I_D + I_{Dark}) \right]}{k \cdot T \cdot g_{opt}^2 \cdot (k_1)^2} \right)$$

CASO 2): Configurazione con adattamento resistivo serie in ingresso e mediante trasformatore in uscita

Come seconda soluzione, il cui circuito equivalente è riportato in Figura 4.5.1.3, si è scelto di valutare un adattamento in ingresso di

tipo resistivo. Ciò lo si realizza semplicemente inserendo in serie al dispositivo ottico una resistenza R_{serie} di valore opportuno tale da verificare la relazione:

$$R_{serie} = R_S - R_L$$

Così facendo si ottiene si un adattamento perfetto all'impedenza di sorgente, ma d'altro canto l'inserimento di un elemento resistivo in serie alla resistenza del dispositivo ottico introduce una perdita di segnale utile legata alla potenza ora dissipata nell'elemento aggiuntivo stesso. Questo ovviamente porterà ad una riduzione del guadagno rispetto al caso ideale e conseguentemente ad un aumento della cifra di rumore essendo questa, come visto, da esso direttamente dipendente.

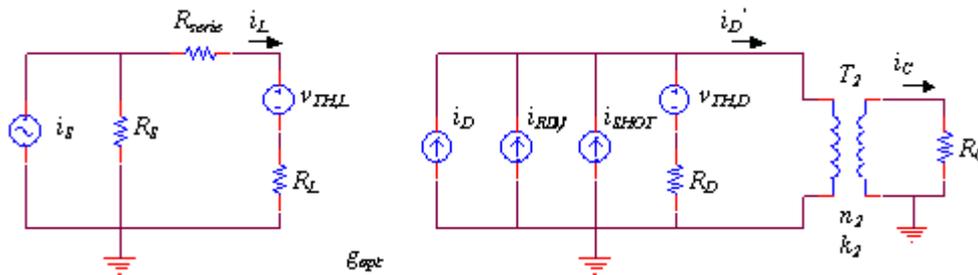


Figura 4.5.1.3 – Schema elettrico equivalente CASO 2

Ripetendo i calcoli precedentemente illustrati con riferimento allo schematico di Figura 4.5.3.1 si arriva alle espressioni:

$$G_a[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left(g_{opt}^2 \cdot \frac{R_D}{R_S} \cdot (k_2)^2 \cdot \frac{1}{4} \right) \quad (4.24)$$

$$NF[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left[2 + \frac{4 \cdot R_S}{g_{opt}^2 \cdot R_D \cdot (k_2)^2} + \frac{R_S \cdot [I_D^2 \cdot RIN + 2 \cdot e \cdot (I_D + I_{Dark})]}{k \cdot T \cdot g_{opt}^2} \right] \quad (4.25)$$

dalle quali si può vedere come il peggioramento sia originato dal fatto di avere sostituito alle analoghe relazioni relative al CASO 1 il valore di R_L con quello di $R_S=R_{serie}+R_L$ che, risultando più grande, incide negativamente su entrambe le figure di merito.

CASO 3): Configurazione con adattamento mediante trasformatore in ingresso e resistivo parallelo in uscita

In questa configurazione, dualmente a quanto visto nel CASO 2, è l'adattamento in uscita ad essere forzato al valore della resistenza di carico attraverso l'inserimento di una resistenza in parallelo a quella presentata dal fotodiodo. Il valore di questa resistenza, indicato nello schematico di Figura 4.5.1.4 con R_{adatt} , può direttamente essere considerato pari a quello di R_C in quanto l'impedenza equivalente all'uscita del fotodiodo, essendo molto elevata, consente di soddisfare alla relazione:

$$R_D \gg R_{adatt} = R_C$$

condizione indispensabile per rendere adattata l'uscita del collegamento.

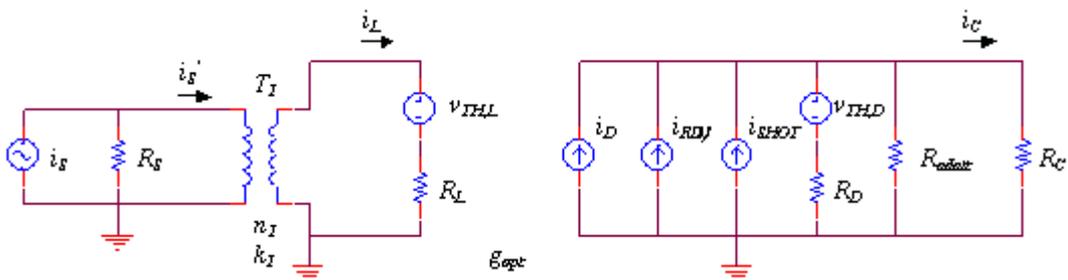


Figura 4.5.1.4 – Schema elettrico equivalente CASO 3

La conseguenza principale di questo tipo di adattamento, considerato unicamente per la semplicità che lo caratterizza, è quella di portare ad un peggioramento del valore di guadagno e cifra di rumore ottenibili che, essendo ora espresse da:

$$G_a[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left(g_{opt}^2 \cdot \frac{R_C}{R_L} \cdot (k_1)^2 \cdot \frac{1}{4} \right) \quad (4.26)$$

$$NF[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left[2 + \frac{4 \cdot R_L}{g_{opt}^2 \cdot R_C \cdot (k_1)^2} + \frac{R_L \cdot [I_D^2 \cdot RIN + 2 \cdot e \cdot (I_D + I_{Dark})]}{k \cdot T \cdot g_{opt}^2 \cdot (k_1)^2} \right] \quad (4.27)$$

mostrano chiaramente come la sostituzione nelle formule di $R_C=R_{adatt}$ al posto della R_D , considerata nel caso di adattamento in uscita mediante trasformatore, introduce una riduzione quantificabile dal rapporto R_D/R_C che va a deteriorare, seppur con diverso effetto, entrambe le figure di merito.

CASO 4): Configurazione con adattamento resistivo serie in ingresso e resistivo parallelo in uscita

Questa configurazione, nonostante rappresenti il caso peggiore per quanto riguarda i valori di guadagno e cifra di rumore ottenibili, risulta invece molto interessante data la semplicità che la contraddistingue.

Come si può vedere in Figura 4.5.1.5 infatti, l'adattamento di impedenza, sia in ingresso che in uscita, è ottenuto a seguito dell'inserimento di una resistenza di matching col compito di imporre alla R_{in} e alla R_{out} caratteristiche del collegamento, un valore pari rispettivamente a quelli presentati da R_S e R_C . Ciò però, pur consentendo di ottenere un adattamento in maniera semplificata, dà origine ad una perdita aggiuntiva relativamente a quanto visto nei casi di impiego del trasformatore, dovuta alla potenza dissipata sugli elementi resistivi inseriti, che provoca inevitabilmente un calo del

guadagno complessivo e un conseguente peggioramento della cifra di rumore.

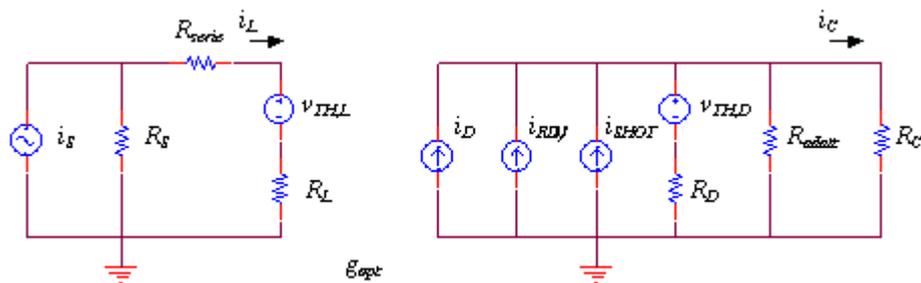


Figura 4.5.1.5 – Schema elettrico equivalente CASO 4

Le espressioni di G_a e NF relative a questa configurazione:

$$G_a[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left(g_{opt}^2 \cdot \frac{R_C}{R_S} \cdot \frac{1}{4} \right) \quad (4.28)$$

$$NF[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left[2 + \frac{4 \cdot R_S}{g_{opt}^2 \cdot R_C} + \frac{R_S \cdot [I_D^2 \cdot RIN + 2 \cdot e \cdot (I_D + I_{Dark})]}{k \cdot T \cdot g_{opt}^2} \right] \quad (4.29)$$

danno conto del peggioramento ottenuto se confrontate con quelle relative ad un adattamento realizzato mediante l'utilizzo di un trasformatore.

Tale configurazione è comunque nel nostro caso molto importante in quanto, data la sua immediatezza, ben si presta ad essere implementata nella progettazione del collegamento di interesse che, essendo un prototipo sperimentale di primo ordine, necessita nella sua prima fase realizzativa della maggior semplicità possibile compatibilmente agli obiettivi prefissati.

$$G_a[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left(g_{opt}^2 \cdot \frac{R'_{adatt}}{R_L} \cdot (k_1 \cdot k_2)^2 \cdot \frac{1}{4} \right) \quad (4.30)$$

$$NF[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left[2 + \frac{4 \cdot R_L}{g_{opt}^2 \cdot R'_{adatt} \cdot (k_1 \cdot k_2)^2} + \frac{R_L \cdot [I_D^2 \cdot RIN + 2 \cdot e \cdot (I_D + I_{Dark})]}{k \cdot T \cdot g_{opt}^2 \cdot (k_1)^2} \right]$$

4.5.2 Simulazioni al variare dei principali parametri e considerazioni qualitative

A partire dalle formule di guadagno e cifra di rumore appena illustrate, relativamente alle diverse configurazioni prese in esame, si è sviluppato un programma di calcolo in Excel che consentisse di ottenere uno strumento di simulazione rapido ed efficace. Ciò è molto importante ai fini del progetto del collegamento in quanto permette di analizzare nel dettaglio quali siano i parametri principali coinvolti nella determinazione del guadagno e della cifra di rumore complessivi dell'intero collegamento e di valutare come questi ne influenzino il valore al variare della loro entità. Così facendo è stato possibile acquisire una buona quantità di informazioni relative al comportamento del collegamento al variare dei singoli parametri e conseguentemente ha permesso di acquisire quella conoscenza di base necessaria per arrivare poi alla scelta dei dispositivi ottici da utilizzare fra quelli ad oggi disponibili in commercio.

Per semplificare il lavoro di simulazione ed evitare di appesantire inutilmente i modelli matematici di calcolo si è arrivati ad elaborare una relazione generale per il calcolo del guadagno e della cifra di rumore che consentisse in modo rapido di passare attraverso le diverse configurazioni semplicemente fissando opportunamente il valore di poche variabili.

Le espressioni risultanti sono esprimibili come:

$$G_a[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{g_{opt}^2 \cdot (k_1 \cdot k_2)^2}{4} \cdot \frac{R_{out}}{R_{in}} \right] \quad (4.32)$$

$$NF[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left[2 + \frac{4 \cdot R_{in}}{g_{opt}^2 \cdot (k_1 \cdot k_2)^2 \cdot R_{out}} + \frac{R_{in} \cdot [I_D^2 \cdot RIN + 2 \cdot e \cdot (I_D + I_{Dark})]}{k \cdot T \cdot g_{opt}^2 \cdot (k_1)^2} \right]$$

dove:

k_1, k_2 : perdite relative ai trasformatori T_1 e T_2

R_{in} : resistenza equivalente di ingresso

R_{out} : resistenza equivalente di uscita

sono le variabili su cui agire al fine di risalire alle espressioni relative alle diverse configurazioni.

In particolare, per ricondursi ad una particolare di esse, è sufficiente porre:

CASO 1: $R_{out}=R_D, R_{in}=R_L, k_1=k_2=k$

CASO 2: $R_{out}=R_D, R_{in}=R_S, k_1=1, k_2=k$

CASO 3: $R_{out}=R_C, R_{in}=R_L, k_1=k, k_2=1$

CASO 4: $R_{out}=R_C, R_{in}=R_S, k_1=k_2=1$

CASO 5: $R_{out}=R_{adatt}, R_{in}=R_L, k_1=k_2=k$

Nel seguito vengono riportati i risultati delle simulazioni per le diverse configurazioni, ottenuti al variare di quei parametri individuati come quelli maggiormente responsabili della variazione di guadagno e cifra di rumore. Tali parametri, una volta fissata la tipologia di configurazione in esame, sono risultati essere 5 ed in particolare: efficienza e RIN del laser, responsivity del fotodiodo, attenuazione della tratta ottica e livello della corrente di polarizzazione sopra soglia della sorgente ottica.

L'effetto di ogni parametro sul calcolo delle figure di merito considerate è stato valutato individualmente all'interno di opportuni range di valori, compatibili con quelli riscontrati nei dispositivi ad oggi disponibili. Inoltre, al fine di rendere tali simulazioni facilmente interpretabili, queste sono state effettuate a partire da una condizione di contorno predefinita, comune alle diverse configurazioni, in cui l'unico parametro ad essere variato fosse quello sotto esame, mantenendo il valore degli altri costante e pari a quelli riportati in Tabella 4.5.1.

I valori scelti per definire questa condizione di contorno comune, sono quelli tipici dei componenti elettro-ottici reperibili in commercio unitamente a quelli caratteristici del nostro collegamento e alle condizioni previste di polarizzazione dei dispositivi. Essi vengono riportati nella tabella sottostante in cui si sono evidenziati in verde i 5 parametri oggetto della nostra analisi:

R_S [Ω]	R_C [Ω]	R_L [Ω]	R_D [Ω]	R_{adatt} [Ω]	R'_{adatt} [Ω]	$I_P - I_{th}$ [mA]	η [mW/mA]	\mathcal{R} [mA/mW]	A_{opt} [dB]	RIN [dB/Hz]
50	50	12,5	500	50	200	12,5	0,17	0,9	0	-155

Tabella 4.5.1 – Valori dei parametri utilizzati nelle simulazioni per definirne la condizione al contorno

Vale la pena effettuare qualche considerazione a proposito di alcuni dei valori considerati. Il riferimento in particolare riguarda il valore della resistenza R_L del laser che qui è stata supposta di 12,5 Ω , ma che a seguito delle successive misurazioni effettuate su quello effettivamente impiegato, si è rivelata essere più bassa (dell'ordine dei 4 Ω).

La scelta di questo valore, operata in una fase iniziale dei lavori, è stata fatta basandosi essenzialmente su due considerazioni. La prima è che, dalle informazioni rinvenute in letteratura riguardo a tale parametro, si sono trovati range di valori possibili che andavano dai

3Ω ai 12Ω dipendentemente dalla tipologia costruttiva del dispositivo considerata e la seconda che il fatto di considerare questo valore (tra l'altro peggiorativo essendo quello più alto riscontrato) ci consentirebbe di utilizzare per l'adattamento in ingresso, nei casi previsti, un trasformatore con rapporto di impedenza 50:12,5 (4:1) che, essendo sufficientemente basso, fa rientrare il dispositivo in questione tra quelli disponibili in commercio per lavorare alle frequenze di interesse.

Nelle pagine seguenti vengono presentati i risultati delle simulazioni effettuate.

a) Efficienza di conversione elettro-ottica del laser (η)

η [mW/mA]	P _{TX} [mW]	i _D [mA]	NF ₁ [dB]	G ₁ [dB]	NF ₂ [dB]	G ₂ [dB]	NF ₃ [dB]	G ₃ [dB]	NF ₄ [dB]	G ₄ [dB]	NF ₅ [dB]	G ₅ [dB]
0,05	0,63	0,563	27,967	-18,960	32,966	-23,969	30,686	-27,948	35,690	-32,956	28,718	-22,940
0,075	0,94	0,844	26,680	-15,438	31,676	-20,447	28,499	-24,426	33,499	-29,435	27,144	-19,418
0,1	1,25	1,125	25,931	-12,940	30,924	-17,948	27,227	-21,927	32,224	-26,936	26,246	-16,919
0,125	1,56	1,406	25,437	-11,001	30,428	-16,010	26,404	-19,989	31,398	-24,998	25,665	-14,981
0,15	1,88	1,688	25,084	-9,418	30,074	-14,426	25,832	-18,406	30,825	-23,414	25,258	-13,397
0,175	2,19	1,969	24,820	-8,079	29,809	-13,087	25,415	-17,067	30,406	-22,075	24,956	-12,058
0,2	2,5	2,25	24,615	-6,919	29,603	-11,927	25,098	-15,907	30,088	-20,915	24,724	-10,898
0,225	2,81	2,531	24,450	-5,896	29,437	-10,904	24,851	-14,884	29,839	-19,892	24,540	-9,875
0,25	3,13	2,813	24,315	-4,981	29,301	-9,989	24,652	-13,969	29,640	-18,977	24,390	-8,960
0,275	3,44	3,094	24,202	-4,153	29,188	-9,161	24,490	-13,141	29,477	-18,149	24,266	-8,132
0,3	3,75	3,375	24,107	-3,397	29,092	-8,406	24,355	-12,385	29,341	-17,393	24,162	-7,377

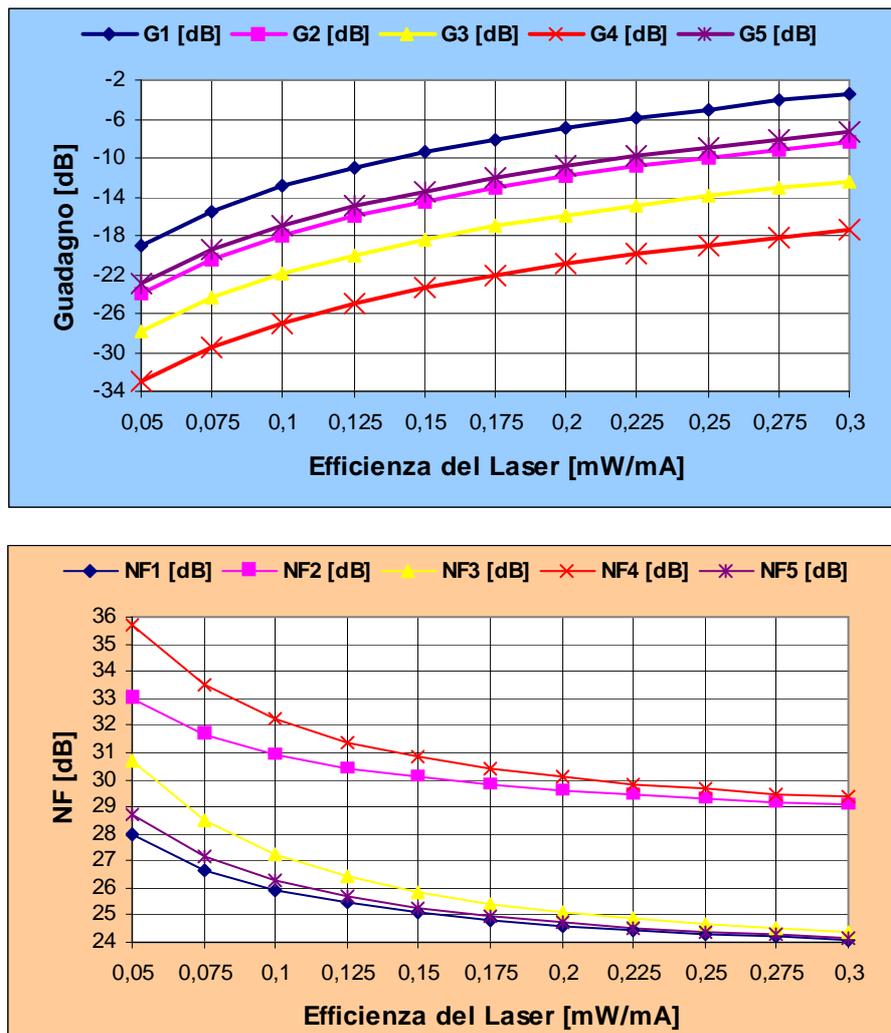


Figura 4.5.2.1 – Risultati delle simulazioni al variare di η

Indipendentemente dalla configurazione considerata si può vedere come più l'efficienza aumenta e più guadagno e cifra di rumore migliorano. Tale miglioramento non è comunque uniforme lungo tutto l'intervallo di variazione del parametro e soprattutto assume un'entità diversa a seconda della figura di merito considerata.

Nel caso del guadagno esso risulta particolarmente sensibile in corrispondenza di basse efficienze dove è dell'ordine di circa 3dB per ogni incremento di 0,025mW/mA del valore di η , per poi scendere sino ad 1dB in corrispondenza delle efficienze più elevate.

Per la cifra di rumore invece, pur assistendo ancora ad un identico andamento, la consistenza del miglioramento cala in quanto si passa da una diminuzione di NF di circa 1,5dB per ogni incremento di 0,025mW/mA in corrispondenza dei valori più bassi di efficienza, sino ad arrivare ad un calo di solo 0,1dB in prossimità dei valori di efficienza più elevati. Si assiste perciò ad una sorta di saturazione nell'influenza che tale parametro presenta che, pur essendo più consistente nel caso del guadagno, ci fornisce comunque un'utile indicazione sul valore di massima che esso deve assumere, per consentire di avvicinarsi il più possibile ai livelli di NF e G raggiungibili considerando efficienze molto elevate.

Tale valore può essere valutato nell'intorno di $0,2 \div 0,25 \text{mW/mA}$ e rappresenterà per noi una prima specifica da considerare nella scelta della sorgente ottica.

Per questo parametro, come del resto anche per quelli che seguiranno, si rimandano le considerazioni desumibili dai risultati al variare della configurazione trattata, in chiusura di capitolo. Questo lo si fa perchè le valutazioni sulla prestazione delle diverse soluzioni risultano indipendenti dal particolare parametro sotto esame, ma dipendono unicamente dalla diversità nella realizzazione dell'adattamento propria di ogni configurazione.

b) Responsivity del fotodiode (\mathfrak{R})

\mathfrak{R} [mA/mW]	P_{TX} [mW]	i_p [mA]	NF ₁ [dB]	G ₁ [dB]	NF ₂ [dB]	G ₂ [dB]	NF ₃ [dB]	G ₃ [dB]	NF ₄ [dB]	G ₄ [dB]	NF ₅ [dB]	G ₅ [dB]
0,55	2,13	1,169	25,841	-12,608	30,834	-17,617	27,076	-21,596	32,073	-26,604	26,140	-16,588
0,6	2,13	1,275	25,645	-11,852	30,637	-16,861	26,748	-20,840	31,744	-25,849	25,909	-15,832
0,65	2,13	1,381	25,474	-11,157	30,465	-16,166	26,465	-20,145	31,460	-25,153	25,708	-15,137
0,7	2,13	1,488	25,323	-10,513	30,314	-15,522	26,218	-19,501	31,212	-24,510	25,533	-14,493
0,75	2,13	1,594	25,190	-9,914	30,180	-14,923	26,002	-18,902	30,995	-23,910	25,379	-13,894
0,8	2,13	1,7	25,071	-9,354	30,061	-14,362	25,811	-18,341	30,803	-23,350	25,242	-13,333
0,85	2,13	1,806	24,964	-8,827	29,954	-13,835	25,641	-17,815	30,633	-22,823	25,120	-12,806
0,9	2,13	1,913	24,868	-8,331	29,857	-13,339	25,489	-17,318	30,480	-22,327	25,010	-12,310
0,95	2,13	2,019	24,780	-7,861	29,769	-12,869	25,352	-16,849	30,343	-21,857	24,911	-11,840
1	2,13	2,125	24,700	-7,415	29,689	-12,424	25,229	-16,403	30,219	-21,412	24,820	-11,395
1,05	2,13	2,231	24,627	-6,992	29,615	-12,000	25,117	-15,979	30,107	-20,988	24,738	-10,971

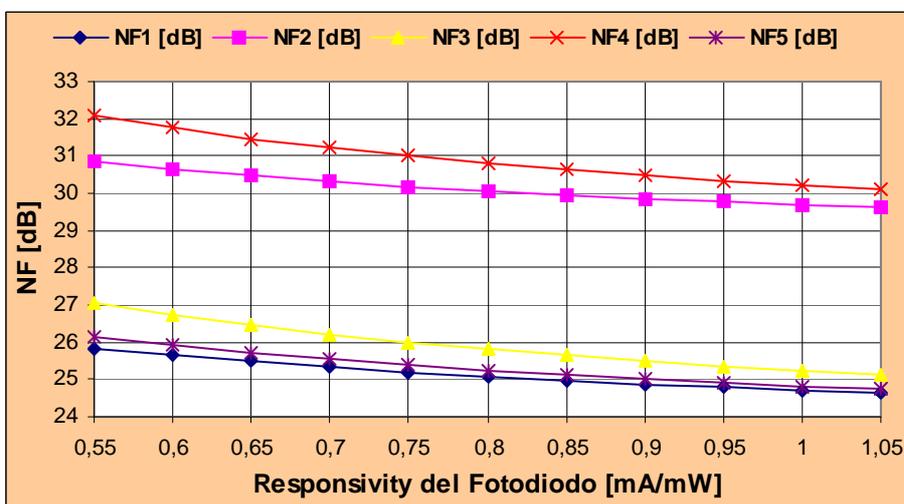
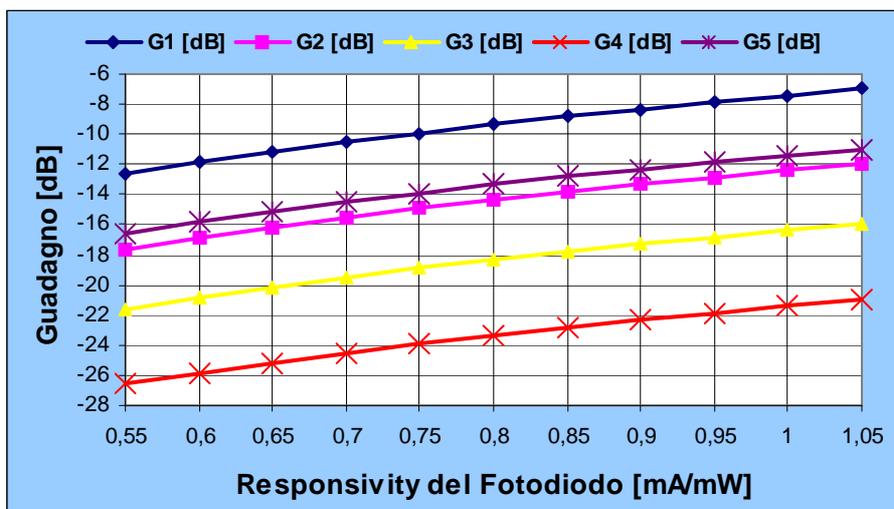


Figura 4.5.2.2 – Risultati delle simulazioni al variare di \mathfrak{R}

Analogamente a quanto visto per l'efficienza anche la responsivity, essendo un parametro relativo all'efficienza del processo di

conversione del segnale, garantisce come logico un miglioramento delle figure di merito al crescere del suo valore.

Nonostante l'intervallo di variazione considerato nelle simulazioni sia molto ampio, oggigiorno i fotodiodi disponibili in commercio presentano un valore di questo parametro non inferiore ai 0,7mA/mW che, come si vede dai risultati presentati, sarebbe già sufficiente a garantire l'ottenimento di valori di guadagno e cifra di rumore accettabili.

Diversamente da quanto visto a proposito dell'efficienza del laser infatti, il miglioramento dovuto all'incremento di tale parametro è meno vistoso e può essere considerato trascurabile già a partire da 0,9mA/mW, valore questo oltre il quale l'aumento del guadagno risulta inferiore a 0,5dB per ogni 0,05 mA/mW di incremento della responsivity e il calo della cifra di rumore è di soli 0,1dB a parità di incremento considerato.

Possiamo ritenere pertanto che una responsivity di 0,9mA/mW sia per noi una specifica soddisfacente per quello che riguarderà la scelta del fotodiodo da utilizzare nella realizzazione del ricevitore.

c) Attenuazione della tratta ottica (A_{opt})

A _{opt} [dB]	P _{TX} [mW]	i _p [mA]	NF ₁ [dB]	G ₁ [dB]	NF ₂ [dB]	G ₂ [dB]	NF ₃ [dB]	G ₃ [dB]	NF ₄ [dB]	G ₄ [dB]	NF ₅ [dB]	G ₅ [dB]
0	2,13	1,913	24,868	-8,331	29,857	-13,339	25,489	-17,318	30,480	-22,327	25,010	-12,310
0,25	2,13	1,806	24,965	-8,831	29,954	-13,839	25,642	-17,818	30,634	-22,827	25,121	-12,810
0,5	2,13	1,705	25,066	-9,331	30,056	-14,339	25,803	-18,318	30,796	-23,327	25,237	-13,310
0,75	2,13	1,609	25,172	-9,831	30,162	-14,839	25,973	-18,818	30,966	-23,827	25,358	-13,810
1	2,13	1,519	25,282	-10,331	30,273	-15,339	26,151	-19,318	31,145	-24,327	25,486	-14,310
1,25	2,13	1,434	25,396	-10,831	30,388	-15,839	26,338	-19,818	31,332	-24,827	25,618	-14,810
1,5	2,13	1,354	25,515	-11,331	30,507	-16,339	26,534	-20,318	31,529	-25,327	25,757	-15,310
1,75	2,13	1,278	25,639	-11,831	30,631	-16,839	26,739	-20,818	31,734	-25,827	25,902	-15,810
2	2,13	1,207	25,768	-12,331	30,760	-17,339	26,953	-21,318	31,949	-26,327	26,054	-16,310
2,25	2,13	1,139	25,901	-12,831	30,894	-17,839	27,177	-21,818	32,174	-26,827	26,211	-16,810
2,5	2,13	1,075	26,040	-13,331	31,033	-18,339	27,410	-22,318	32,408	-27,327	26,376	-17,310

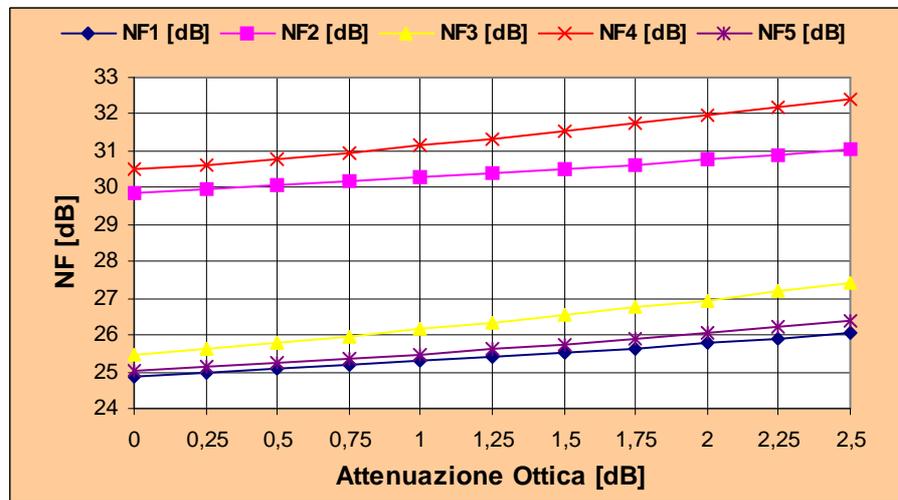
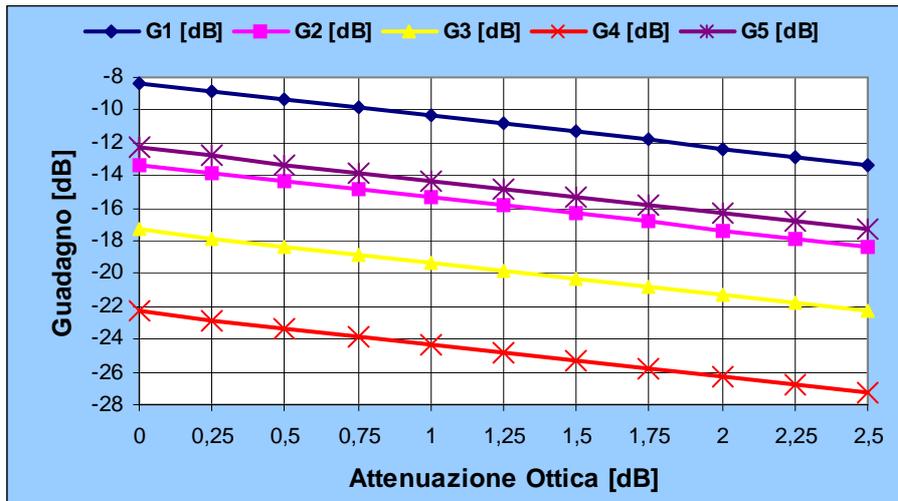


Figura 4.5.2.3 – Risultati delle simulazioni al variare di A_{opt}

Ultima delle variabili responsabili della determinazione del guadagno del collegamento, l'attenuazione della tratta ottica, come dice il nome stesso, è quel parametro rappresentativo delle attenuazioni presenti

lungo il tratto di collegamento che dall'uscita del laser arriva sino all'ingresso del fotodiode. Essa è purtroppo una quantità ineliminabile la cui entità è dovuta a: tipologia dei connettori utilizzati, lunghezza d'onda del segnale ottico transitante, numero di fusioni e transizioni presenti lungo il percorso e lunghezza del tratto in fibra ottica.

Quello che è interessante verificare è come il suo valore vada ad incidere su quello di guadagno e cifra di rumore del collegamento.

Dalla Figura 4.5.2.3 si può vedere come l'effetto dell'aumento di tale parametro si ripercuota in maniera più consistente sul valore del guadagno che diminuisce esattamente di 2dB per ogni incremento di 1dB nel valore di A_{opt} , e risulti invece poco pronunciato relativamente alla cifra di rumore che cresce di circa soli 0,5dB a parità di incremento considerato dell'attenuazione ottica.

Ciò può essere spiegato considerando che:

$$G_a = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{\left(\frac{\eta_{Laser} \cdot \mathfrak{R}_{PIN}}{A_{opt}} \right)^2 \cdot (k_1 \cdot k_2)^2}{4} \cdot \frac{R_{out}}{R_{in}} \right]$$

dalla quale si deduce come, essendo il guadagno inversamente proporzionale al quadrato dell'attenuazione ottica, il passaggio ai dB provochi una diminuzione del guadagno doppia relativamente ad ogni incremento di A_{opt} . A livello fisico ciò è conseguenza del processo di conversione elettro-ottico che, trasformando una potenza ottica (A^2) in una corrente elettrica (A), conferisce ad A_{opt} un'influenza doppia su G_a di quanto avvenga a livello ottico.

La relazione che lega l'attenuazione ottica alla cifra di rumore è invece più complessa in quanto, se da un lato l'aumento di A_{opt} provoca la diminuzione del guadagno e la conseguente crescita di NF a seguito della relazione:

$$NF[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left(2 + \frac{1}{G_a} + \frac{R_{out} \cdot [I_D^2 \cdot RIN + 2 \cdot e \cdot (I_D + I_{Dark})]}{4 \cdot k \cdot T \cdot G_a} \cdot (k_2)^2 \right)$$

in cui come si vede G_a compare nel denominatore dei termini all'interno della parentesi, dall'altro l'aumento dell'attenuazione ottica contribuisce a calare la I_D essendo questa dovuta a:

$$I_D = (I_P - I_{th}) \cdot g_{opt} = (I_P - I_{th}) \cdot \frac{\eta_P \cdot \mathfrak{R}_P}{A_{opt}}$$

Ciò porta ad una diminuzione dei contributi di rumore dovuti al RIN del laser e allo shot noise del processo di rivelazione che, come visto, dipendendo direttamente dall'entità della corrente media rivelata, porterebbero ad un calo della cifra di rumore.

Questo effetto combinato spiega così come avvenga sì, un peggioramento della cifra di rumore a seguito dell'incremento dell'attenuazione lungo il percorso ottico, ma come questo si mantenga più contenuto se paragonato a quello osservabile nel caso del guadagno.

Le uniche contromisure da adottare per mantenere basso il valore di A_{opt} , una volta fissata la lunghezza del collegamento e la lunghezza d'onda di trasmissione, sono quelle di scegliere opportunamente la tipologia dei connettori e degli altri elementi presenti lungo la tratta ottica in modo che le perdite introdotte a seguito del loro inserimento risultino le più basse possibili.

d) Corrente di polarizzazione sopra soglia ($I_P - I_{th}$)

$I_P - I_{th}$ [mA]	P_{TX} [mW]	i_p [mA]	NF ₁ [dB]	G ₁ [dB]	NF ₂ [dB]	G ₂ [dB]	NF ₃ [dB]	G ₃ [dB]	NF ₄ [dB]	G ₄ [dB]	NF ₅ [dB]	G ₅ [dB]
5	0,85	0,765	19,098	-8,331	24,032	-13,339	21,085	-17,318	26,047	-22,327	19,612	-12,310
10	1,7	1,53	23,344	-8,331	28,325	-13,339	24,202	-17,318	29,188	-22,327	23,545	-12,310
15	2,55	2,295	26,160	-8,331	31,154	-13,339	26,630	-17,318	31,625	-22,327	26,267	-12,310
20	3,4	3,06	28,277	-8,331	33,277	-13,339	28,571	-17,318	33,571	-22,327	28,343	-12,310
25	4,25	3,825	29,975	-8,331	34,977	-13,339	30,176	-17,318	35,179	-22,327	30,019	-12,310
30	5,1	4,59	31,394	-8,331	36,398	-13,339	31,540	-17,318	36,544	-22,327	31,426	-12,310
35	5,95	5,355	32,612	-8,331	37,617	-13,339	32,723	-17,318	37,728	-22,327	32,636	-12,310
40	6,8	6,12	33,680	-8,331	38,686	-13,339	33,767	-17,318	38,773	-22,327	33,699	-12,310
45	7,65	6,885	34,631	-8,331	39,637	-13,339	34,701	-17,318	39,707	-22,327	34,646	-12,310
50	8,5	7,65	35,488	-8,331	40,494	-13,339	35,545	-17,318	40,552	-22,327	35,500	-12,310
55	9,35	8,415	36,267	-8,331	41,274	-13,339	36,315	-17,318	41,322	-22,327	36,278	-12,310

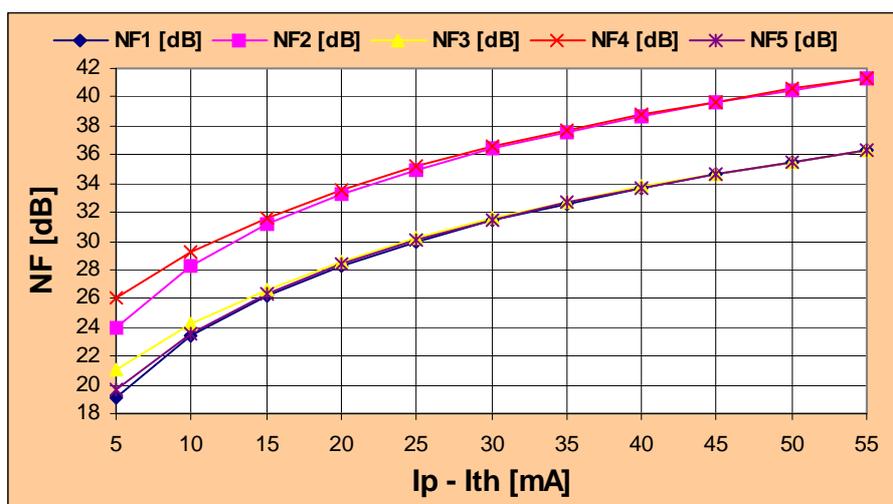


Figura 4.5.2.4 – Risultati delle simulazioni al variare di $I_P - I_{th}$

La scelta del punto di polarizzazione del laser è molto importante ai fini del calcolo della cifra di rumore, ma come si può vedere anche dalla tabella, non influenza minimamente il valore del guadagno.

Questa affermazione in realtà non è completamente esatta, anche se costituisce un'approssimazione estremamente valida.

Il valore della corrente di polarizzazione infatti è vero che non influisce direttamente nel calcolo del guadagno, ma contribuisce a determinare il punto di lavoro della sorgente ottica e quindi a fissare il valore di efficienza di conversione del laser. Tale dipendenza è comunque trascurabile in quanto i laser oggi fabbricati presentano una caratteristica P-I abbastanza lineare e di conseguenza le variazioni di efficienza lungo di essa sono minime e oltretutto di difficile valutazione. Per tale motivo si è deciso di non tenerne conto anche

perchè le variazioni che si sarebbero venute a creare sul valore finale del guadagno sarebbero state estremamente inferiori a quelle fino ad ora considerate.

Importante è invece valutare come il valore di tale corrente influisca sulla cifra di rumore.

I risultati riportati nelle simulazioni tengono conto unicamente dell'effetto che la corrente di polarizzazione sopra soglia presenta relativamente ai contributi di rumore legati a RIN e rumore shot.

Essendo questi dipendenti da $I_P - I_{th}$ secondo le relazioni:

$$\langle i_{RIN}^2(t) \rangle = I_D^2 \cdot RIN \cdot B$$

$$\langle i_{shot}^2(t) \rangle = 2 \cdot e \cdot (I_D + I_{Dark}) \cdot B$$

con:

$$I_D = (I_P - I_{th}) \cdot g_{opt} = (I_P - I_{th}) \cdot \frac{\eta_P \cdot \mathfrak{R}_P}{A_{opt}}$$

è naturale osservare come la cifra di rumore aumenti all'aumentare di $I_P - I_{th}$.

L'andamento con cui avviene tale incremento è dipendente però dal particolare valore di RIN considerato che, come vedremo, determina quale dei due contributi di rumore risulta predominante nella determinazione del rumore totale. Nello specifico l'aumento della cifra di rumore risulterà di tipo quadratico se il valore di RIN considerato è elevato e di tipo lineare se invece tale valore può considerarsi basso. Si parlerà perciò rispettivamente di sistema RIN-limited o di sistema shotnoise-limited ad indicare quale dei due contributi svolge il ruolo fondamentale nella determinazione del rumore associato all'intero collegamento.

In aggiunta a quanto appena illustrato esiste anche un secondo effetto che lega la corrente di polarizzazione sopra soglia alla cifra di rumore

e fa riferimento al legame esistente tra questa e il valore del RIN proprio della particolare sorgente ottica.

Il fenomeno alla base di tale relazione, già analizzato nel capitolo 2, presuppone che per un dispositivo laser l'aumento del valore di corrente che lo attraversa provochi l'aumento della frequenza di risonanza e la conseguentemente diminuzione del valore del RIN.

Purtroppo di tale effetto non è stato possibile tenerne conto e soprattutto valutarne l'entità in quanto, essendo direttamente connesso alle caratteristiche costruttive del laser, avrebbe richiesto un'analisi troppo accurata dei processi alla base della sua formazione e della topologia costruttiva del dispositivo.

Ciò che si può dire è che sicuramente più si polarizza il laser in corrispondenza di valori di corrente elevati e più il RIN, diminuendo, tenderà a controbattere la crescita della cifra di rumore legata all'aumento della I_D . Più difficile è invece stabilire l'entità di tale effetto anche se certamente esso risulterà sempre più debole mano a mano che il sistema si avvicinerà alla condizione di limitazione imposta dallo shot noise.

e) RIN del laser

RIN [dB/Hz]	P _{TX} [mW]	i _p [mA]	NF ₁ [dB]	G ₁ [dB]	NF ₂ [dB]	G ₂ [dB]	NF ₃ [dB]	G ₃ [dB]	NF ₄ [dB]	G ₄ [dB]	NF ₅ [dB]	G ₅ [dB]
-125	2,13	1,913	52,901	-8,331	57,910	-13,339	52,902	-17,318	57,911	-22,327	52,902	-12,310
-130	2,13	1,913	47,907	-8,331	52,915	-13,339	47,910	-17,318	52,918	-22,327	47,907	-12,310
-135	2,13	1,913	42,924	-8,331	47,932	-13,339	42,934	-17,318	47,942	-22,327	42,926	-12,310
-140	2,13	1,913	37,977	-8,331	42,985	-13,339	38,010	-17,318	43,017	-22,327	37,984	-12,310
-145	2,13	1,913	33,141	-8,331	38,147	-13,339	33,240	-17,318	38,245	-22,327	33,163	-12,310
-150	2,13	1,913	28,624	-8,331	33,624	-13,339	28,896	-17,318	33,897	-22,327	28,684	-12,310
-155	2,13	1,913	24,870	-8,331	29,859	-13,339	25,490	-17,318	30,482	-22,327	25,012	-12,310
-160	2,13	1,913	22,395	-8,331	27,369	-13,339	23,439	-17,318	28,420	-22,327	22,644	-12,310
-165	2,13	1,913	21,188	-8,331	26,151	-13,339	22,519	-17,318	27,494	-22,327	21,513	-12,310
-170	2,13	1,913	20,723	-8,331	25,681	-13,339	22,182	-17,318	27,154	-22,327	21,084	-12,310
-175	2,13	1,913	20,565	-8,331	25,521	-13,339	22,070	-17,318	27,041	-22,327	20,939	-12,310

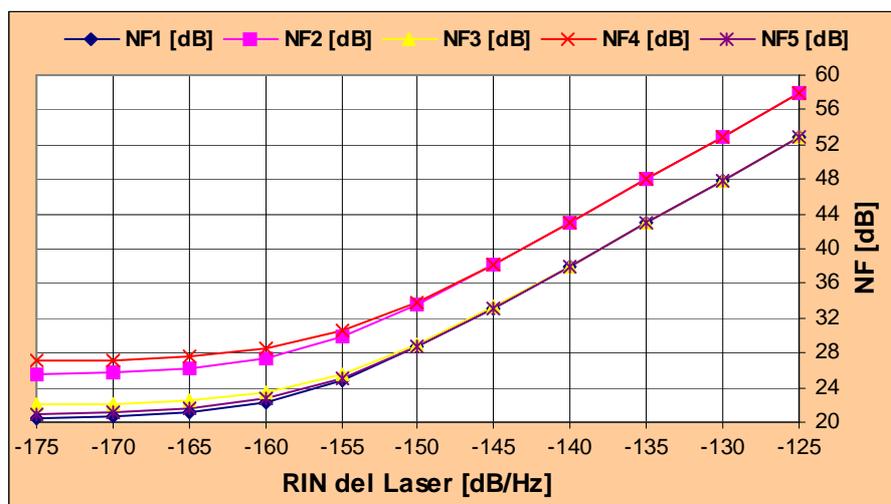


Figura 4.5.2.5 – Risultati delle simulazioni al variare del RIN

Altro parametro fondamentale nella determinazione della cifra di rumore, il RIN stabilisce in prima analisi il livello di rumore caratteristico del collegamento.

Come si può vedere dal grafico soprariportato la dipendenza della cifra di rumore da questo parametro è notevole in quanto l'ordine di grandezza in cui essa è valutabile raggiunge le decine di dB.

L'andamento delle curve riportate in Figura 4.5.2.5 mostra però chiaramente come al di sotto di un certo valore, valutabile approssimativamente attorno ai -165dB/Hz, tale dipendenza cessa e la figura di rumore raggiunge il suo valore minimo. Questo valore di soglia molto basso rappresenta lo spartiacque fra quelli che in precedenza abbiamo chiamato sistemi RIN-limited e shotnoise-limited. Valori di RIN inferiori a tale valore non apportano nessun

miglioramento sostanziale all'entità della cifra di rumore in quanto il sistema, essendo limitato dal rumore shot, non risente più della diminuzione del contributo di rumore legato a questo parametro. D'altro canto per valori superiori ai -165dB/Hz il collegamento diventa RIN-limited e quindi particolarmente sensibile all'incremento del valore del RIN.

RIN [dB/Hz]	P_{TX} [mW]	i_D [mA]	$(N_{th})_{out}$ [W/Hz]	N_{RIN} [W/Hz]	N_{shot} [W/Hz]	N_{out} [W/Hz]	NF_d [dB]
-125	2,125	1,9125	4,049E-21	1,446E-17	7,650E-21	1,447E-17	57,911
-130	2,125	1,9125	4,049E-21	4,572E-18	7,650E-21	4,584E-18	52,918
-135	2,125	1,9125	4,049E-21	1,446E-18	7,650E-21	1,458E-18	47,942
-140	2,125	1,9125	4,049E-21	4,572E-19	7,650E-21	4,689E-19	43,017
-145	2,125	1,9125	4,049E-21	1,446E-19	7,650E-21	1,563E-19	38,245
-150	2,125	1,9125	4,049E-21	4,572E-20	7,650E-21	5,742E-20	33,897
-155	2,125	1,9125	4,049E-21	1,446E-20	7,650E-21	2,616E-20	30,482
-160	2,125	1,9125	4,049E-21	4,572E-21	7,650E-21	1,627E-20	28,420
-165	2,125	1,9125	4,049E-21	1,446E-21	7,650E-21	1,314E-20	27,494
-170	2,125	1,9125	4,049E-21	4,572E-22	7,650E-21	1,216E-20	27,154
-175	2,125	1,9125	4,049E-21	1,446E-22	7,650E-21	1,184E-20	27,041

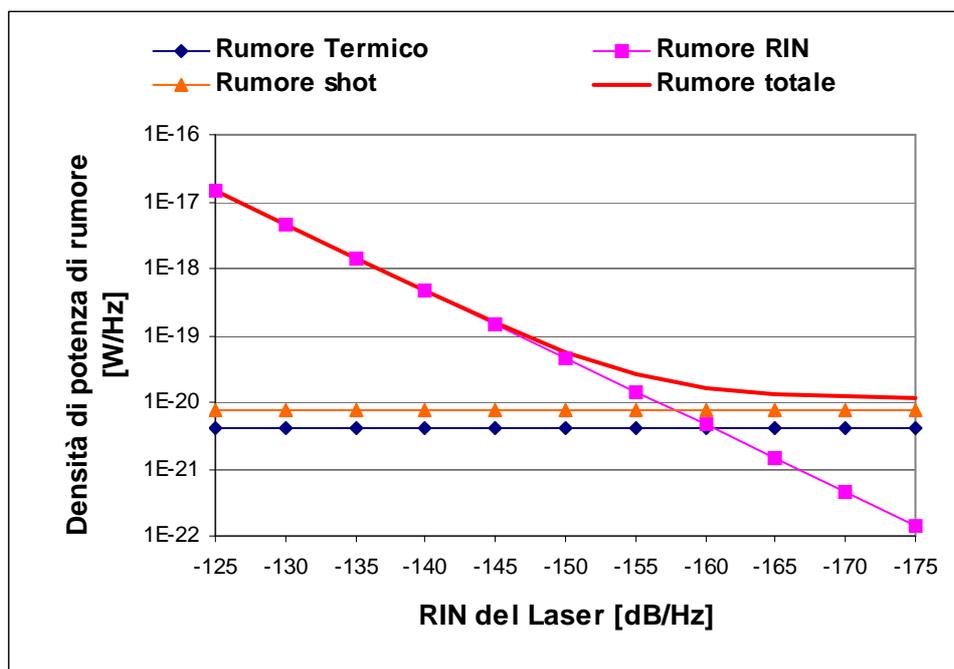


Figura 4.5.2.6 – Densità di rumore al variare del RIN (CASO4)

Tali considerazioni possono essere meglio apprezzate riferendosi alla Figura 4.5.2.6 in cui sono riportati i diversi contributi di rumore e la densità di potenza di rumore totale al variare di questo parametro.

I risultati presentati, anche se ottenuti facendo riferimento al CASO 4, possono essere considerati qualitativamente validi anche per le restanti configurazioni e contribuiscono in modo sostanziale a rendere evidente l'influenza di tale parametro sul contributo di rumore totale offerto dal collegamento.

Il grafico di Figura 4.5.2.6 mostra infatti chiaramente come la dipendenza dal RIN della densità di potenza di rumore totale all'uscita del collegamento assuma un andamento di tipo asintotico in cui gli asintoti di riferimento corrispondono rispettivamente alla retta relativa al contributo del RIN per valori elevati di tale parametro (maggiori di -150dB/Hz) e alla retta relativa al rumore shot per valori di RIN inferiori ai -165dB/Hz .

Questo indica esplicitamente come la scelta di una sorgente ottica caratterizzata da un valore di RIN inferiore a -165dB/Hz garantisca il raggiungimento della condizione di sistema shotnoise-limited che, visto i bassi livelli di rumore che lo caratterizzano, permetterebbe di ottenere valori di cifra di rumore molto buoni.

f) Tipologia di configurazione considerata

L'effetto sul guadagno e sulla cifra di rumore della scelta della particolare configurazione considerata, in parte già anticipato, può

essere meglio valutato riferendoci ai risultati conseguiti mediante le simulazioni presentati nelle pagine precedenti.

I valori ottenuti, strettamente dipendenti da quelli considerati nella tabella 4.5.1, verranno sempre valutati con riferimento alla situazione rappresentata dal CASO 1 in quanto rappresentativa dei livelli di guadagno e cifra di rumore migliori.

In relazione a tale configurazione, caratterizzata come visto da un adattamento in ingresso e uscita mediante trasformatore, è possibile valutare gli effetti sulle due figure di merito considerate a seguito delle soluzioni adottate negli altri casi.

L'entità di tali effetti possono essere considerati riferendosi alle espressioni di G_a e NF generali che qui riportiamo:

$$G_a[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{g_{opt}^2 \cdot (k_1 \cdot k_2)^2}{4} \cdot \frac{R_{out}}{R_{in}} \right]$$

$$NF[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left[2 + \frac{4 \cdot R_{in}}{g_{opt}^2 \cdot (k_1 \cdot k_2)^2 \cdot R_{out}} + \frac{R_{in} \cdot [I_D^2 \cdot RIN + 2 \cdot e \cdot (I_D + I_{Dark})]}{k \cdot T \cdot g_{opt}^2 \cdot (k_1)^2} \right]$$

In particolare l'esame del CASO 2 mostra come l'aver considerato un adattamento di tipo resistivo in ingresso ($R_{in}=R_S=50$), in alternativa a quello ideale mediante trasformatore ($R_{in}=R_L=12,5$), porti ad una diminuzione del guadagno di circa 5dB dipendentemente dal valore del rapporto R_L/R_S delle rispettive resistenze equivalenti di ingresso considerate (-6dB) e dalla perdita di inserzione relativa a T_1 (+1dB), che si riflette in un identico peggioramento della NF.

Dualmente, il CASO 3, prendendo in considerazione gli effetti di un adattamento resistivo in uscita ($R_{out}=R_C=50$), presenta una diminuzione del guadagno rispetto al CASO 1 ($R_{out}=R_D=500$) pari a circa 9dB, legata al rapporto delle rispettive resistenze equivalenti d'uscita R_C/R_D (-10dB) e alla perdita di inserzione relativa a T_2

(+1dB). L'aumento della cifra di rumore è invece più contenuto e quantificabile dai 3dB ai decimi di dB dipendentemente dal valore di g_{opt} considerato; al crescere di tale parametro infatti l'influenza del secondo termine nell'espressione di NF diminuisce e di conseguenza la differenza nel valore di R_{out} tende a diventare meno rilevante, rendendo il valore della cifra di rumore prossimo a quello relativo al CASO 1.

Il CASO 4, ovviamente, prevedendo un utilizzo contemporaneo dell'adattamento resistivo visto per i CASI 2 e 3, unisce gli effetti negativi appena illustrati portando ad una diminuzione del guadagno di 14dB che si riflette in un aumento della cifra di rumore di 5÷7dB relativamente al valore di g_{opt} considerato.

Per finire, il CASO 5 è sostanzialmente assimilabile al CASO 1 tranne per il valore di R_{out} che, risultando minore ($R_{out}=R'_{adatt}=200$) di quello considerato nella prima configurazione ($R_{out}=R_D=500$), porta ad una diminuzione del guadagno pari a circa 4dB (determinati dal rapporto R'_{adatt}/R_D) mantenendo però la cifra di rumore pressoché invariata.

Capitolo V

Progetto di Trasmettitore e Ricevitore Ottici

Nell'arco di questo capitolo si illustreranno i diversi passi seguiti nel corso della progettazione dei circuiti costituenti il trasmettitore e il ricevitore ottici, a partire dalla ricerca di mercato effettuata per la selezione dei dispositivi optoelettronici più idonei, sino ad arrivare alla realizzazione del layout e all'assemblaggio dei prototipi.

5.1 Ricerca di mercato per la scelta di laser e fotodiode

Come passo preliminare alla progettazione del collegamento si è resa indispensabile una ricerca di mercato accurata al fine di individuare i dispositivi optoelettronici, laser e fotodiode, più idonei ad essere impiegati fra quelli attualmente reperibili in commercio.

Una ricerca di questo tipo, effettuata inizialmente consultando su Internet i siti dei principali produttori di sorgenti e rivelatori ottici (Sumitomo, NEC, Mitsubishi, Fujitsu e altri), ha permesso di ricavare preziose informazioni sui differenti parametri utilizzati per la caratterizzazione di questo tipo di dispositivi oltre che fornirci una importante visione di insieme sui valori che essi possono assumere.

Una volta ottenute le informazioni tecniche necessarie, desumibili dai data sheets dei diversi dispositivi, si è operata una selezione per individuare quelli aventi i parametri maggiormente conformi alle specifiche di base del progetto. Si sono quindi contattati i rivenditori italiani delle diverse case produttrici di interesse al fine di inoltrare le richieste di offerta e poter così operare un confronto anche in termini economici.

A questo proposito, risultando il prezzo dipendente, oltre che dal tipo di dispositivo considerato, anche dalla quantità eventualmente acquistata, le richieste di preventivo sono state tutte inoltrate facendo esplicita domanda di specificare le diverse fasce di prezzo in relazione alle quantità di 1-2, 10 , 100, 400 pezzi ordinati.

In questo modo si è ottenuta una quotazione dei diversi dispositivi, sia per quanto riguarda i singoli pezzi relativi alla realizzazione del prototipo, sia per valutare la modifica del costo in previsione di un acquisto dei 352 componenti necessari a soddisfare le esigenze del progetto BEST-3 (la quantità 100 costituisce un caso intermedio utile ad esempio nell'ambito del progetto BEST-2).

Nelle Tabelle 5.1.1 e 5.1.2, riferite rispettivamente alle sorgenti ottiche e ai fotodiodi considerati, si sono elencati i dispositivi commerciali ritenuti idonei ad un'implementazione nel prototipo di collegamento ottico di interesse, riassumendone le caratteristiche principali e riportando le valutazioni di offerta ricevute relativamente ai principali rivenditori italiani contattati.

Ditta distrib./produttore	Q.tà	Prezzo unit. [€]	P _{opt,max} [mW]	RIN [dB/Hz]	Efficienza [mW/mA]	Freq. Max. [GHz]	I _{th} [mA]	Operating Current [mA]	IMD2 [dBc]	IMD3 [dBc]	SMSR [dB]	Opt. Return Loss [dB]	Spurious Noise with carrier ON	Spurious Noise with carrier OFF
BFI Optilas-SUMITOMO SLV4260-QS Coaxial package	2 10 100 400	505 450 345 300	max 5	tipico -145	Slope eff. min 0.07 max 0.2	non disp.	tipica 10 max 15	tipica 25 max 45	tipico -40	tipico -55	min 30	non disp.	tipico -50dBc	tipico -32dBc
BFI Optilas-SUMITOMO SLV4270-QS Coaxial package	2 10 100 400	606 540 414 360	non disp.	tipico -150	Slope eff. min 0.07	non disp.	tipica 10 max 15	tipica 25 max 45	tipico -40	tipico -55	min 30	non disp.	tipico -60dBc	tipico -52dBc
MicroElit - NEC NX8304BE-CC Coaxial package	<=9 <=99 <=499 <=999 >=1000	572 547 532 516 419	tipica 2	tipico -135	Different. eff. tipica 0.1	freq. di taglio 2GHz	tipica 15 max 25	Modulation Current minima 8 tipica 20 max 30	Linearity max 15%		tipico 40	tipica 52	non disp.	non disp.
MicroElit - NEC NX8304CE-CC Coaxial package	<=9 <=99 <=499 <=999 >=1000	572 547 532 516 419	tipica 2	tipico -135	Different. eff. tipica 0.1	freq. di taglio 2GHz	tipica 15 max 25	Modulation Current minima 8 tipica 20 max 30	Linearity max 15%		tipico 40	tipica 52	non disp.	non disp.
DSPM - Fujitsu FLD3F7CZ Butterfly package	1 10 400	no quot.	8 - 20	max -155	Slope eff. min 0.2	min 1.5	max 20	non disp.	CSO max -57	CTB max -65	min 25	Isolation min 25dB	Carrier to Noise Ratio min 50dB	non disp.
DSPM - Fujitsu FLD3F8CZ Butterfly package	1 10 400	no quot.	2 - 4	max -155	Slope eff. min 0.08	min 1.5	max 20	non disp.	CSO max -57	CTB max -65	min 25	Isolation min 25dB	Carrier to Noise Ratio min 50dB	non disp.
Celte - Mitsubishi FU-436SDF-EL4M70 FU-436SDF-EL4M80 Coaxial package	1 10 400	485 454 438	2	tipico -155 max -140	Different. eff. min 0.05 tipica 0.1 max 0.25	freq. di taglio min 1.5GHz max 3GHz	tipica 5 max 20	tipica 25 max 60	non disp.	3° ord dist. tipica -65 max -56	min 30 tipico 35	Opt. Isolation min 30dB	non disp.	Series Resistance tipica 7 Ohm max 10 Ohm
Celte - Mitsubishi FU-48SDF-L30M52 Butterfly package	1 10 400	1543 1435 1338	min 5 tipico 6 max 7	tipico -160 max -155	Different. eff. min 0.2 max 0.24	freq. di taglio min 2GHz tipico 3GHz	tipica 10 max 30	tipica 40 max 70	CSO max -60	CTB max -65	min 30 tipico 35	Isolation min 25dB tipico 37dB	Carrier to Noise Ratio min 50dB	Input Impedence tipica 25 Ohm
Celte - Mitsubishi FU-48SDF-L30M31B Butterfly package	1 10 100 400	obsoleto no quot.	min 4 tipico 5 max 6	tipico -160 max -155	Different. eff. min 0.1 tipica 0.2 max 0.35	freq. di taglio min 2GHz tipico 3.5GHz	tipica 15 max 40	tipica 40 max 70	CSO max -54	CTB max -65	min 30 tipico 35	Isolation min 25dB tipico 37dB	Carrier to Noise Ratio min 50dB tipico 51dB	Input Impedence tipica 25 Ohm

Tabella 5.1.1 - Sorgenti ottiche e relativi parametri valutati nella ricerca di mercato

Ditta distributrice/produttore	Q.tà	Prezzo unit. [€]	Responsivity [A/W]	Dark current [nA]	Freq. Massima [GHz]	Optical Return Loss [dB]	Capacità [pF]	IMD2 [dBc]	IMD3 [dBc]
BFI Optilas - SUMITOMO SPV3313-QJ Coaxial package	2 10 100 400	165 140 115 100	tipica 0.9	1	2	max -40	0,6	max -70	max -80
MicroElit - NEC HR7500FP-CC Coaxial package	<=9 <=99 <=499 <=999 >=1000	110 105 102 98 93	tipica 0.89	0,1	freq. di taglio 2.5 GHz	30	0,7	non disp.	non disp.
Tecon - JDSU EPM745 SC/APC DBM Coaxial package	1-2 10-29 30-99 100-299 300-999	96,75 91,91 87,08 76,6 74,58	minima 0.85	max 1	3	Back reflection max -45	max 0,35	IM2 max -75	non disp.
Tecon - JDSU EPM705 SC/APC DBM Coaxial package	1-2 10-29 30-99 100-299 300-999	69,34 66,03 64,5 54,83 53,62	minima 0.80	max 5	2	Back reflection max -40	max 0,75	IM2 max -70	non disp.
Celte - PHOTONICS XPD0250C-001-SSAF Coaxial package	2 10 100 400	107 98 88 80	minima 0.80	max 1(25°C) max 100 (85°C)	min 2.5	max -30 a 1550nm	tipica 0,65 max 0,75	non disp.	non disp.

Tabella 5.1.2 – Fotodiodi e relativi parametri valutati nella ricerca di mercato

Dall'esame delle tabelle soprariportate risulta chiaro come la quantità di parametri da valutare sia considerevole e soprattutto come molti degli aspetti caratterizzanti i dispositivi vengano descritti mediante parametri differenti a seconda del produttore considerato.

Questo è un indice molto importante della complessità di un settore in cui spesso i parametri vengono forniti ad hoc per la particolare applicazione cui sono demandati, rendendo perciò difficile una corretta valutazione dell'effettiva qualità del dispositivo.

La selezione effettuata è stata quindi operata in funzione di quei parametri ritenuti maggiormente qualificanti e la cui influenza sulle principali figure di merito è stata analizzata nel capitolo precedente.

Parallelamente a queste considerazioni un fattore determinante ai fini della scelta è in ogni caso rappresentato dal costo dei dispositivi. Ciò è conseguenza dell'elevato numero di collegamenti richiesti dal processo di up-grade della Croce del Nord e della stima effettuata nel Capitolo 1, relativa al massimo costo ammissibile per un tale tipo di collegamento.

Per la scelta della sorgente ottica, si sono considerati unicamente dei laser di tipo DFB, essendo quelli caratterizzati dalle migliori prestazioni, che presentassero integrato nello stesso package un fotodiodo di monitor, elemento questo indispensabile per realizzare un controllo sulla potenza ottica emessa dal laser.

Si sono considerati inoltre i diversi tipi di package. Come facilmente deducibile, quelli di tipo butterfly, nonostante siano gli unici a presentare dispositivi interni integrati per effettuare una termoregolazione, sono stati scartati visto l'elevato costo che li contraddistingue (superiore ai 1500€), se paragonato con quello relativo ai laser con package coassiale (circa 500€).

Ad influenzare in maniera decisiva la scelta fra i diversi laser è stata però la disponibilità offerta dalla Sumitomo, attraverso la ditta italiana BFI Optilas, di fornirci in campionatura uno dei loro dispositivi per la realizzazione del primo prototipo.

Il laser in questione è l'SLV4260-QS. Le caratteristiche di questo dispositivo, come si vede dalla Tabella 5.1.1, sono nel complesso soddisfacenti ad eccezione del valore del RIN che viene dichiarato tipicamente pari a -145dB/Hz . Per quanto visto dalle simulazioni effettuate, un valore di questo tipo risulterebbe troppo alto, ma la Sumitomo, contattata a questo proposito, ci ha assicurato che quello considerato nei data sheet è un valore peggiorativo rispetto a quelli riscontrabili nella realtà. Rassicurazioni analoghe ci sono state fatte anche a proposito del valore di efficienza che, nonostante venga riportato come appartenente ad un intervallo di $0,07\text{-}0,2\text{ mW/mA}$, nella realtà si mantiene sempre prossimo al livello massimo di $0,2\text{ mW/mA}$.

Per quanto riguarda l'aspetto economico invece la quotazione offertaci di 505€ per un singolo dispositivo è molto buona ed è addirittura la più bassa fra quelle pervenuteci se si considera l'acquisto di un numero elevato di dispositivi (300€ nel caso se ne acquistino 400).

La scelta del laser ha influito inevitabilmente anche su quella del fotodiodo che è risultato essere l'SPV3313-QJ, sempre della Sumitomo.

In questo caso però, nonostante sia rimasta valida anche per questo dispositivo l'offerta di un pezzo in campionatura, i parametri caratteristici di questo fotodiodo sono ampiamente soddisfacenti sia per quello che riguarda il valore tipico di responsivity di 0,9 mA/mW sia per quanto riguarda la corrente di buio (1nA) e la frequenza massima di funzionamento (2GHz). Anche il costo, pur presentando un valore molto alto se riferito ad un solo dispositivo (165€), nel caso di acquisto di 400 pezzi rimane contenuto (100€) attestandosi in un ordine di grandezza paragonabile a quello degli altri dispositivi considerati.

Il fatto di aver scelto due dispositivi della stessa casa produttrice, ci preclude inoltre eventuali problemi di incompatibilità (essendo i due dispositivi scelti quelli consigliati dalla Sumitomo per un loro impiego simultaneo) oltre che fornirci un unico punto di riferimento in caso di eventuali problemi o richieste di chiarimento su alcuni aspetti concernenti il funzionamento dei dispositivi.

5.2 Principi di base nel progetto del trasmettitore

La complessità circuitale del trasmettitore ottico dipende dalla particolare applicazione cui è destinato, anche se esistono una serie di funzionalità che lo caratterizzano comuni a qualsiasi collegamento ottico si consideri.

La sua struttura circuitale è infatti strettamente dipendente da caratteristiche quali:

- tipologia di trasmissione del segnale (analogica o digitale)
- condizioni operative

- modalità di modulazione della sorgente ottica
- qualità del monitoraggio e della protezione desiderate

che la rendono estremamente varia e ne determinano in prima istanza la complessità.

A fronte di queste diversità, relative alle particolari esigenze progettuali, il trasmettitore deve comunque prevedere una parte circuitale di carattere generale adibita alla corretta polarizzazione del laser oltre che assicurarne un'efficiente modulazione relativamente al segnale RF presente in ingresso.

Nel caso di interesse, essendo l'obiettivo quello di realizzare un collegamento in fibra ottica di tipo analogico basato su una modulazione diretta della sorgente ottica, si è optato per una configurazione del trasmettitore sufficientemente semplificata, le cui funzionalità principali sono state riportate nello schema logico di Figura 5.2.1.

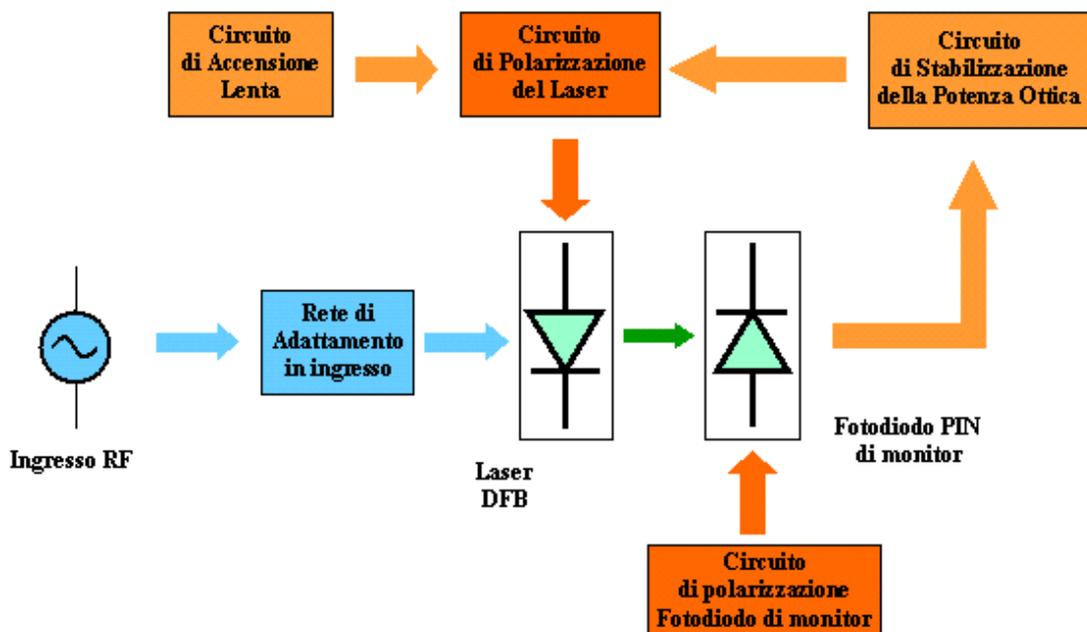


Figura 5.2.1 – Schema logico del trasmettitore

In esso si è cercato di implementare unicamente quei blocchi logici indispensabili al trasmettitore per un suo corretto funzionamento nelle condizioni operative di interesse, tralasciando tutte quelle funzionalità ritenute per il momento non necessarie quali ad esempio quelle relative ai circuiti di allarme o protezione del laser (in regime di operatività) che avrebbero rischiato, in questa prima fase, di complicare inutilmente la topologia circuitale e diminuirne l'affidabilità.

In particolare nello schema di Figura 5.2.1 vengono messi in evidenza: i blocchi circuitali adibiti alla polarizzazione dei due dispositivi integrati nel laser di interesse, la sorgente di segnale a radiofrequenza con la relativa rete di adattamento all'impedenza di ingresso del laser e un apposito circuito con la funzione di consentire un innesco graduale della sorgente ottica. Quest'ultimo circuito è chiamato di accensione lenta appunto perchè deve forzare il circuito di polarizzazione del laser ad erogare, nella fase di accensione iniziale del trasmettitore, una corrente di iniezione crescente lentamente nel tempo in modo da proteggere la sorgente ottica da eventuali sbalzi di corrente (e quindi potenza ottica emessa) che ne potrebbero provocare il danneggiamento irreparabile della struttura.

Oltre ciò, siccome la collocazione richiesta del collegamento ottico all'interno della catena di ricezione prevede l'installazione del trasmettitore direttamente sulle diverse linee focali delle antenne e quindi in un ambiente esterno soggetto alle diverse sollecitazioni climatiche, si rende necessaria la presenza di un opportuno sistema di controllo sull'intensità del segnale ottico emesso dal laser al fine di ottenerne la stabilizzazione al variare delle possibili condizioni operative (temperatura, invecchiamento, ecc.).

In Figura 5.2.2 viene riportato lo schema di principio relativo al sistema di stabilizzazione della potenza ottica emessa dal laser.

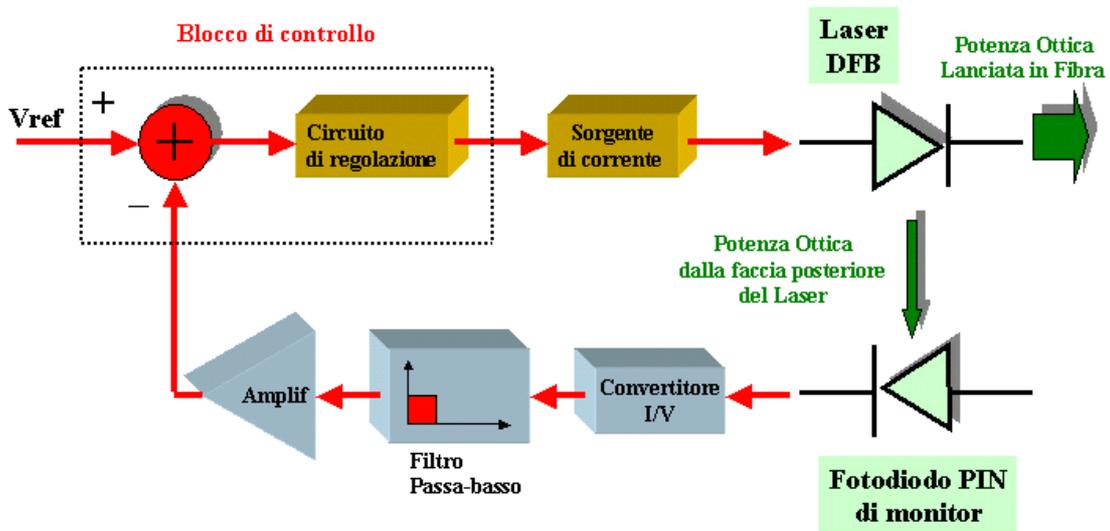


Figura 5.2.2 – Schema di principio del sistema di stabilizzazione della potenza ottica emessa dal laser

La realizzazione di un tale tipo di soluzione è stata resa possibile dalla presenza, all'interno dello stesso package del laser, di un dispositivo integrato di controllo costituito dal fotodiodo PIN di monitor.

Tale dispositivo infatti, se opportunamente polarizzato, è in grado di convertire il segnale ottico (potenza ottica) proveniente dalla faccia posteriore del laser, in un segnale elettrico di uscita (corrente elettrica inversa) sfruttabile per pilotare il blocco di controllo demandato alla polarizzazione della sorgente ottica.

Come si può vedere dalla Figura 5.2.2 il sistema di stabilizzazione è stato pensato come un classico circuito di controllo operante mediante una retroazione negativa.

In esso la corrente elettrica rivelata dal fotodiodo di monitor viene preliminarmente sottoposta ad un'operazione di filtraggio e successivamente convertita in una tensione di valore tale da poter pilotare il blocco di amplificazione successivo.

In particolare il filtro passa-basso in questione deve essere caratterizzato da una frequenza di taglio opportuna che risulti sufficientemente bassa da eliminare le componenti in frequenza nella

banda utile del segnale modulante, ma che consenta di operare la retroazione su tutte quelle variazioni lente dovute al cambiamento delle condizioni di operatività del dispositivo (condizioni ambientali di lavoro) che, influenzando sul valore di parametri importanti del laser come l'efficienza di conversione e la corrente di soglia, andrebbero a modificare l'entità della potenza ottica emessa.

A valle di tale amplificatore (amplificatore di tensione) si rende ora disponibile un valore di tensione che, confrontato con un adeguato segnale di riferimento, permette di ottenere il segnale di controllo necessario per comandare il generatore di corrente demandato al pilotaggio del laser.

E' quindi chiaro come, una volta fissato il valore di tensione di riferimento, ogni variazione della potenza ottica emessa dalla sorgente ottica, risultando proporzionale alla corrente rivelata del fotodiode, causerà la variazione del valore di tensione in ingresso al blocco di controllo. Questo darà origine, essendo la retroazione di tipo negativo, ad un segnale di controllo di intensità tale da bilanciare la variazione verificatasi che provvederà a riportare il sistema alla condizione di equilibrio (potenza ottica emessa costante).

Tutto ciò verrà realizzato a partire dalle considerazioni ricavate dall'esame teorico dei dispositivi ottici effettuato nei precedenti capitoli e servendosi delle purtroppo scarse informazioni reperibili in letteratura riguardanti gli aspetti pratici concernenti la realizzazione di un tale tipo di circuito.

E' importante inoltre sottolineare fin da ora come la fase di progettazione, nonostante sia stata effettuata a partire dalle scarse informazioni riguardanti la schematizzazione equivalente dei dispositivi ottici impiegati, essendo basata su un modello aggiornabile del dispositivo, sia stata soggetta nel tempo ad un continuo affinamento che ha permesso, anche dopo la fase di realizzazione del circuito (momento in cui la Sumitomo ci ha inviato la

schematizzazione interna equivalente del laser), di renderne più facile l'analisi ai fini di un suo miglioramento.

5.3 Schema elettrico e simulazioni del trasmettitore

Per illustrare le varie parti costituenti il circuito del trasmettitore si procederà esaminando individualmente i diversi blocchi funzionali e riportando, per ognuno di essi, le considerazioni specifiche circa la funzionalità e il dimensionamento che lo caratterizzano.

Come prima cosa si descriverà il modello del laser utilizzato nel corso delle diverse simulazioni PSpice e che costituisce il nucleo dell'intero progetto del trasmettitore.

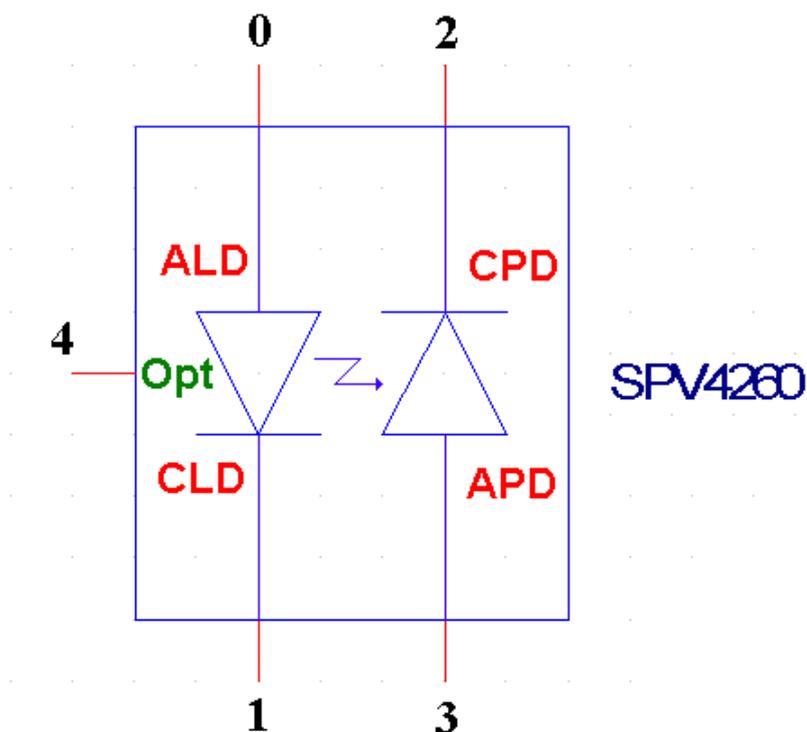


Figura 5.3.1 – Simbolo circuitale del modello Pspice del Laser SPV4260

Sulle basi delle informazioni reperite dai data sheet e dalla letteratura del settore si è costruito, utilizzando il tool di editor

relativo a PSpice (PSpice Model Editor), un modello equivalente del laser a nostra disposizione che contemplasse la presenza del fotodiode di monitor e che si avvicinasse il più possibile a quello reale. La rappresentazione circuitale ad esso associata, come visibile dalla Figura 5.3.1, mette in evidenza i 4 pin relativi ai due diversi dispositivi costituenti il laser SPV4260 oltre a quello (pin 4) predisposto a rappresentare il segnale ottico di uscita.

I valori considerati nel modello sono stati impostati cercando di ricostruire in maniera il più possibile accurata le caratteristiche P-I e I-P relative rispettivamente a laser e fotodiode di monitor. Questo è stato fatto basandosi essenzialmente sulle informazioni reperite dal data sheet del componente e sulle nozioni teoriche relative agli andamenti caratteristici di tali curve.

In particolare per ciò che riguarda il laser la curva P-I considerata, ottenuta definendo puntualmente nel modello Pspice i valori di corrente di iniezione e potenza ottica emessa, è mostrata in Figura 5.3.2.

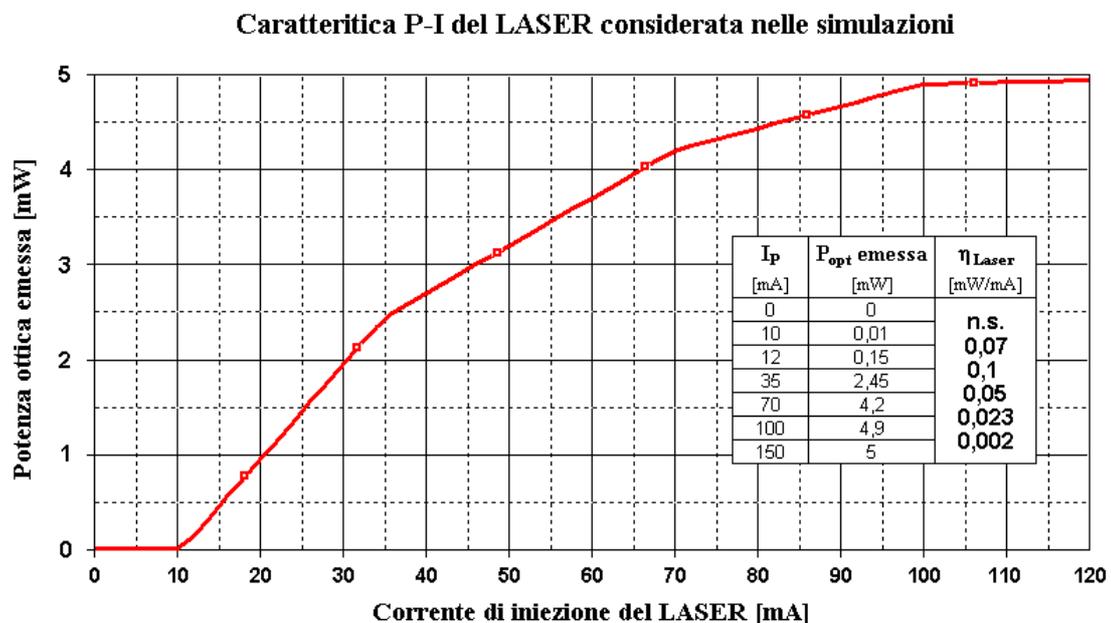


Figura 5.3.2 – Caratteristica P-I del laser considerata

Per il fotodiiodo di monitor invece la curva I-P è stata rappresentata mediante una retta partente dall'origine con pendenza data dal suo valore di responsivity. Tale valore, non essendo disponibile nel data sheet, è stato ricavato semplicemente come rapporto fra la massima corrente rivelabile dal fotodiiodo di monitor (1500 μ A) e la massima potenza ottica emissibile dal laser (5mW) risultando di circa 0,3mA/mW.

Da quanto visto a proposito della responsivity di un fotodiiodo si vede come il risultato ottenuto sia molto basso se paragonato ai valori normalmente riscontrabili in tali dispositivi; questo, probabilmente, trova spiegazione nel fatto che il valore calcolato, essendo riferito alla potenza ottica emessa dal laser e non a quella incidente sul fotodiiodo di monitor, non rappresenta l'effettiva responsivity del dispositivo che invece andrebbe calcolata considerando solo quella parte di potenza ottica relativa al segnale emesso dalla faccia posteriore del laser che va effettivamente ad illuminare il dispositivo di monitor.

Ai fini del modello comunque queste ultime considerazioni non sono molto importanti in quanto quello che interessa è avere un valore di pendenza della curva I-P che leghi la potenza ottica emessa dal laser alla corrente rivelata dal fotodiiodo di monitor.

Purtroppo tale modello di prima approssimazione, in continua evoluzione man mano aumentavano le indicazioni reperite, è stato completato solo in una fase successiva a quella di progetto e realizzazione dei circuiti, quando la Sumitomo ci ha messo a disposizione le informazioni riguardanti il circuito equivalente del laser e le curve V-I, P-I relative al suo funzionamento.

Questa conoscenza non approfondita del circuito interno del laser ha portato ovviamente ad effettuare delle approssimazioni nel modello utilizzato che in ogni caso, pur ripercuotendosi sulla perfetta aderenza delle simulazioni al caso reale, non ha tuttavia compromesso il lavoro di progettazione nel seguito illustrato.

Parte principale del trasmettitore è sicuramente quella riguardante il circuito di polarizzazione e modulazione del laser il cui schema elettrico è riportato in Figura 5.3.3.

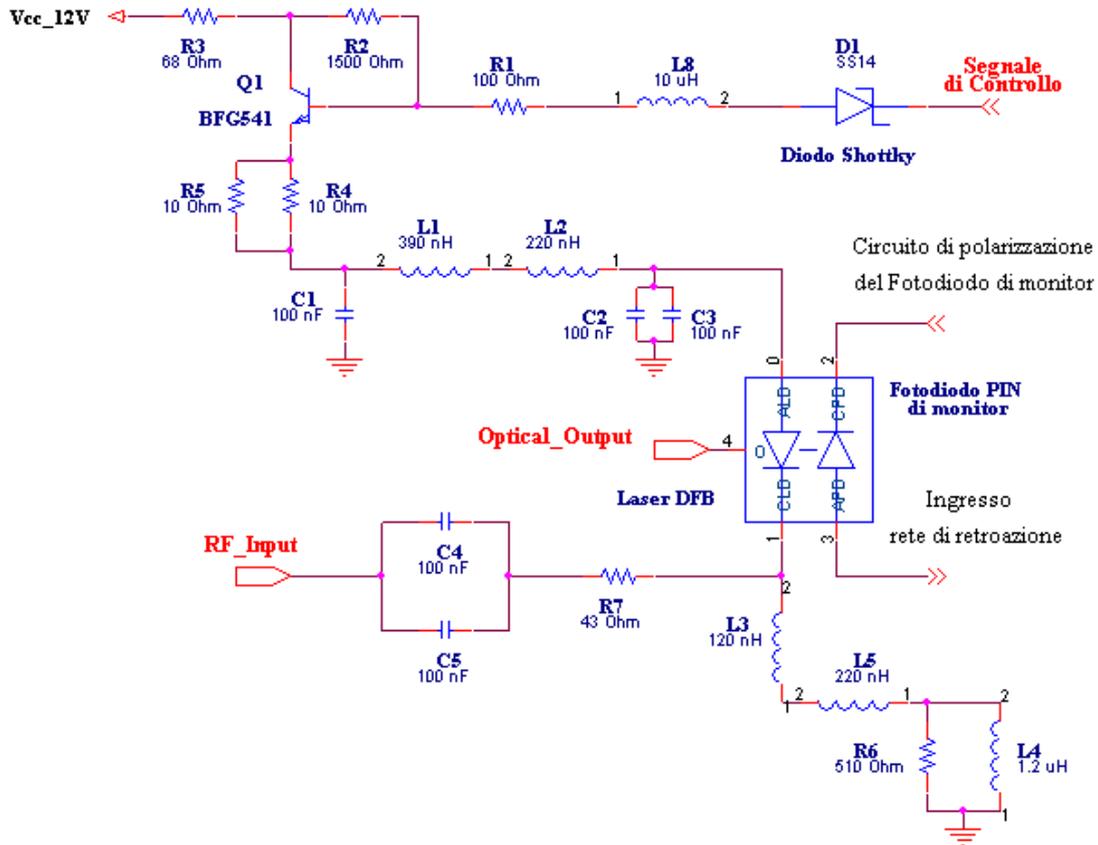


Figura 5.3.3 – Circuito di polarizzazione del Laser

In questa parte di circuito si vede come il laser, polarizzato in diretta mediante il collegamento del terminale di anodo ad un alimentazione positiva, sia pilotato dal generatore di corrente facente capo a Q_1 il cui ingresso, costituito dal segnale applicato in base, è determinato dal segnale di controllo proveniente dalla rete di retroazione.

Subito a valle della sorgente ottica è stato posizionato il ramo di ingresso del segnale RF in modo che questo, sovrapponendosi a quello costante dovuto al punto di polarizzazione scelto, vada a modulare il laser. Tale ramo è costituito da due capacità C_4 e C_5 di accoppiamento e dalla resistenza R_7 , scelta di valore pari a 43Ω in modo da adattare

la resistenza equivalente del laser ai 50Ω caratteristici della porta di ingresso.

Per realizzare un'efficiente modulazione del dispositivo ottico è stata predisposta una rete L-C (costituita dagli elementi reattivi C_1 , L_1 , L_2 , C_2 , C_3 , L_3) con il compito di indirizzare il percorso del segnale RF modulante in maniera tale da sensibilizzare sì il laser, ma evitando che poi giunga ad interferire col funzionamento del generatore di corrente. Il suo dimensionamento è stato effettuato tramite simulazioni Pspice a seguito dell'applicazione in ingresso di un segnale variabile in frequenza in un range di 10-700 MHz e rappresentabile mediante un generatore di corrente (di ampiezza pari a 0,1mA) e una resistenza in parallelo di 50Ω . In Figura 5.3.4 sono riportati i risultati conclusivi della simulazione relativamente alle principali correnti coinvolte nella modulazione della sorgente ottica.

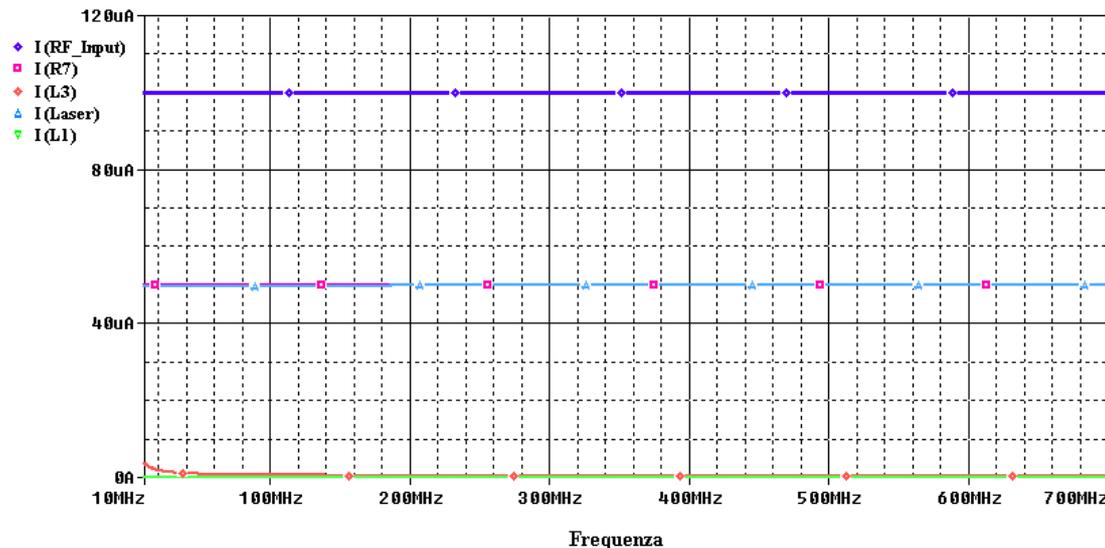


Figura 5.3.4 – Risultati della simulazione relativi alla modulazione del laser

La Figura 5.3.4 mostra chiaramente come l'adattamento in ingresso (adattamento necessario per rendere massimo il trasferimento di potenza del segnale in ingresso), realizzato tramite R_7 , e il dimensionamento dei componenti reattivi considerato, consenta al segnale modulante, costituito da $I_{Laser}=I_{R7}=I_{RF_Input}/2$, di attraversare il

laser impedendogli però di risalire verso il generatore di corrente ($I_{L1}=0$) e costringendolo invece a scaricarsi a massa attraverso le due capacità C_2 e C_3 .

In modo analogo le induttanze L_3 , L_5 , L_4 sono state dimensionate per consentire alla corrente continua di polarizzazione del laser un percorso alternativo, una volta attraversato il dispositivo, per scaricarsi a massa evitando di interferire con la porta di ingresso.

Come tipologia circuitale per realizzare il generatore di corrente comandato, adibito alla polarizzazione del laser, si è scelto un transistor in configurazione collettore comune. In tale configurazione si è aggiunta una resistenza fra base e collettore in modo da usufruire dell'effetto stabilizzante che essa introduce [Ref.17], consistente nel mantenere la corrente di emettitore, costituente poi la corrente di polarizzazione del laser, il più possibile indipendente da eventuali variazioni del valore di β (*guadagno di corrente ad emettitore comune*) del transistor.

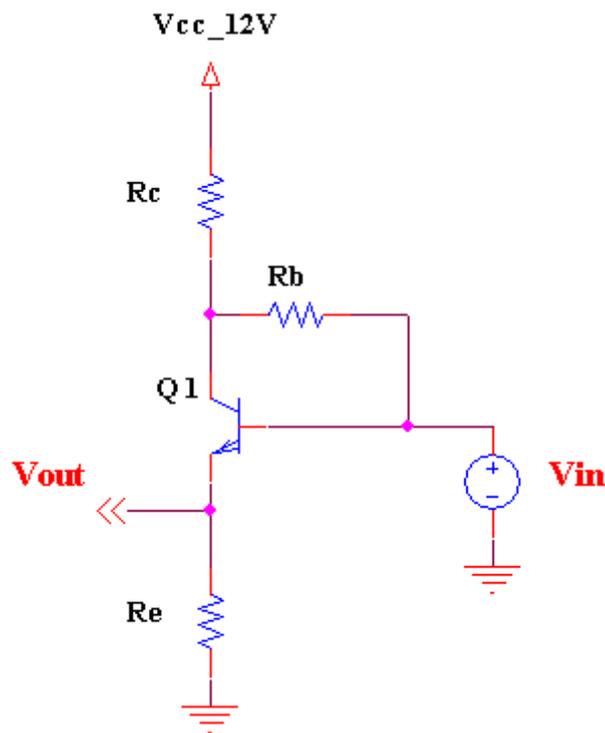


Figura 5.3.5 – Circuito utilizzato come generatore di corrente comandato

Compito principale del circuito rappresentato in Figura 5.3.5 è quello di fissare il punto di polarizzazione del laser attraverso l'impostazione del livello di corrente di iniezione desiderato.

Le caratteristiche che deve possedere questo tipo di circuito sono essenzialmente due: offrire la possibilità di essere comandato in ingresso per consentire al segnale proveniente dal blocco di controllo di influenzare il punto di lavoro del laser e, una volta raggiunta la condizione di equilibrio, erogare una corrente costante caratterizzata da una bassissima rumorosità.

Quest'ultimo aspetto è molto importante in quanto una corrente molto rumorosa, introducendo un'effetto sul laser paragonabile a quello associato al RIN che lo caratterizza, andrebbe ad introdurre un contributo di rumore non trascurabile a quelli già considerati nel calcolo della cifra di rumore con un conseguente peggioramento delle prestazioni. Tale considerazione, unitamente a quelle relative alla compatibilità in termini di correnti erogabili e potenza dissipabile, ha indirizzato la scelta del particolare transistor da utilizzare nel trasmettitore verso un dispositivo come il PHILIPS BFG541.

Il componente in questione è caratterizzato infatti da una bassa cifra di rumore (tipicamente 1.3dB e massimo 1.8dB), una corrente di collettore massima di 120mA (sufficientemente maggiore della corrente di circa 80mA prevista nel caso di polarizzazione più elevata) e una potenza massima dissipabile di 650mW (contro i 200mW stimati per il circuito di interesse).

Per quanto riguarda la rete di retroazione, realizzata a partire dallo schema a blocchi di Figura 5.2.1, si esamineranno i diversi blocchi funzionali che la compongono a partire da quello relativo alla polarizzazione del fotodiodo di monitor e al primo stadio di filtraggio riportati in Figura 5.3.6.

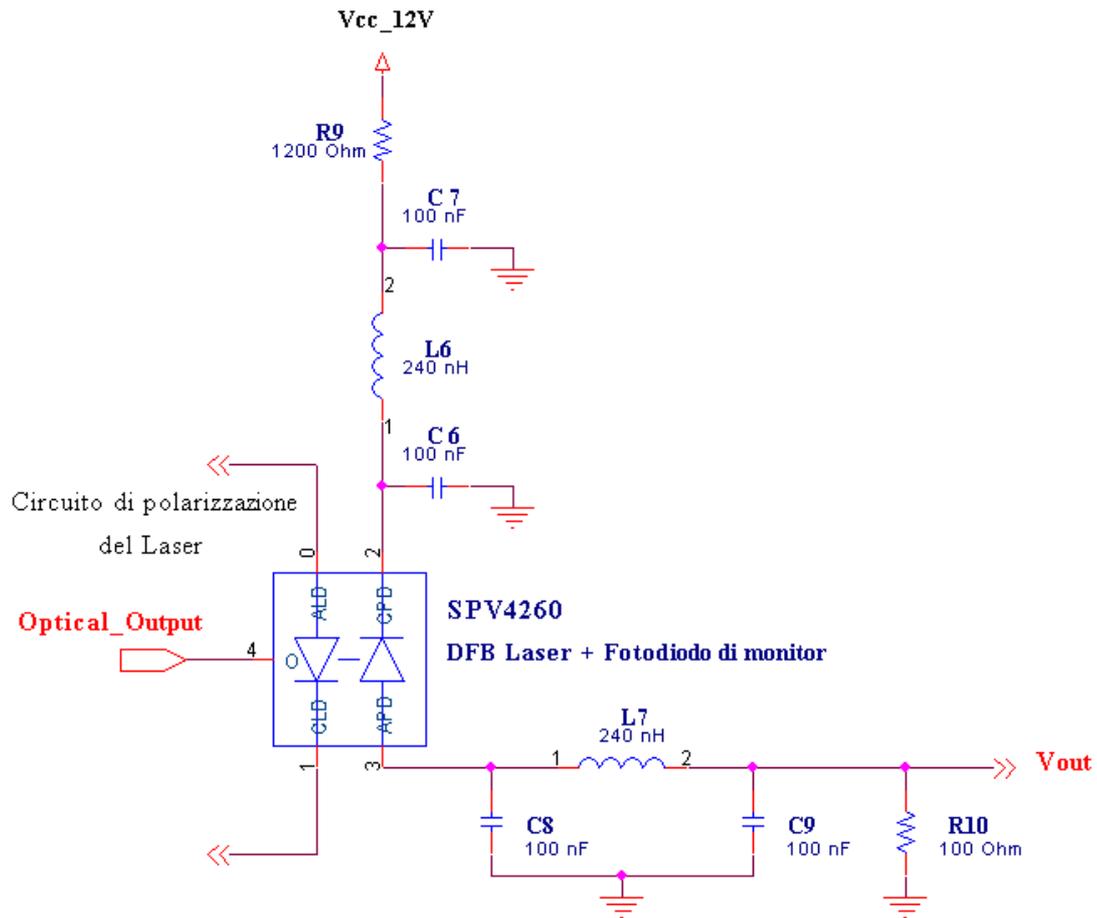


Figura 5.3.6 – Circuito di polarizzazione del Fotodiode di monitor

La polarizzazione del fotodiode consente la rivelazione della corrente relativa al segnale ottico presente al suo ingresso. Su tale corrente viene operato un doppio filtraggio realizzato mediante filtri passa-basso col duplice scopo di:

1. evitare che i segnali ad alta frequenza raggiungano l'alimentazione
2. eliminare le componenti in frequenza relative al segnale modulante a cui la retroazione deve essere insensibile.

In uscita dal filtro costituito dagli elementi reattivi C_8 , L_7 , C_9 , la resistenza R_{10} è stata inserita al fine di operare la conversione della

corrente di controllo in una tensione di valore opportuno a pilotare l'amplificatore di tensione che costituirà lo stadio successivo (Figura 5.3.7).

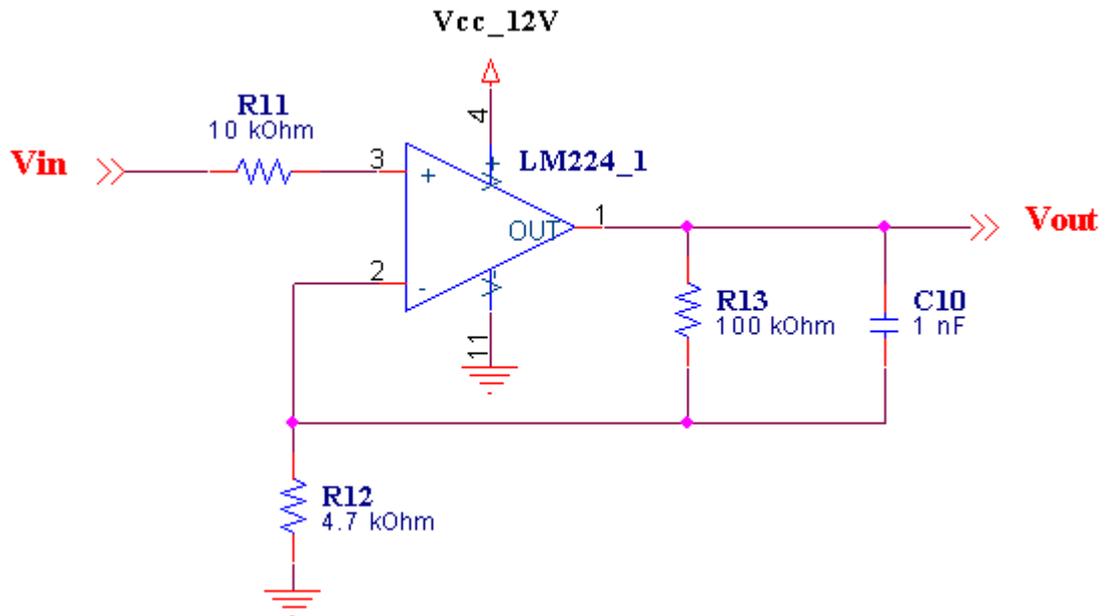


Figura 5.3.7 – Amplificatore di tensione

La configurazione dell'amplificatore di tensione è quella classica non invertente mediante amplificatore operazionale, in cui il valore di amplificazione per le basse frequenze è determinato dal rapporto di resistenze R_{13} , R_{12} e che, nel nostro caso, vale:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_{13}}{R_{12}} \cong 22,28 \quad (5.1)$$

Per ottenere un ulteriore filtraggio delle componenti di frequenza più elevate è stata inoltre inserita, in parallelo alla resistenza R_{13} , la capacità C_{10} da 1nF, in modo che la funzione di trasferimento, risultando:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(j\omega) = 1 + \frac{R_{13}/R_{12}}{1 + j\omega C_{10}R_{13}} \quad (5.2)$$

sia caratterizzata da una frequenza di taglio $f_t \cong 1,1\text{KHz}$, come visibile anche dalla simulazione (effettuata considerando un segnale in ingresso variabile in frequenza e di ampiezza costante pari a $V_{in}=1\text{mV}$) riportata in Figura 5.3.8.

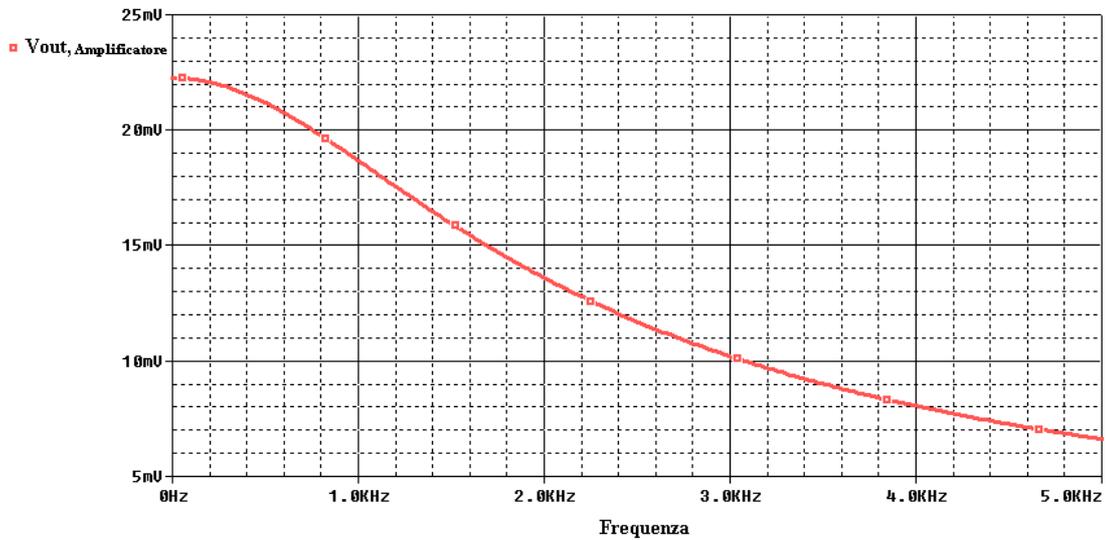


Figura 5.3.8 – Tensione di uscita dell'amplificatore non-invertente

Il valore di amplificazione in bassa frequenza è stato scelto a partire dal livello di corrente in uscita dal fotodiode, variabile da 0 sino a circa 1,5mA corrispondentemente ai livelli di potenza ottica trasmessa dal laser, in modo da ottenere una V_{out} di range opportuno a fungere da ingresso per lo stadio di generazione del segnale di controllo (Figura 5.3.9).

Il blocco di comparazione, come detto nel paragrafo precedente, deve originare il segnale di retroazione preposto al comando del generatore di corrente, a seguito del confronto del segnale presente al suo ingresso con quello di riferimento determinato in base al particolare punto di lavoro desiderato (livello di potenza ottica emessa).

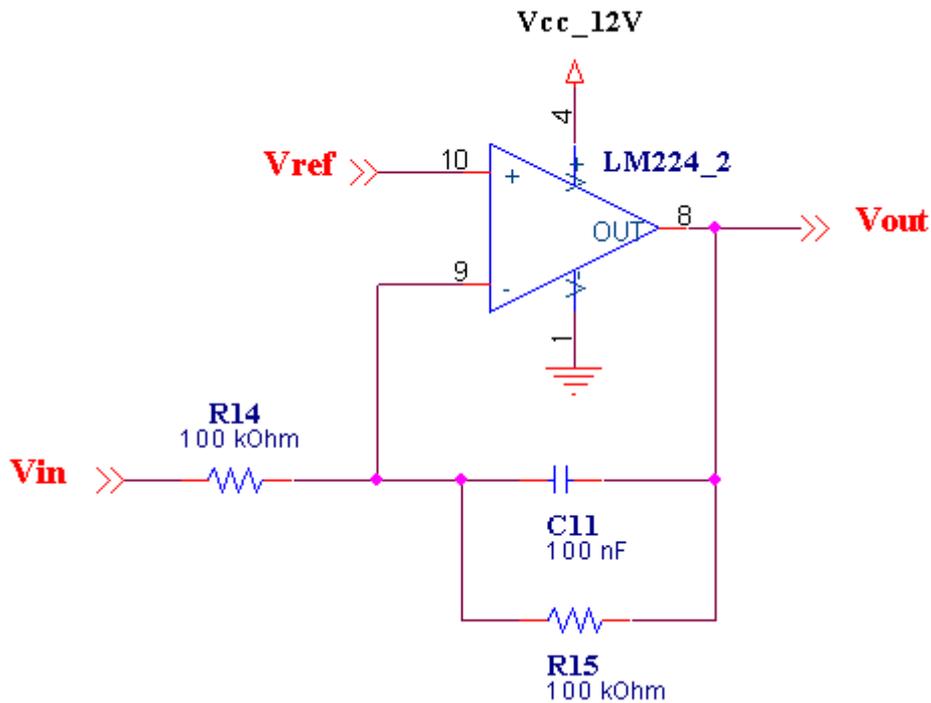


Figura 5.3.9 – Stadio di generazione del segnale di controllo

Per fare ciò si è utilizzato un amplificatore operazionale in configurazione di integratore reale, comprensivo cioè della resistenza R_{15} necessaria a limitarne il guadagno in continua, la cui funzione di trasferimento è data dall'espressione:

$$V_{out} = V_{ref} + \frac{R_{15}/R_{14}}{1 + j\omega C_{11}R_{15}} \cdot (V_{ref} - V_{in}) \quad (5.3)$$

Dalla relazione (5.3) si vede come, una volta fissato il valore V_{ref} , ogni variazione della tensione di ingresso V_{in} , essendo collegata all'ingresso invertente dell'operazionale, si traduce in una variazione in senso opposto della tensione di uscita, operando così quella correzione indispensabile al sistema per portarsi in una condizione di equilibrio. Tale condizione viene raggiunta quando il valore della tensione di uscita è tale da consentire, tramite assorbimento di corrente opportuno dalla base del transistor, un livello di corrente di

iniezione dell laser compatibile col valore di V_{ref} impostato in base al punto di lavoro desiderato.

Il circuito per la generazione della tensione di riferimento è estremamente semplice ed è rappresentato in Figura 5.3.10.

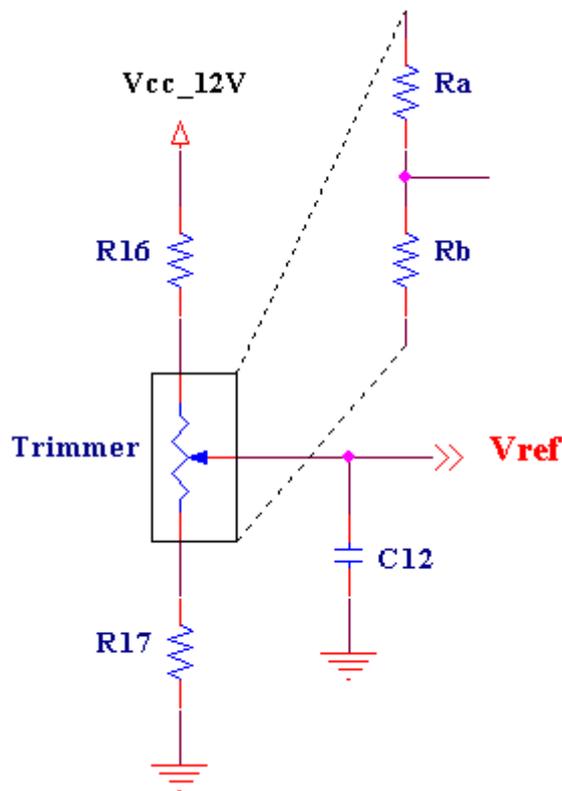


Figura 5.3.10 – Circuito di generazione della tensione di riferimento

Come si vede esso è riconducibile ad un semplice partitore di tensione il cui valore di uscita V_{ref} , una volta esaurito il transitorio legato alla carica del condensatore C_{12} , è determinato a partire dal valore di tensione di alimentazione secondo la relazione:

$$V_{ref} = V_{cc} - 12V \cdot \frac{R_b + R_{17}}{R_{16} + R_a + R_b + R_{17}} \quad (5.4)$$

dove:

$R_a + R_b =$ Resistenza massima del trimmer

Essendo V_{ref} la tensione utilizzata per fissare il punto di polarizzazione della sorgente ottica, si è pensato di affrontare il problema dell'accensione lenta del laser imponendo che questa si porti a regime (presenti il valore di tensione desiderato) a seguito di una crescita controllata nel tempo. Per realizzare un andamento del genere si è ricorsi ad una soluzione molto semplice e cioè l'inserimento nel circuito di generazione della tensione di riferimento, di un condensatore, C_{12} , come mostrato in Figura 5.3.10. In questo modo infatti il valore di V_{ref} raggiungerà il livello desiderato a seguito della carica del condensatore solo dopo un intervallo temporale dipendente dalla costante di tempo:

$$\tau = (R_b + R_{17}) \cdot C \quad (5.5)$$

il cui valore, una volta fissato in fase di progetto, costituirà una prima specifica per il dimensionamento del circuito.

Una tale soluzione presenta però come contropartita un valore della costante di tempo dipendente dal particolare punto di lavoro considerato, riscontrabile nella relazione (5.5) dalla presenza del valore di resistenza variabile R_b . Ciò non deve comunque preoccupare in quanto l'importante ai fini dell'accensione del laser, non è tanto che questa presenti un andamento temporale specifico, ma unicamente che essa non avvenga a fronte di una brusca erogazione della corrente di iniezione. Questo ci consente perciò una certa libertà nella scelta di tale parametro che, nel caso di interesse, si è considerato soddisfacente se dell'ordine del msec.

I valori dei componenti infine sono stati dimensionati verificando anche che la tensione V_{ref} risultante fosse in grado di far variare la corrente di iniezione del laser in un range di circa 8÷80mA.

Tale infatti è stato considerato l'intervallo di correnti idonee a pilotare la sorgente ottica di interesse che, presentando una corrente di soglia tipica di 10mA e un valore massimo di corrente ammissibile di 150mA, consente di passare dalla condizione di spegnimento del laser (corrente di iniezione inferiore alla corrente di soglia del dispositivo) alla condizione di piena operatività, mantenendosi sempre sufficientemente lontani dai livelli di corrente critici per il dispositivo.

L'utilizzo di simulazioni PSpice ha mostrato come l'intervallo di funzionamento desiderato, corrispondente ad una variazione di V_{ref} da circa 0,293V a 4,2V, unitamente all'ottenimento di una costante di tempo dell'ordine di pochi msec (intervallo di $0,5 \div 7$ msec dipendentemente dal valore impostato nel trimmer) possano essere assicurati considerando valori dei componenti pari a:

$$R_{16} = 20K\Omega$$

$$R_{17} = 750\Omega$$

$$R_a + R_b = 10K\Omega$$

$$C_{12} = 680nF$$

In Figura 5.3.11 sono riportati i risultati delle simulazioni relative ad un'accensione brusca del trasmettitore in cui si è impostata una corrente di iniezione del laser pari a 30mA.

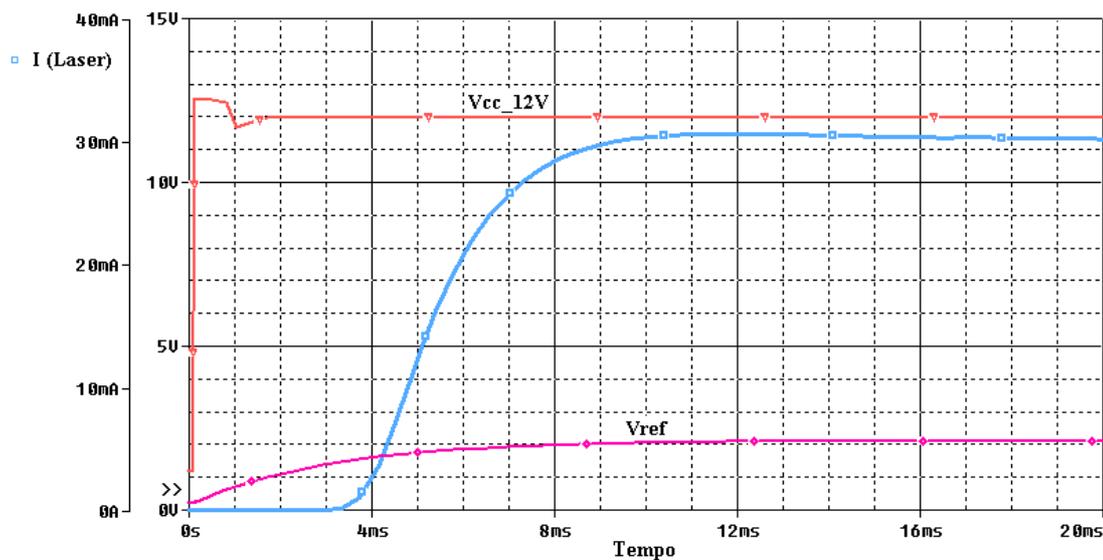


Figura 5.3.11 – Andamenti relativi al circuito di accensione lenta

Dai grafici soprariportati è possibile apprezzare come un'applicazione brusca della tensione di alimentazione (uscita del regolatore di tensione V_{cc_12V}) provochi un aumento controllato della tensione di riferimento V_{ref} (a seguito della carica del condensatore C_{12}) sino al valore impostato. Ciò si traduce conseguentemente in una crescita della corrente di iniezione del laser da un livello nullo sino al valore di regime di 30mA attraverso un andamento molto più lento e graduale di quello presentato dalla tensione di alimentazione del circuito, proteggendo perciò la sorgente ottica dall'insorgenza di un eventuale sbalzo di corrente al momento dell'accensione.

Ultimo aspetto da tenere in considerazione riguarda la modalità di generazione della tensione di alimentazione all'interno del circuito.

Dovendo questa risultare il più possibile costante, oltre che di livello compatibile col corretto funzionamento dei dispositivi presenti, onde evitare di modificare la condizione di polarizzazione della sorgente ottica a seguito di indesiderati effetti esterni, si è deciso di utilizzare un regolatore di tensione.

Il dispositivo scelto è il regolatore di tensione LM7812CV che, a fronte di una tensione di alimentazione in ingresso superiore ai 14V,

garantisce una tensione costante in uscita pari a 12V e la capacità di erogare fino ad 1A di corrente, valore questo sicuramente superiore alla massima corrente assorbibile dal circuito (circa 100mA).

In Figura 5.3.12 è riportato il circuito relativo al regolatore LM7812CV così come è stato implementato nel trasmettitore e come peraltro consigliato dalla ditta produttrice [Ref.18].

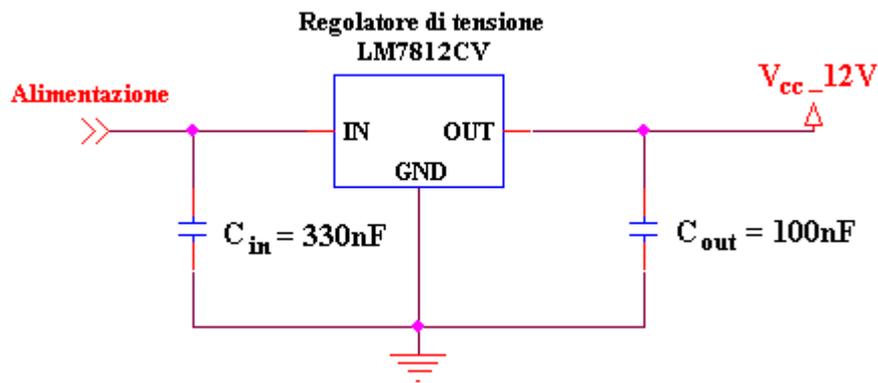


Figura 5.3.12 – Configurazione consigliata per il regolatore di tensione

A conclusione di questo paragrafo in Figura 5.3.13 viene riportato lo schema elettrico complessivo del trasmettitore ottico realizzato, in cui è possibile riconoscere i diversi blocchi funzionali illustrati in precedenza, mentre la Figura 5.3.14 mostra invece l'elenco completo dei componenti reali utilizzati per la sua realizzazione.

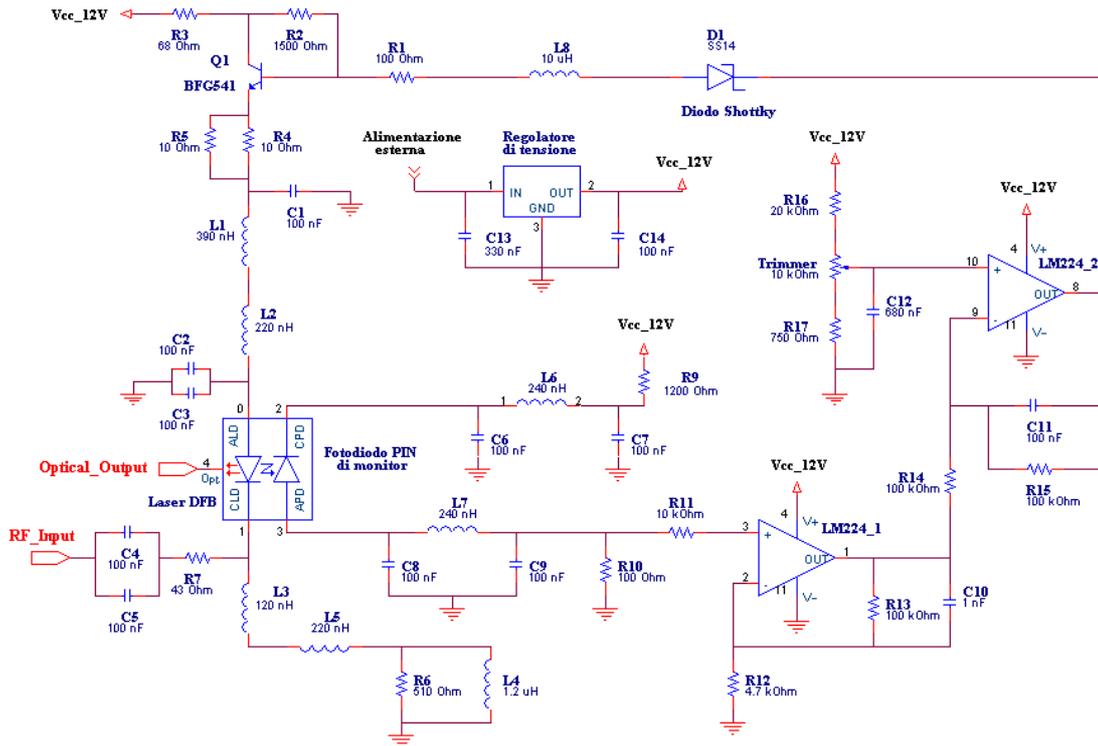


Figura 5.3.13 – Schematico elettrico del trasmettitore ottico realizzato

Componenti del CIRCUITO TRASMETTITORE	
CAPACITANZE: SMD	
C1,C2,C3,C4,C5 = 100nF GRM188R71E104KA01B - Murata	
C6,C7,C8,C9,C11 = 100nF C1206C104K5RAC - KEMET-RS	
C10 = 1nF C1206C102K1RAC - KEMET-RS	
RADIALI	
C12 = 680nF	X7R63 680K
C13 = 330nF	A5E 334M
C14 = 100nF	M5E 104
INDUTTANZE: SMD	
L1 = 390nH	0805CS-391XJB - Coilcraft
L2,L5 = 220nH	0805CS-221XJB - Coilcraft
L3 = 120nH	0805CS-121XJB - Coilcraft
L4 = 1,2µH	1008LS-112XJB - Coilcraft
L6,L7 = 240nH	0805CS-241XJB - Coilcraft
L8 = 10µH	1008LS-103XJB - Coilcraft
RESISTENZE: SMD	
R1,R10 = 100Ω	CRG1206_R10 - RS-Neohm
R2 = 1,5KΩ	CRG1206_1k5 - RS-Neohm
R3 = 68Ω	Serie 3520 Power resistor (1W) 68R - RS
R4,R5 = 10Ω	CRG1206_10R - RS-Neohm
R6 = 510Ω	CRG1206_510R - RS-Neohm
R7 = 43Ω	CRG1206_43R - RS-Neohm
R9 = 1,2KΩ	CRG1206_1k2 - RS-Neohm
TRIMMER:	
10KΩ	
AMPLIFICATORI OPERAZIONALI:	
LM224_1, LM224_2 Integrato LM224 - Motorola	
TRANSISTOR:	
Q1 BFG541 NPN - Philips Semiconductors	
DIODO SHOTTKY:	
D1 SS14 - RS	
REGOLATORE DI TENSIONE:	
L7812CV TO-220 - ST	
SORGENTE OTTICA:	
1,31µm MQW-DFB Laser Diode Module Serie SLV4260 BFI Optilas - Sumitomo	

Figura 5.3.14 – Componenti utilizzati per la realizzazione del trasmettitore

5.4 Analisi di stabilità del trasmettitore

Essendo prevista nel trasmettitore una rete di retroazione negativa è sembrato opportuno effettuare un'analisi preventiva della stabilità del sistema.

Come noto dalla teoria [Ref.19], una tale analisi può essere effettuata andando ad esaminare i diagrammi di Bode relativi al guadagno di anello del sistema.

Il primo passo da effettuare consiste perciò nell'interrompere l'anello di controreazione in un punto tale da non modificare le condizioni precedenti tale operazione. Questo si ottiene facendo in modo che, in corrispondenza del punto dove è avvenuta l'interruzione, il circuito venga chiuso su un'impedenza uguale a quella vista (dal circuito a monte) prima che l'anello fosse aperto. Successivamente si inserisce in ingresso all'anello aperto un generatore di segnale di prova e in uscita un'impedenza di valore pari a quella presentata dal circuito in corrispondenza dell'interruzione.

Nel caso in esame (vedi Figura 5.4.1) si è deciso di effettuare l'apertura dell'anello in corrispondenza della resistenza R_{10} che, essendo posta all'ingresso di un amplificatore operazionale (R_{in} molto elevata), assicurava un valore di impedenza certo da utilizzare come carico per valutare il guadagno di anello del sistema.

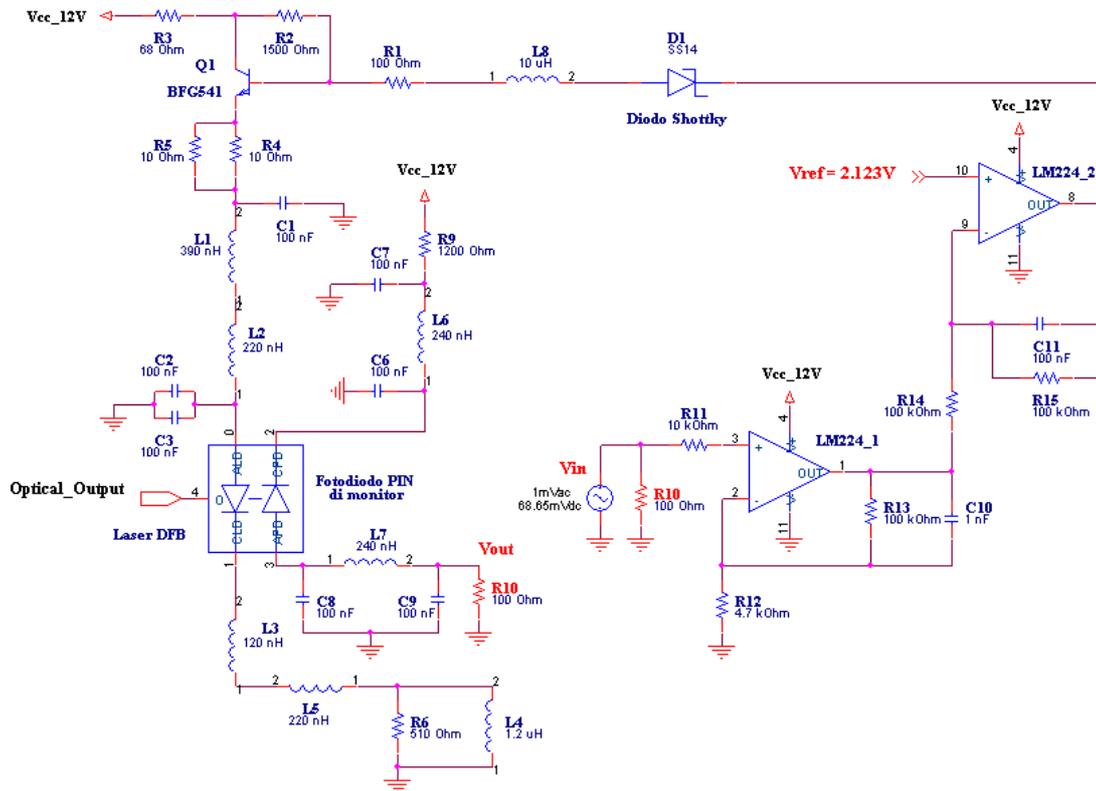


Figura 5.4.1 – Schema del circuito ad anello aperto utilizzatore per effettuare l’analisi di stabilità

Per quello che riguarda il generatore di segnale si è considerato un generatore di tensione avente un valore di tensione in continua ($V_{dc}=68,65mV$) tale da non modificare le condizioni di polarizzazione del sistema precedenti all’apertura a cui è sovrapposto un segnale alternato, necessario per effettuare la simulazione in frequenza, pari a $V_{ac}=1mV$.

In Figura 5.4.2 sono riportati i diagrammi di Bode (modulo e fase) del guadagno di anello dato da V_{out}/V_{in} risultanti dalla simulazione effettuata.

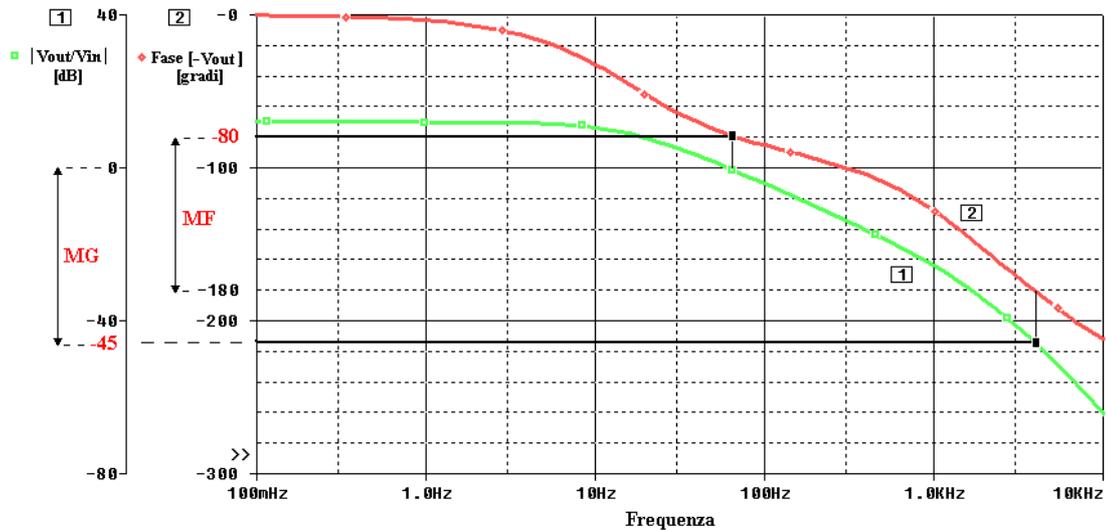


Figura 5.4.2 – Diagrammi di Bode del guadagno di anello

A questo punto per valutare se il sistema è stabile o meno basta verificare che in corrispondenza della frequenza per cui si ha uno sfasamento di 180° il modulo del guadagno di anello risulti minore di uno o, analogamente, che in corrispondenza della frequenza per cui il modulo del guadagno è unitario (0dB) lo sfasamento (in modulo) risulti inferiore a 180° .

Dal grafico soprariportato si può notare come in corrispondenza di uno sfasamento di 180° il modulo del guadagno risulti pari a -45dB mentre in corrispondenza di un valore del modulo di 0dB si sia ottenuto uno sfasamento di -80° cosa questa che indica come il sistema in esame risulti stabile.

Da queste considerazioni si possono ricavare anche i cosiddetti margini di stabilità ovvero quei valori indicativi dell'entità della stabilità del sistema. In particolare il margine di guadagno e il margine di fase indicano rispettivamente di quanto possano essere aumentati il guadagno o la fase del sistema prima che esso diventi instabile. Essi sono stati indicati in Figura 5.4.2 come *MG* e *MF* e nel nostro caso risultano di:

Margine di Guadagno: 45dB

Margine di Fase: 100°

5.5 Progetto del ricevitore ottico

Il ricevitore di un collegamento in fibra ottica deve essere progettato in modo da consentire la corretta rivelazione del segnale ottico presente al suo ingresso.

Solitamente, dato il basso guadagno caratteristico di un collegamento ottico basato su una modulazione diretta del laser, il ricevitore viene realizzato predisponendo direttamente in uscita al fotodiode un amplificatore avente lo scopo di riportare il livello del segnale ad un valore sufficientemente elevato.

In alternativa, se si accetta la limitazione derivante dall'ottenere in uscita un livello di segnale utile molto basso, si può ricorrere ad una configurazione del ricevitore, chiamata convenzionalmente di tipo passivo, caratterizzata da una maggiore semplicità circuitale che, se da un lato ne peggiora le prestazioni in termini di guadagno complessivo del collegamento, dall'altro ne migliora il comportamento dinamico rendendo, sotto questo aspetto, il collegamento interamente dipendente dalle caratteristiche del trasmettitore.

La minor complessità circuitale si traduce conseguentemente in una maggiore facilità di progettazione oltre che influire sul costo e sull'affidabilità del circuito.

Per il collegamento di nostro interesse questi punti sono molto importanti anche perchè, essendo questo il primo prototipo realizzato, quello che interessa acquisire sono tutte quelle informazioni di base relative alla polarizzazione dei dispositivi ottici che un'eccessiva complessità rischierebbe solo di compromettere.

In ogni caso è comunque sempre possibile inserire a valle del ricevitore ottico un dispositivo di amplificazione nel caso il livello del segnale di uscita sia considerato troppo basso.

Analogamente a quanto fatto per il laser, anche per il fotodiode è stato creato un modello in Pspice utilizzabile nelle simulazioni e sul quale basarsi per effettuare la progettazione del ricevitore.

Per quanto riguarda il circuito di polarizzazione del fotodiode è indispensabile garantire una polarizzazione inversa del dispositivo in modo da rendere possibile il processo di rivelazione che lo caratterizza.

A differenza di quanto fatto per il trasmettitore, per illustrare la topologia circuitale del ricevitore si esaminerà direttamente il circuito finale come riportato in Figura 5.5.1.

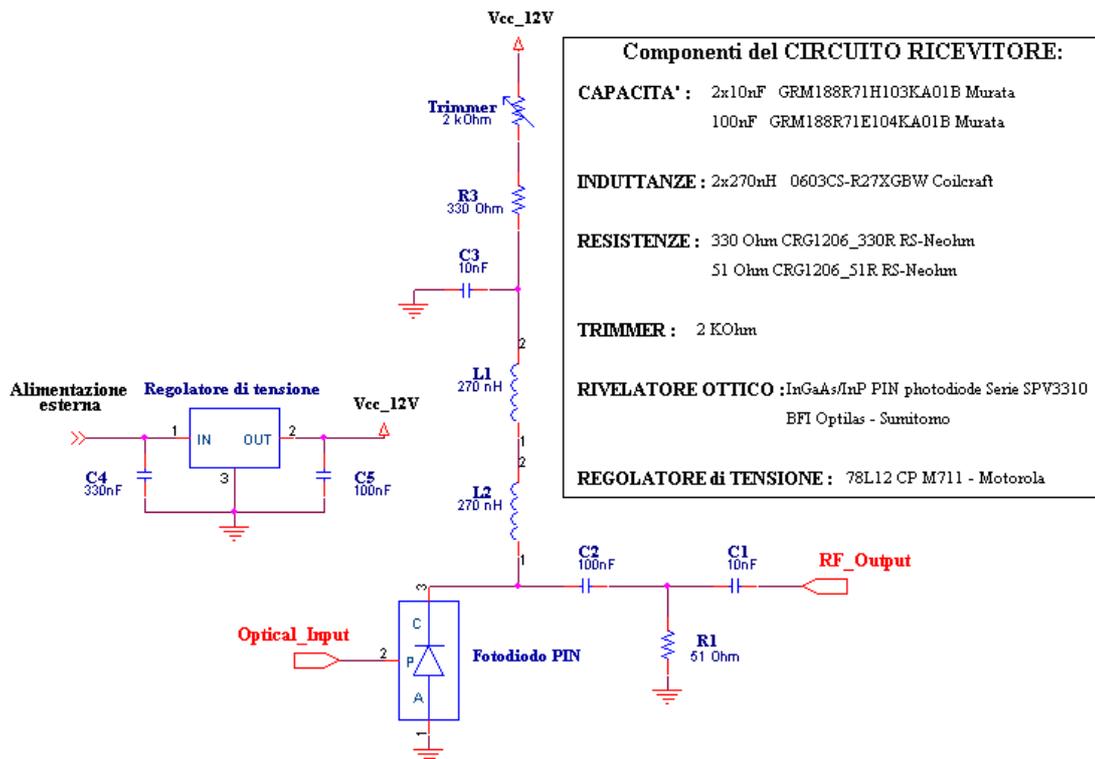


Figura 5.5.1 – Schema elettrico del Ricevitore Ottico passivo realizzato

Dalla Figura 5.5.1 si vede subito come la polarizzazione inversa del fotodiode sia stata realizzata semplicemente collegandone l’anodo direttamente a massa e polarizzandone il catodo attraverso un’alimentazione positiva.

A seguito di questa polarizzazione la corrente rivelata dal fotodiode, viene separata nelle sue diverse componenti: quella in continua, corrispondente al livello di potenza ottica costante funzione del punto di polarizzazione del trasmettitore, attraverserà la maglia

che dall'alimentazione arriva sino a massa, mentre la componente ad alta frequenza, rappresentativa del segnale modulante sovrainposto, viene forzata dalla rete L-C a raggiungere l'uscita RF_Output.

La resistenza R1 infine, posta di valore uguale a quella di uscita, rappresentata dalla resistenza caratteristica del cavo coassiale impiegato, forza l'adattamento all'impedenza equivalente, di valore molto maggiore, presentata dal fotodiodo.

Il dimensionamento della rete L-C è stato effettuato mediante simulazioni PSpice, realizzate collegando all'ingresso ottico del modello del fotodiodo un generatore di segnale, nei diversi punti di interesse del circuito. Valutando i livelli di corrente al variare della frequenza del segnale applicato si è potuto così determinare il valore dei diversi componenti.

Nelle figure seguenti sono riportati gli andamenti ottenuti dalle simulazioni relativi alla configurazione finale in cui si è considerata l'applicazione di un segnale costituito da una componente continua (rappresentante il valore di potenza ottica in corrispondenza del punto di lavoro) pari a 2mW, più una componente variabile in frequenza da 1Hz sino a 1GHz e di ampiezza pari a 0,1mW (rappresentante il segnale modulante). Come conseguenza dei valori fissati e considerando un'efficienza del fotodiodo di 0,9mA/mW, il valore della corrente inversa rivelata relativo al segnale modulante risulterà pari a:

$$I_D = P_{opt} \times \mathfrak{R}_{PIN} = 0,1mW \times 0,9mA/mW = 0,09mA$$

In particolare in Figura 5.5.2 si sono riportati i risultati relativi ai livelli di correnti transitanti su C₂ e L₁ che mostrano chiaramente come a partire da circa 50MHz il segnale rivelato viene totalmente trasferito al ramo di uscita, mentre viene attenuato progressivamente per frequenze inferiori sino a risultare nullo in corrispondenza della continua.

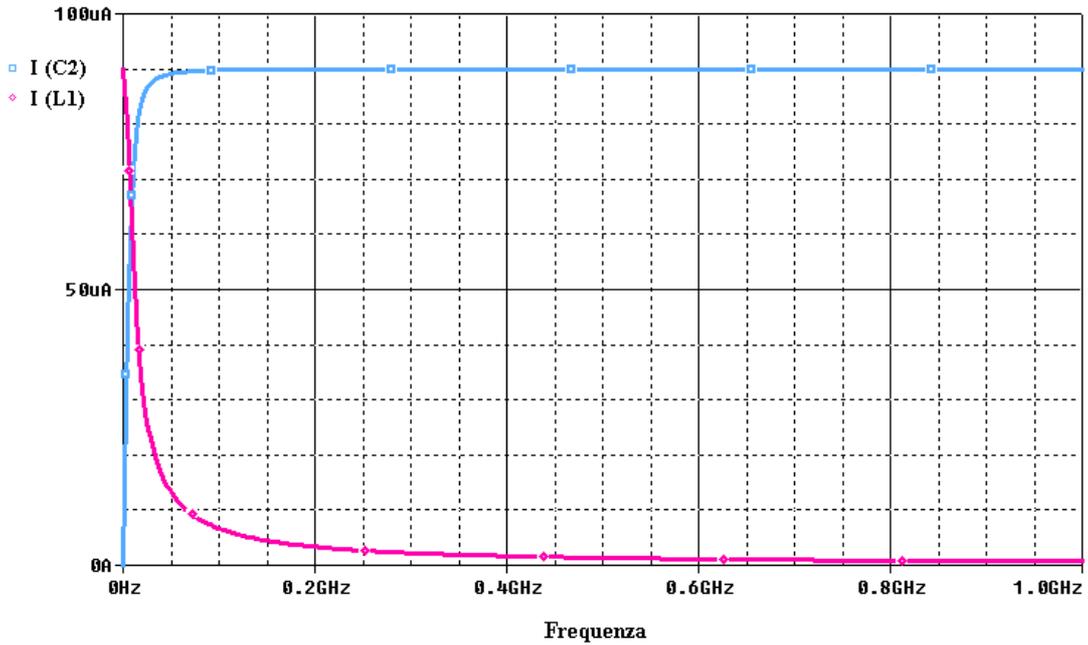
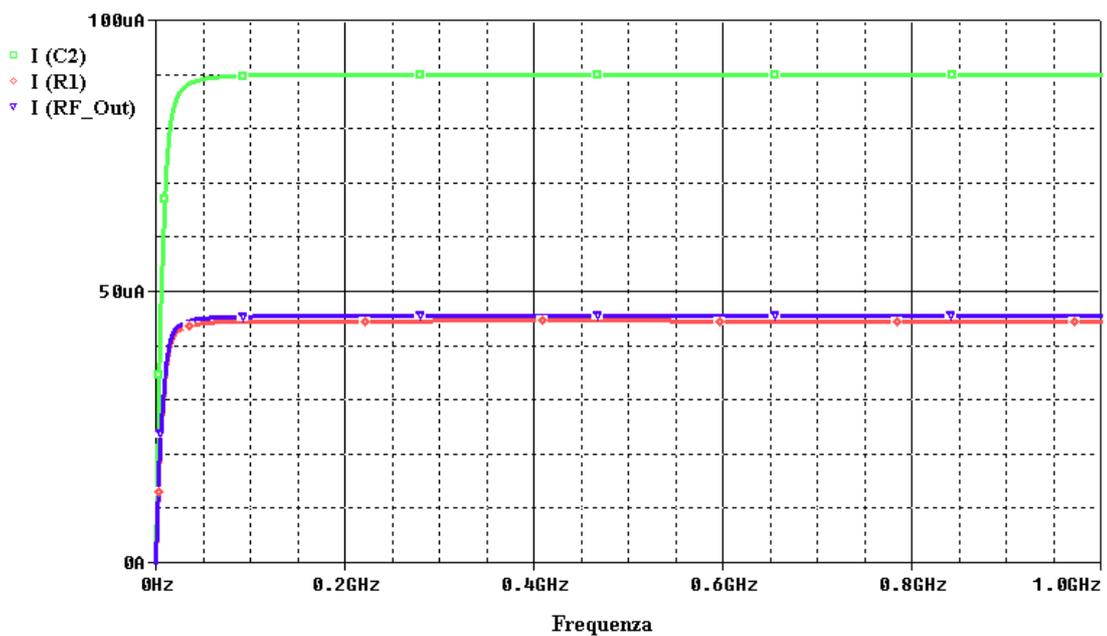


Figura 5.5.2 – Andamenti delle correnti nei due rami principali del circuito

Per quello che riguarda il ramo di uscita invece, dalla Figura 5.5.3 si può notare come l'aver forzato l'adattamento attraverso R_1 abbia provocato una perdita del 50% del segnale utile che determina, come visto nel capitolo precedente a proposito di un adattamento di uscita di tipo parallelo serie, un peggioramento del guadagno dell'interno collegamento pari a 6dB.



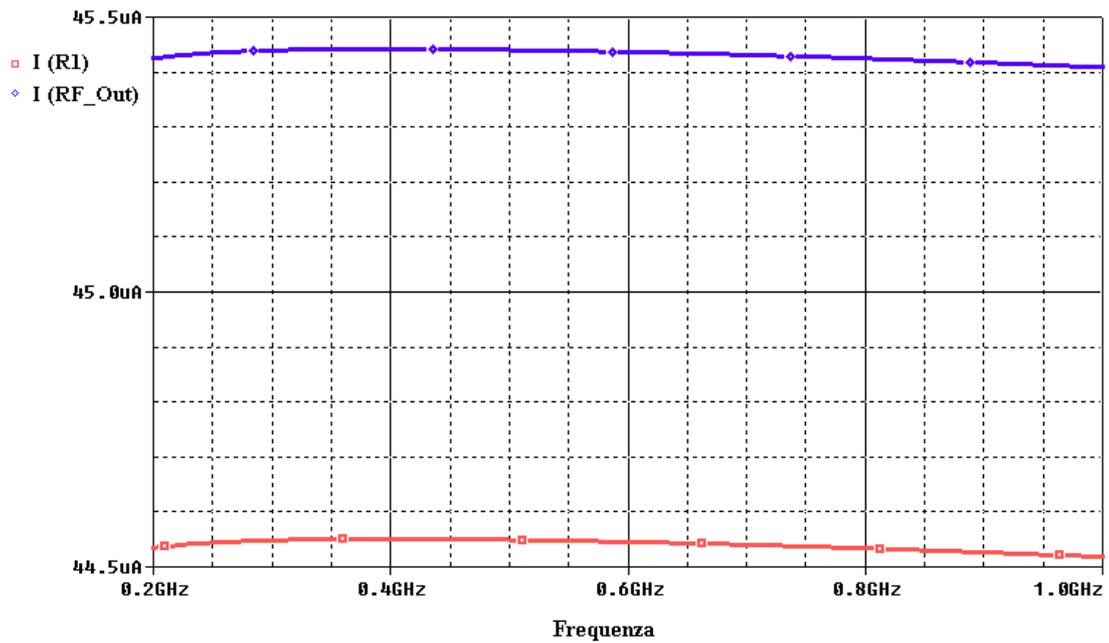


Figura 5.5.3 – Andamenti delle correnti relative al ramo di uscita del circuito

In Figura 5.5.4 è visualizzato inoltre l'andamento della corrente di uscita al variare della frequenza in una banda da 200MHz a 1GHz, dalla quale si può apprezzare come il dimensionamento dei componenti reattivi sia stato effettuato cercando di ottenere la massima efficienza di trasmissione del segnale in relazione alla frequenza di 408MHz di interesse, valore per cui tale corrente presenta infatti il suo valore massimo.

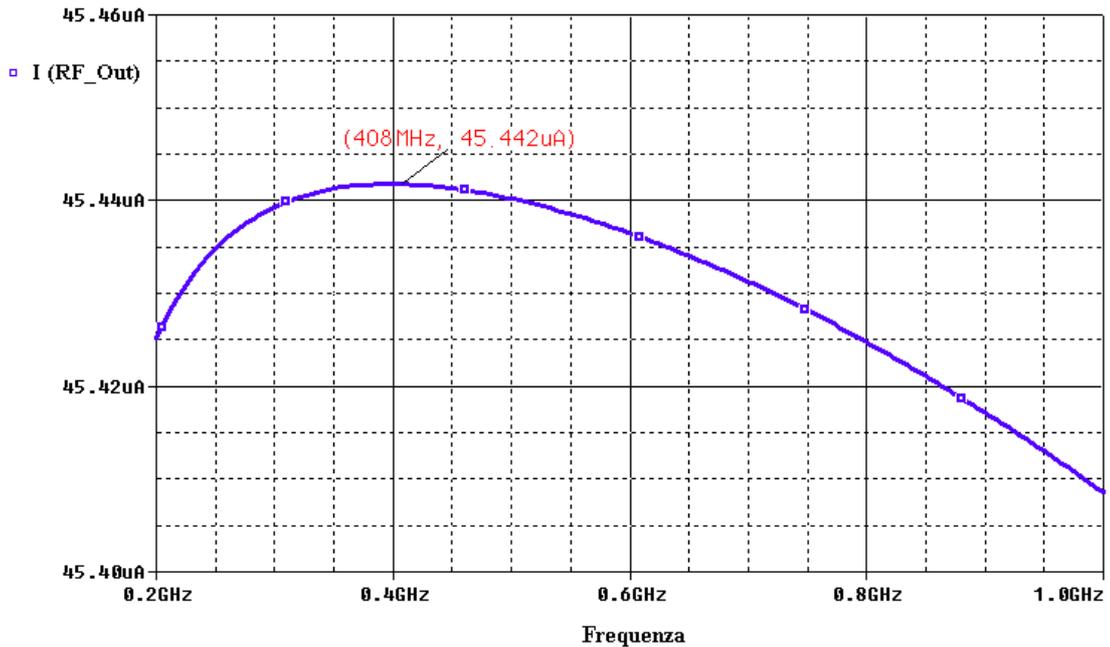


Figura 5.5.4 – Andamento della corrente di uscita al variare della frequenza

Per concludere andremo ad esaminare i valori scelti per quello che riguarda i due elementi resistivi indicati nel circuito di Figura 5.5.1 come Trimmer e R_1 .

Per fare questo si consideri il circuito di Figura 5.5.5 che rappresenta in maniera semplificata il circuito di polarizzazione del fotodiode [Ref.20]. In esso è stata indicato con R il valore di resistenza complessiva sul ramo di polarizzazione, mentre V_d , I_d rappresentano rispettivamente la tensione inversa ai capi del fotodiode e la corrente rivelata a seguito del segnale ottico presente in ingresso e caratterizzato dal suo valore di potenza ottica P_O .

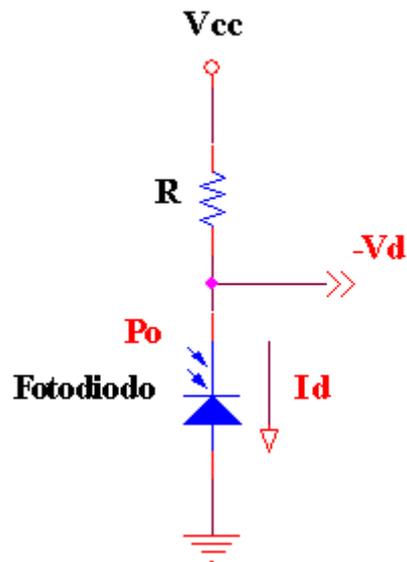


Figura 5.5.5 – Circuito di polarizzazione semplificato di un fotodiode

Relativamente a questo circuito, in Figura 5.5.6, vengono riportate graficamente la retta di polarizzazione e la caratteristica V_d - I_d del fotodiode al variare del livello di potenza ottica in ingresso, necessarie a determinare il punto di lavoro del dispositivo.

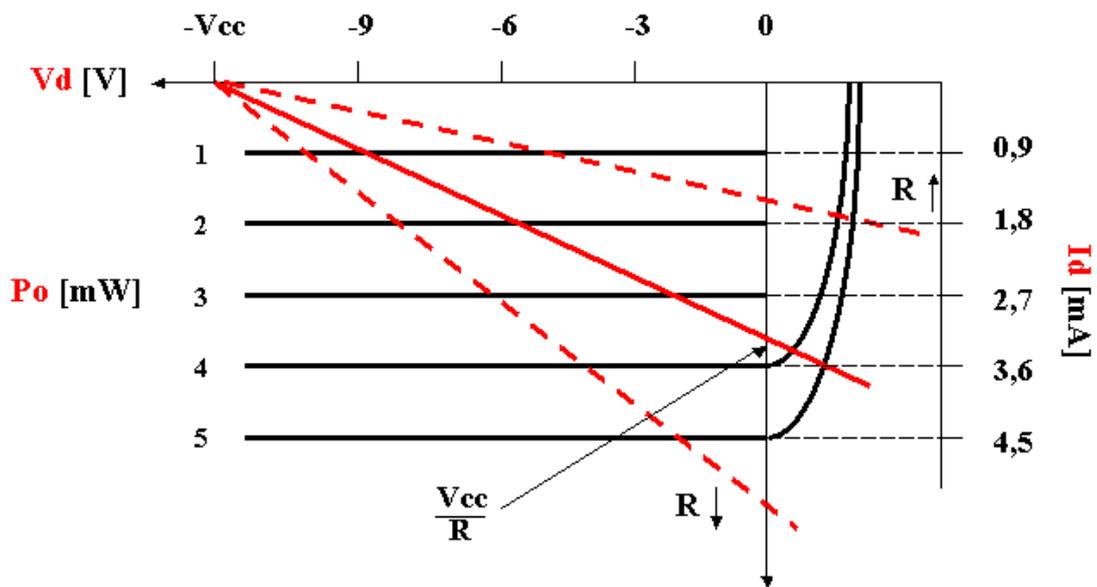


Figura 5.5.6 – Tipica caratteristica V-I di un fotodiode e determinazione del punto di lavoro

Come si vede dalla Figura 5.5.6 diminuire il valore della resistenza R provoca un'aumento della pendenza della retta di polarizzazione con un conseguente spostamento del punto di lavoro, determinato dall'intersezione di questa con la caratteristica $V-I$ del fotodiodo, verso regioni corrispondenti a valori di V_d in modulo più elevati. Ciò porta ad un miglioramento nel comportamento alle alte frequenze del dispositivo in quanto, aumentando in modulo la tensione inversa applicata, non si fa altro che diminuire il valore della capacità di giunzione, cosa questa che porta ad un aumento della banda passante. Così facendo inoltre si assicura il corretto funzionamento del dispositivo anche in corrispondenza dei livelli di potenza più elevati.

Nel caso del ricevitore in esame il valore di resistenza R è stato ottenuto mediante la disposizione in serie di due componenti: un resistore di valore fisso pari a 330Ω , avente il compito di abbassare opportunamente il livello di tensione massima ai capi del fotodiodo, e un resistore variabile di valore massimo $2K\Omega$ su cui operare per valutarne l'effetto sul funzionamento del dispositivo optoelettronico.

I valori considerati ci consentono di variare la pendenza della retta a seguito dello spostamento del punto di intersezione con l'asse delle correnti in un range dai $5mA$ ($R=2330\Omega$) ai $36mA$ ($R=330\Omega$) che ci permette di rimanere sempre su livelli tali da garantire il funzionamento corretto del fotodiodo anche per una potenza ottica di ingresso di $5mW$ pari a quella massima consentita.

Nella Figura 5.5.7 sono riportati i risultati delle simulazioni, ottenuti al variare del valore del trimmer, con riferimento al livello di corrente transitante nel fotodiodo. Tali simulazioni mostrano chiaramente come l'aumento di R , provocando una diminuzione della tensione ai capi del fotodiodo e quindi un aumento della capacità di giunzione, produca una variazione, seppur contenuta, del livello di corrente rivelata.

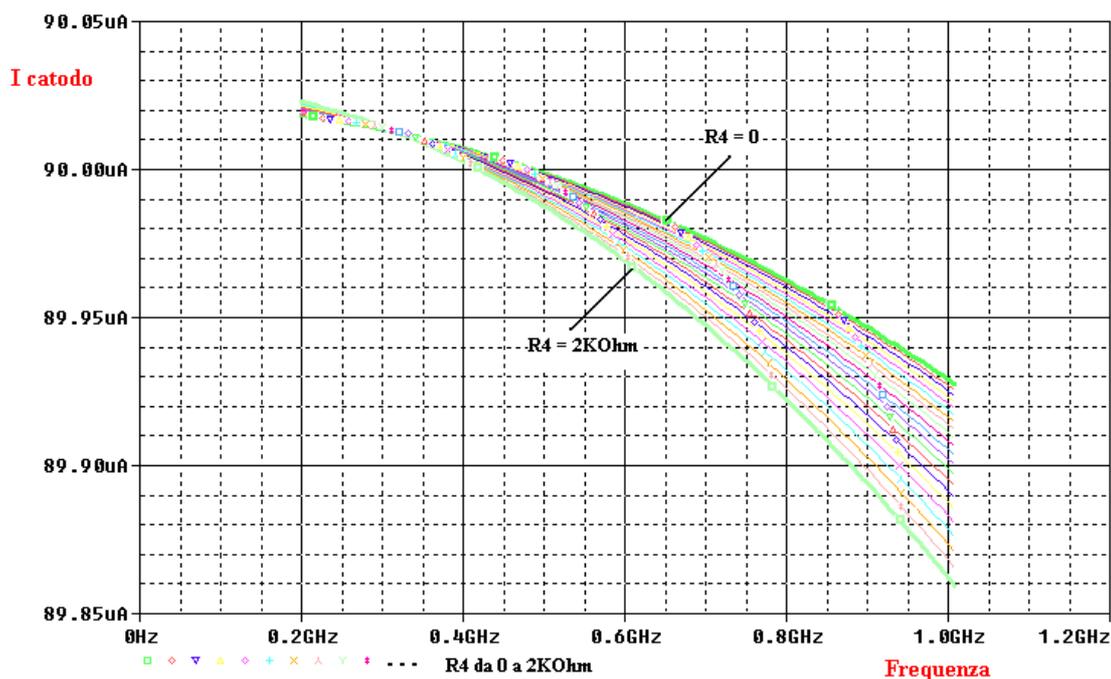


Figura 5.5.7 – Effetto della variazione della resistenza del trimmer sul livello di corrente rivelata

5.6 Realizzazione dei circuiti

Una volta terminata la fase di progettazione dei circuiti si è passati alla fase realizzativa comprendente:

- progettazione e realizzazione del layout
- montaggio dei componenti

Per quanto riguarda la progettazione del layout essa è stata effettuata a partire dallo schema elettrico dei circuiti di trasmettitore e ricevitore realizzati in Pspice, sfruttando il tool a disposizione dell'ambiente di lavoro Orcad (Orcad Layout) e parallelamente ad un processo simulativo, condotto mediante MWO, necessario a valutare gli effetti delle dimensioni delle piste sul livello di adattamento in ingresso ed uscita.

A questo proposito nelle Figure 5.6.1 e 5.6.2 sono riportati rispettivamente gli schematici utilizzati per la simulazione in MWO di trasmettitore e ricevitore in cui sono visibili i diversi elementi caratterizzanti sia i componenti, sia i tratti di pista maggiormente significativi ai fini dell'analisi.

Per entrambi i circuiti si è deciso di realizzare il layout in microstriscia con linee di connessione di larghezza 1mm (determinata in funzione dei bassi livelli di corrente previsti) ad eccezione della linea a 50Ω costituente la porta RF realizzata in coplanare con massa, la cui dimensione, sia come larghezza (1,1mm) sia come gap di distanza dal piano di massa (0,2mm), è stata ricavata mediante un tool di supporto presente in MWO (TXLine).

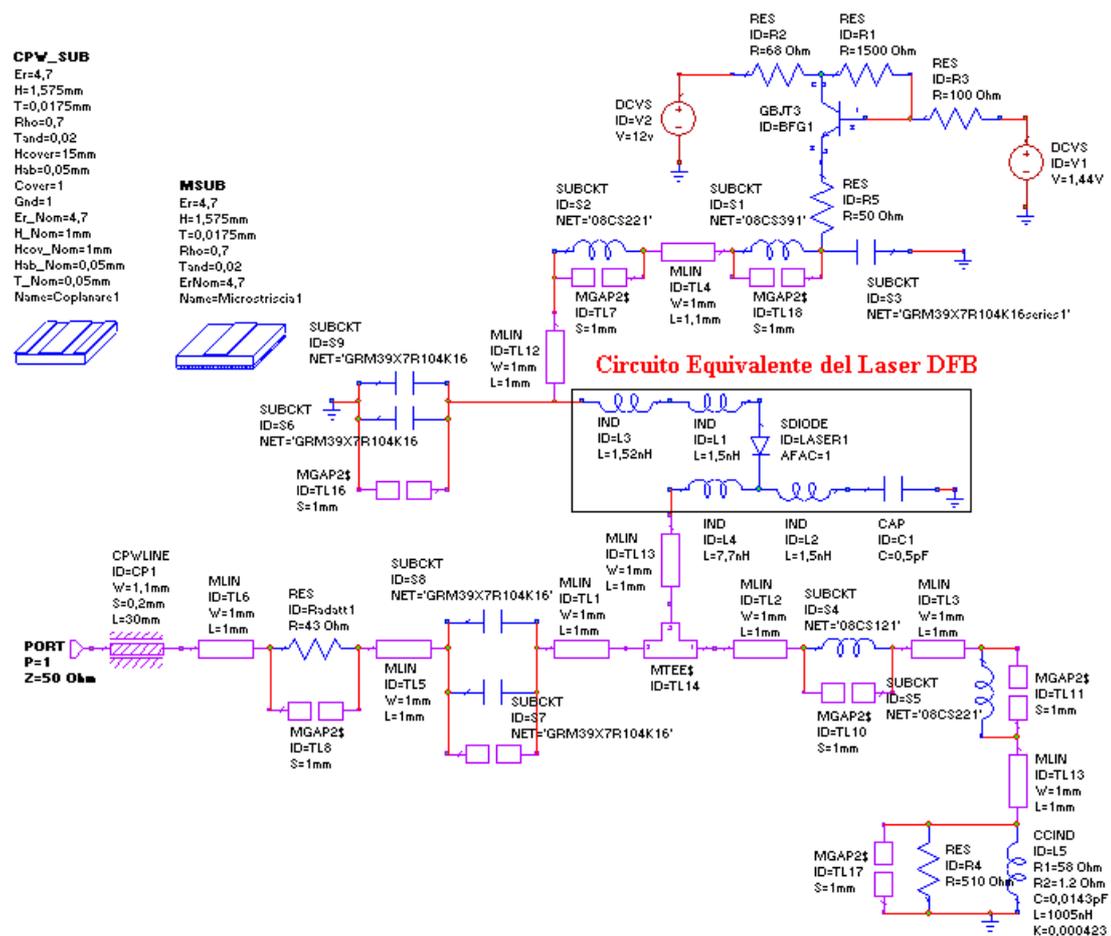


Figura 5.6.1 – Schema del Tx utilizzato in MWO

Nel caso del trasmettitore, come si può vedere, le simulazioni sono state effettuate considerando unicamente la parte di circuito relativa all'ingresso RF e alla rete di polarizzazione del laser in quanto sono le sole ad avere un qualche effetto sul livello di adattamento relativo alla porta RF di ingresso.

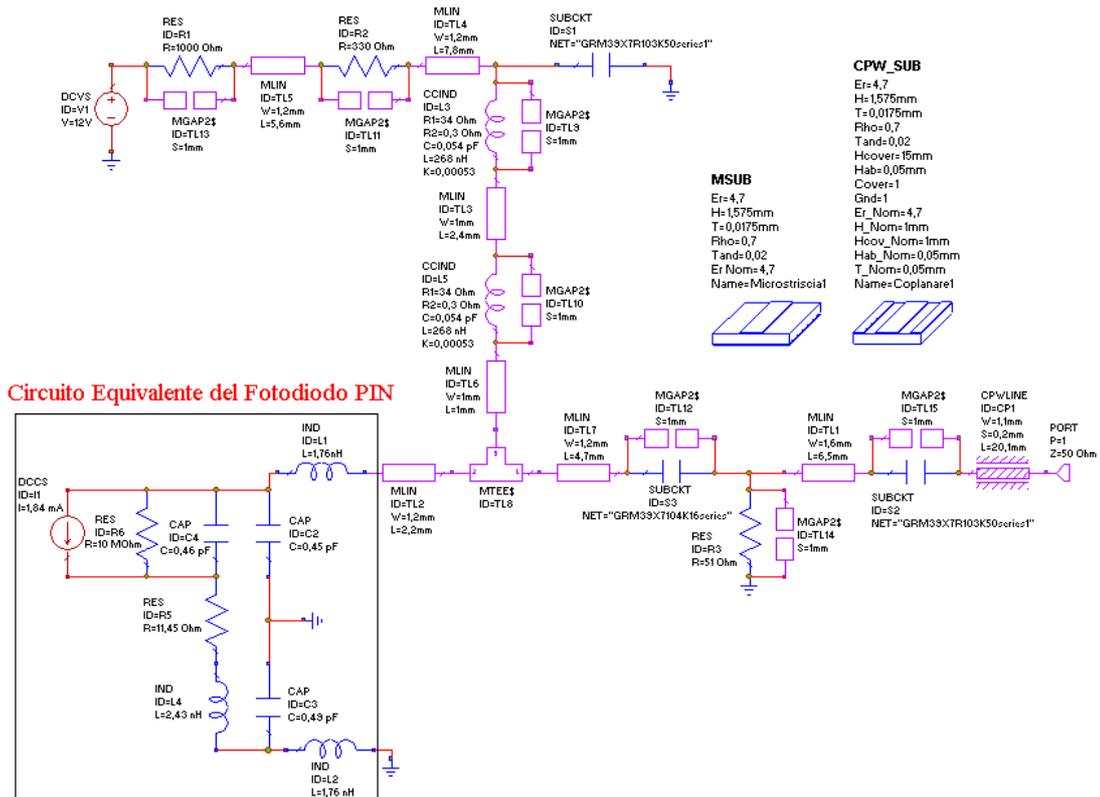


Figura 5.6.2 – Schema del Rx utilizzato in MWO

I risultati delle simulazioni hanno messo in evidenza la necessità di compattare il più possibile la disposizione dei componenti nelle regioni in prossimità delle porte RF e dei dispositivi elettro-ottici impiegati riducendone al minimo le lunghezze delle piste. In questo modo si riducono fortemente gli effetti parassiti propri di tali linee conduttrici che, divenendo più accentuati con l'aumentare della frequenza, si fanno sentire proprio in quella parte di circuito in cui avviene il transito del segnale RF.

Un effetto negativo sul livello di adattamento ottenibile infine è stato osservato in merito alla lunghezza dei reofori dei dispositivi

elettro-ottici impiegati, di entità particolarmente rilevante nel caso del laser. Per tale motivo, presentando questi conduttori un'induttanza parassita dipendente dalla loro lunghezza, si è deciso di provvedere ad un loro accorciamento che, relativamente al dispositivo SPV4260 (laser), ha portato ad una loro riduzione sino al valore minimo compatibile con le operazioni di saldatura dei componenti.

Nel caso del trasmettitore queste ultime considerazioni hanno portato all'esigenza di effettuare una disposizione dei componenti su entrambe le facce della basetta realizzando una separazione fra la parte di circuito facente capo al laser e quella relativa al fotodiodo di monitor e alla rete di retroazione. A seguito di tale disposizione e vista la riduzione effettuata della lunghezza dei reofori è stato inoltre realizzato uno scasso nella basetta allo scopo di ospitare il corpo del dispositivo e renderne così accessibili i terminali alle relative parti circuitali. Nelle Figure 5.6.3 e 5.6.4 è riportato il layout del trasmettitore con riferimento rispettivamente alla faccia superiore (TOP) ed inferiore (BOTTOM) della basetta.

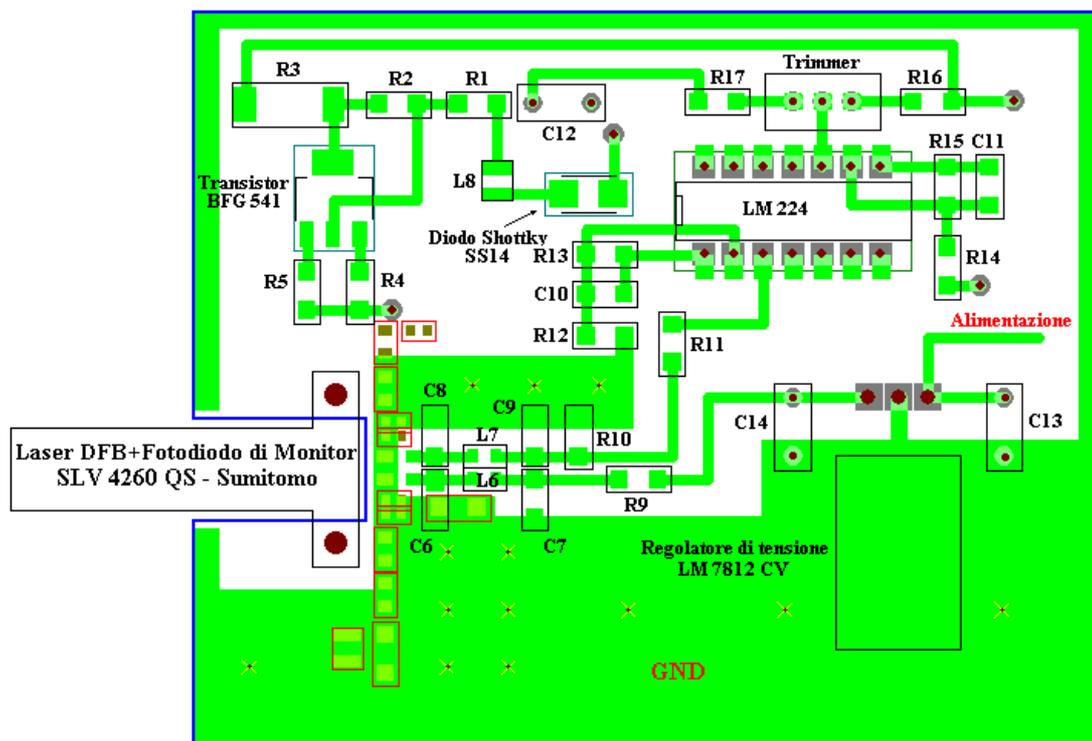


Figura 5.6.3 – Layout TOP del trasmettitore

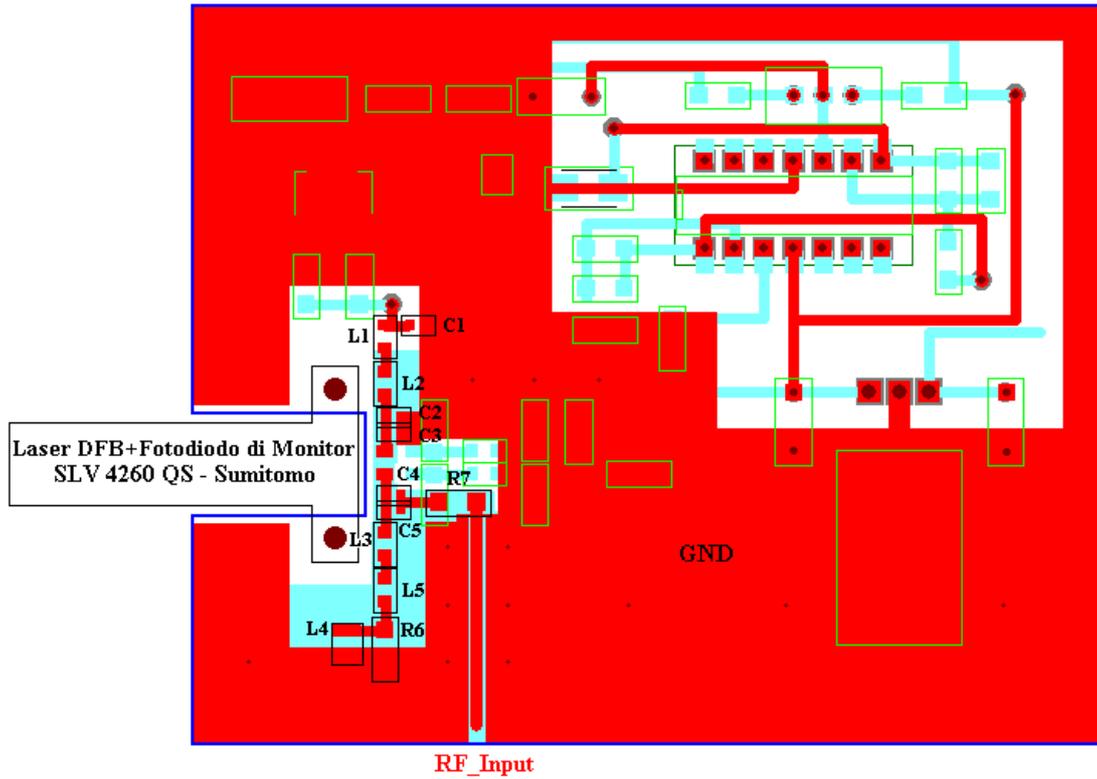


Figura 5.6.4 – Layout BOTTOM del trasmettitore

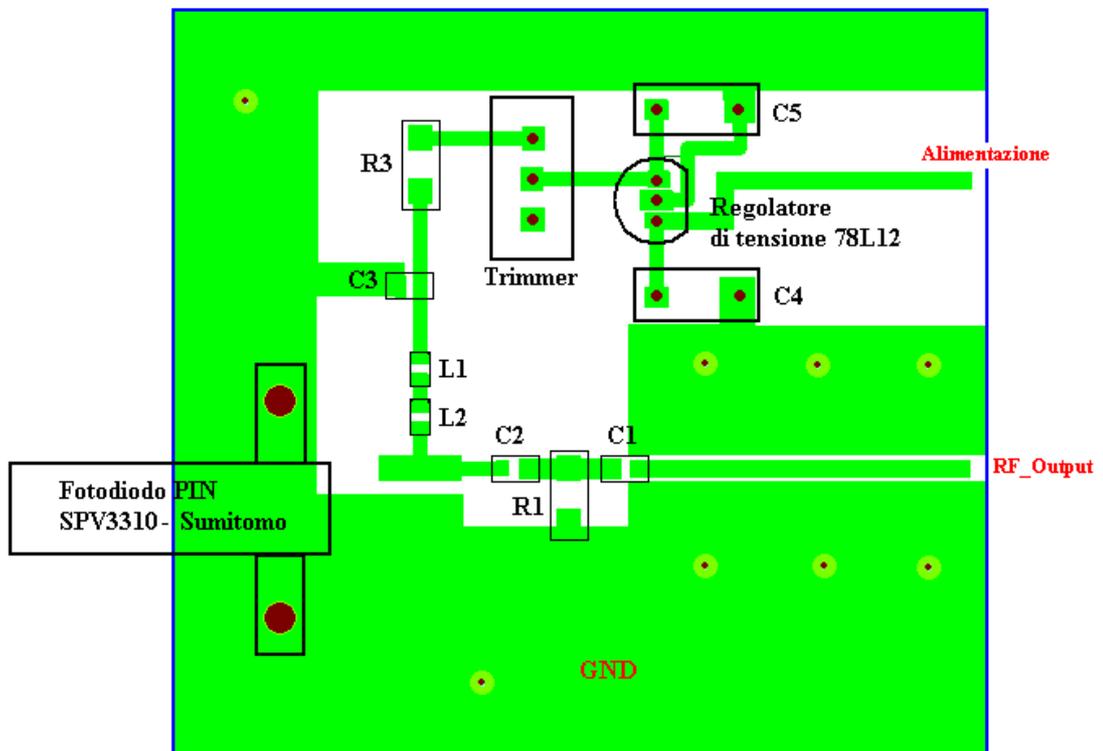


Figura 5.6.5 – Layout del ricevitore

In Figura 5.6.5 è invece visibile il layout del ricevitore che, data la semplicità circuitale, è stato realizzato su di un'unica faccia della bassetta senza problemi particolari di ingombro dei componenti.

L'incisione delle basette infine è stata effettuata utilizzando una fresa per PCB (Printed Circuit Board), a disposizione dei laboratori del Radiotelescopio (vedi Figura 5.6.6). Tale strumento (LPKF Promat C30s), mediante un apposito software di controllo, è in grado di lavorare con i files di tipo GERBER creati ed esportati dal programma di generazione del layout di Pspice (Orcad Layout), una volta che questi sono stati convertiti (mediante il tool CircuitCam 3.2) in un formato interpretabile dalla macchina.

A questo punto il file così creato viene importato nel software di controllo della fresa (BoardMaster 3.0) che ne coordina le diverse fasi di lavorazione sino al completamento della bassetta.

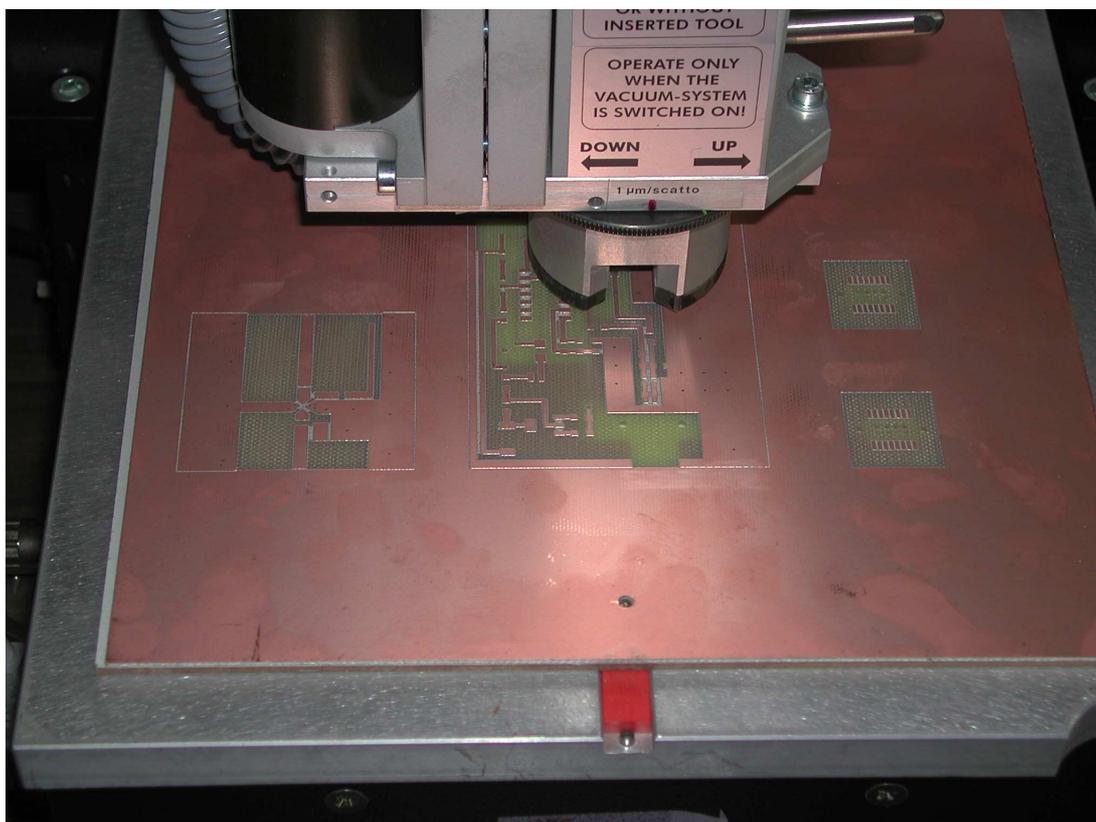


Figura 5.6.6 – Incisione della bassetta tramite fresa LPKF Promat C30s

Come ultima operazione infine è stato effettuato il montaggio dei componenti, in cui si è prestata una particolare attenzione nella saldatura dei dispositivi ottici (utilizzo di una temperatura del saldatore più bassa), oltre che a provvedere i circuiti dei rispettivi cavi di alimentazione e dei connettori SMA costituenti l'ingresso e l'uscita del segnale RF.

Nelle Figure 5.6.7 e 5.6.8 sono riportate rispettivamente le foto del trasmettitore e del ricevitore realizzati, mentre in Figura 5.6.9 si è riportata una fotografia dell'intero collegamento ottico in cui sono visibili, oltre ai tratti di fibra ottica (pigtail) relativi ai diversi dispositivi, anche i connettori SC-APC utilizzati.

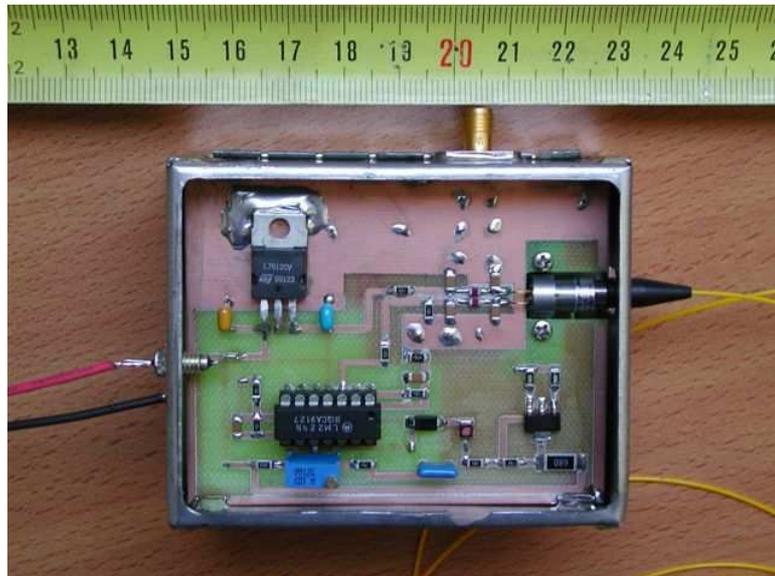


Figura 5.6.7 – Fotografia del Trasmettitore Ottico realizzato

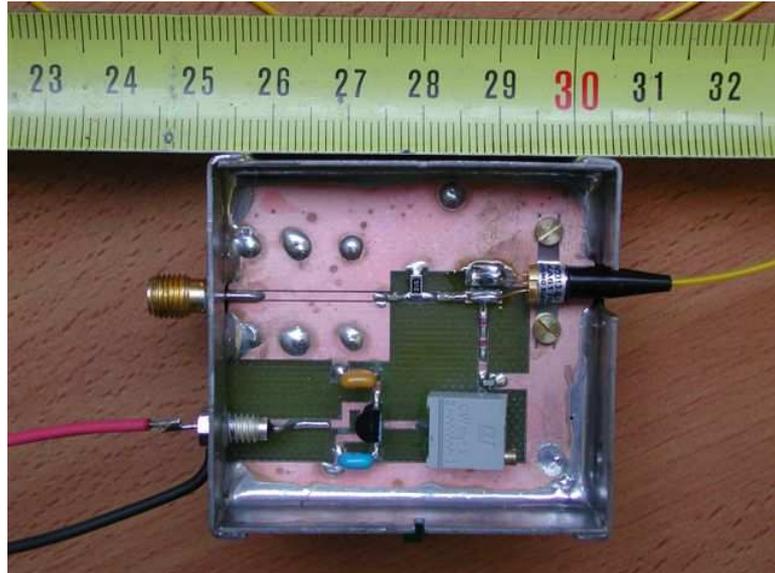


Figura 5.6.8 – Fotografia del Ricevitore Ottico realizzato

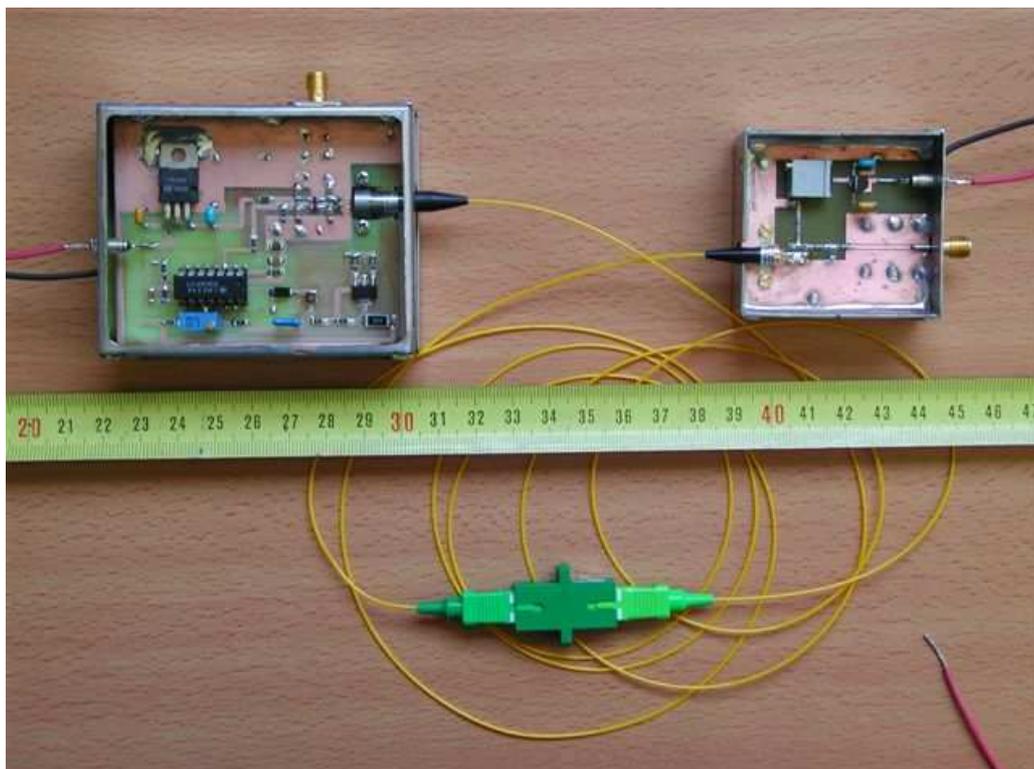


Figura 5.6.9 – Fotografia dell'intero collegamento ottico

Capitolo VI

Caratterizzazione del collegamento ottico analogico realizzato

In questo capitolo viene riportata la caratterizzazione del collegamento ottico realizzato, ottenuta a seguito di un'intensa campagna di misure riguardante le principali figure di merito di interesse. In aggiunta, data la possibilità offerta dal trasmettitore di poterne impostare il punto di lavoro, si è potuto pervenire anche alla caratterizzazione dei singoli dispositivi elettro-ottici impiegati comprendente la ricostruzione delle rispettive caratteristiche elettro-ottiche e la misurazione di parametri fondamentali quali l'efficienza di conversione del laser e la responsivity del fotodiode.

E' stato così possibile pervenire ad una valutazione sperimentale dei valori di: guadagno, cifra di rumore, dinamica di ampiezza, adattamento in ingresso e uscita al variare della frequenza e del punto di lavoro dei dispositivi, cosa questa indispensabile per quantificarne le reali prestazioni e ricavare le informazioni necessarie ad una sua ottimizzazione.

6.1 Misurazioni in continua di trasmettitore e ricevitore in funzione del punto di polarizzazione

Come prima misura si è deciso di effettuare quella relativa ai livelli di corrente di polarizzazione dei dispositivi optoelettronici impiegati e ai rispettivi livelli di potenza ottica, ottenuti in corrispondenza ad una variazione del punto di lavoro. Così facendo si è stati in grado, sia di determinare il valore delle efficienze di

conversione caratteristiche di laser e fotodiode, sia di stabilire i valori di corrente e potenza ottica dei particolari punti di lavoro che, nel seguito, verranno utilizzati nelle misure per impostare le differenti condizioni di polarizzazione dei dispositivi e quindi valutarne l'effetto sulle diverse figure di merito considerate.

Per fare questo, una volta alimentato il collegamento e atteso che si sia portato in una situazione di regime stabile, tramite l'inserzione di due amperometri (multimetri FLUKE 75III) in serie agli ingressi di alimentazione di trasmettitore e ricevitore si è misurato il livello di corrente totale assorbita rispettivamente dai due circuiti. A partire dal valore di tali correnti, dipendenti dal particolare punto di polarizzazione considerato, si è cercato di risalire, nel caso del trasmettitore, al valore effettivo della corrente di iniezione del laser e, nel caso del ricevitore, al valore della corrente inversa rivelata dal fotodiode. Ciò è stato possibile ottenerlo andando a sottrarre dal valore di corrente totale assorbita quello costante (indipendente dal particolare punto di lavoro considerato) relativo alle correnti di alimentazione dei diversi dispositivi attivi presenti nei 2 circuiti e consistenti, in prima approssimazione, nella corrente di assorbimento propria dei regolatori di tensione (*quiescent current*) e nella corrente di alimentazione degli amplificatori operazionali.

Nel caso del ricevitore questo contributo fisso pari a 2,17mA è stato misurato, tramite lettura della corrente assorbita, semplicemente scollegando l'ingresso ottico dall'apparato di trasmissione e quindi considerando nulla la corrente rivelata dal fotodiode (a meno dei pochi nA relativi alla corrente di buio caratteristica del dispositivo).

Più problematica invece è stata la misurazione nel caso del trasmettitore. In tale circuito infatti si è constatata l'impossibilità, pur impostando mediante il trimmer di regolazione il punto di lavoro più basso, di raggiungere un valore nullo della corrente di iniezione del laser impedendoci così di quantificare esattamente il livello di corrente assorbita indipendente dal punto di lavoro.

Per risolvere tale problema si è deciso di ricavare tale valore mediante la misurazione diretta della corrente di iniezione del laser, coincidente, nel punto di polarizzazione, con quella di emettitore fornita dal transistor e ottenibile, una volta noto il valore della resistenza di emettitore, misurando con un voltmetro il valore della tensione ai suoi capi.

La corrente costante desiderata a questo punto è determinabile come:

$$I_{ass,circ} = I_{tot,ass} - I_E = I_{tot,ass} - \frac{V(R_E)}{R_E} \quad (6.1)$$

il cui valore, ottenuto a seguito delle misure e approssimabile a 13mA, è riportato al variare di diversi punti di lavoro nella Tabella 6.1.

$I_{tot,ass}$ [mA]	R_E [Ω]	$V(R_E)$ [mV]	$I_{ass,circ}$ [mA]
25,00	5,12	61,48	12,99
30,00	5,12	87,30	12,95
35,50	5,12	115,40	12,96
42,50	5,12	151,60	12,89

Tabella 6.1 – Misurazione della corrente costante assorbita dal trasmettitore

In queste condizioni quindi, conoscendo il contributo di corrente costante assorbito dal circuito, dalla lettura diretta degli amperometri in serie alle alimentazioni dei rispettivi circuiti, siamo in grado di stabilire immediatamente il valore di corrente di iniezione del laser, per quanto riguarda il trasmettitore, e quello della corrente rivelata per quanto riguarda il ricevitore.

In Tabella 6.2 sono riportati i risultati delle misure (ottenuti considerando un incremento del punto di lavoro pari ad 1mA della corrente di iniezione) dei principali livelli di corrente e potenza ottica, necessari per determinare i valori dell'efficienza di conversione del laser η e della responsivity del fotodiodo \mathfrak{R}_{PIN} .

$I_{\text{tot,ass,TX}}$ [mA]	I_E [mA]	$I_E - I_{\text{th}}$ [mA]	$P_{\text{opt,mis}}$ [dB $_{\mu\text{W}}$]	$P_{\text{opt,ricevuta}}$ [mW]	$P_{\text{opt,trasmissa}}$ [mW]	η [mW/mA]	$I_{\text{tot,ass,RX}}$ [mA]	I_D [mA]	Responsivity [mA/mW]
21,3	8,3	0	0,5	0,011	0,013	n.s.	2,17	0,00	n.s.
21,5	8,5	0,2	3,4	0,021	0,025	0,123	2,19	0,02	0,935
22	9	0,7	9,9	0,095	0,110	0,157	2,26	0,09	0,942
23	10	1,7	14,4	0,269	0,309	0,182	2,40	0,23	0,855
24	11	2,7	16,6	0,447	0,513	0,190	2,55	0,38	0,851
25	12	3,7	18,0	0,617	0,708	0,191	2,69	0,52	0,843
26	13	4,7	19,1	0,794	0,912	0,194	2,84	0,67	0,843
27	14	5,7	20,0	0,977	1,122	0,197	2,99	0,82	0,839
28	15	6,7	20,7	1,148	1,318	0,197	3,13	0,96	0,836
29	16	7,7	21,2	1,288	1,479	0,192	3,29	1,12	0,869
30	17	8,7	21,7	1,445	1,660	0,191	3,42	1,25	0,865
31	18	9,7	22,2	1,622	1,862	0,192	3,57	1,40	0,863
32	19	10,7	22,6	1,778	2,042	0,191	3,72	1,55	0,872
33	20	11,7	23,0	1,950	2,239	0,191	3,89	1,72	0,882
34	21	12,7	23,4	2,138	2,455	0,193	4,03	1,86	0,870
35	22	13,7	23,7	2,291	2,630	0,192	4,19	2,02	0,882
36	23	14,7	24,0	2,455	2,818	0,192	4,30	2,13	0,868
37	24	15,7	24,3	2,630	3,020	0,192	4,43	2,26	0,859
38	25	16,7	24,5	2,754	3,162	0,189	4,59	2,42	0,879
39	26	17,7	24,8	2,951	3,388	0,191	4,74	2,57	0,871
40	27	18,7	25,1	3,162	3,631	0,194	4,90	2,73	0,863
41	28	19,7	25,3	3,311	3,802	0,193	5,05	2,88	0,870
42	29	20,7	25,6	3,548	4,074	0,197	5,18	3,01	0,848
43	30	21,7	25,8	3,715	4,266	0,197	5,31	3,14	0,845
44	31	22,7	26,0	3,890	4,467	0,197	5,49	3,32	0,853
45	32	23,7	26,2	4,074	4,677	0,197	5,61	3,44	0,844
46	33	24,7	26,4	4,266	4,898	0,198	5,75	3,58	0,839
47	34	25,7	26,5	4,365	5,012	0,195	5,95	3,78	0,866

Tabella 6.2

$I_{\text{tot,ass,TX}}$ [mA]	I_E [mA]	$I_E - I_{\text{th}}$ [mA]	$P_{\text{opt,mis}}$ [dB $_{\mu\text{W}}$]	$P_{\text{opt,ricevuta}}$ [mW]	$P_{\text{opt,trasmissa}}$ [mW]	η [mW/mA]	$I_{\text{tot,ass,RX}}$ [mA]	I_D [mA]	Responsivity [mA/mW]
23,8	10,8	2,5	16,4	0,427	0,490	0,196	2,54	0,37	0,867
26,3	13,3	5	19,4	0,851	0,977	0,195	2,87	0,70	0,822
28,8	15,8	7,5	21,1	1,259	1,445	0,193	3,26	1,09	0,866
31,3	18,3	10	22,3	1,660	1,905	0,191	3,61	1,44	0,868
33,8	20,8	12,5	23,3	2,089	2,399	0,192	4,01	1,84	0,881
36,3	23,3	15	24,1	2,512	2,884	0,192	4,34	2,17	0,864
38,8	25,8	17,5	24,8	2,951	3,388	0,194	4,71	2,54	0,861
41,3	28,3	20	25,4	3,388	3,890	0,195	5,07	2,90	0,856
43,8	30,8	22,5	26,0	3,890	4,467	0,199	5,46	3,29	0,846
46,3	33,3	25	26,4	4,266	4,898	0,196	5,78	3,61	0,846

Tabella 6.3

Nella Tabella 6.3 sono invece rappresentati i risultati ottenuti relativamente al numero limitato di punti di lavoro scelti per valutare, in tutte le misure successive, il comportamento del collegamento al

variare delle condizioni di polarizzazione, fungendo così da utile riferimento nelle operazioni di impostazione del trasmettitore preliminari allo svolgimento di una misura.

Dai dati reperibili dalle tabelle è stato inoltre possibile ricostruire le caratteristiche P-I del laser e I-P del fotodiodo i cui andamenti vengono illustrati nella Figura 6.1.1.

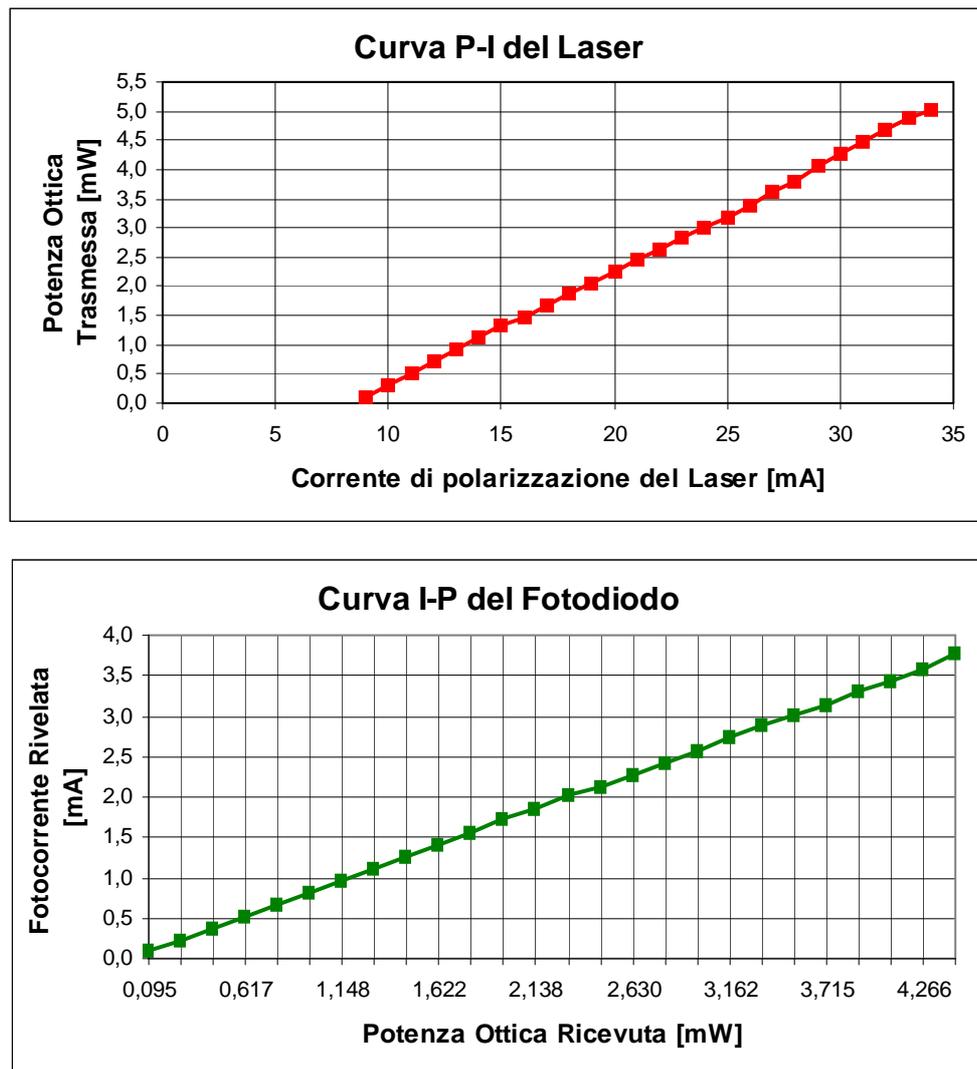


Figura 6.1.1 – Caratteristiche P-I del laser e I-P del fotodiodo ricavate dalle misurazioni effettuate

La curva P-I del laser mostra come l'impossibilità di poter impostare, tramite il trimmer di regolazione presente nel trasmettitore, una condizione di completo spegnimento della sorgente ottica abbia

consentito di ottenerne una sua ricostruzione solamente per valori di corrente di polarizzazione superiori agli 8,3mA, misurati in corrispondenza dell'impostazione del punto di lavoro più basso.

La curva ottenuta relativamente al range di correnti di polarizzazione considerato, è sufficiente in ogni caso a riconoscere il tipico andamento della caratteristica P-I di un laser in cui, nel caso specifico, la corrente di soglia è valutabile in circa 8-8,5mA. Tale valore, corrispondente a valori di potenza ottica misurati inferiori a 0,03mW, è pienamente in accordo con il valore di $I_{th}=8,3mA$ misurato dalla Sumitomo (ad una temperatura ambiente di 25°C) per i laser della famiglia SLV4260-QS.

Per quello che riguarda la curva I-P del fotodiodo invece il basso livello di potenza ottica ricevuta (pari a 0,01mW) corrispondente al livello di corrente di iniezione del laser più bassa, ha permesso di graficare l'andamento della curva a partire da un valore di potenza ottica ricevuta prossima a zero sino ad arrivare in prossimità del livello massimo consentito al dispositivo (che si ricorda essere di 5mW).

E' interessante inoltre notare come i valori medi di efficienza di conversione del laser e responsivity del fotodiodo, ricavabili da tali misurazioni:

$$\eta_{media} = \frac{\Delta P_{opt, trasmessa}(mW)}{\Delta(I_E - I_{th})(mA)} = \frac{5,012 - 0,11}{25,7 - 0,7} \cong 0,196 \frac{mW}{mA} \quad (6.2)$$

$$\mathfrak{R}_{media} = \frac{\Delta I_D(mA)}{\Delta P_{opt, ricevuta}(mW)} = \frac{3,78 - 0,09}{4,365 - 0,095} \cong 0,865 \frac{mA}{mW} \quad (6.3)$$

siano in linea con quelli forniti dalla Sumitomo, a conferma della validità delle misure effettuate.

In Figura 6.1.2 sono riportati sotto forma grafica i diversi valori di efficienza e responsivity al variare della corrente di polarizzazione

del laser. E' possibile apprezzare come, ad eccezione della regione immediatamente sopra la corrente di soglia, tali parametri presentino un andamento sufficientemente costante con un intervallo di variazione di circa 0,05mA/mW per quanto riguarda la responsivity e di soli 0,01mW/mA relativamente all'efficienza di conversione (*slope efficiency*).

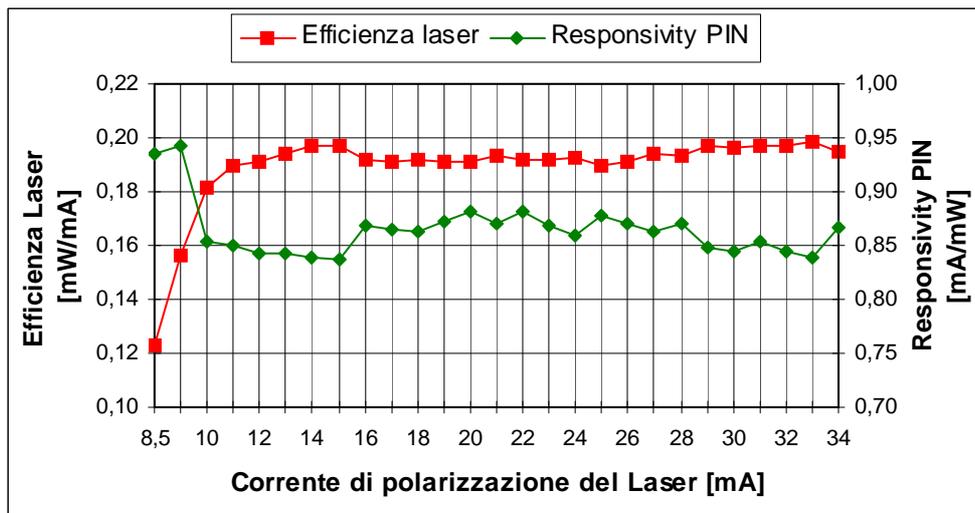


Figura 6.1.2 – Efficienza del laser e responsivity del fotodiodo al variare del punto di lavoro

Per concludere, si riportano alcune considerazioni riguardanti le procedure di misurazione effettuate, importanti per chiarire meglio il significato dei risultati sino ad ora illustrati.

Data la capacità del circuito di trasmissione, una volta fissato il punto di lavoro, di operare un controllo in retroazione sul livello di potenza ottica emessa dalla sorgente laser al fine di mantenerla costante nel tempo, sarebbe sembrato più logico e sicuramente più corretto valutare la dipendenza dal particolare punto di lavoro considerato, non in funzione della corrente di iniezione del laser, ma bensì in funzione del livello di potenza ottica emessa in corrispondenza delle diverse condizioni di polarizzazione. Questo perchè, una volta fissato un punto di lavoro, il livello di corrente nel laser, proprio per l'azione correttiva operata dal circuito di

retroazione, viene a dipendere dalle condizioni ambientali (essenzialmente temperatura) a cui viene effettuata la misura.

Purtroppo però, monitorare il livello di potenza ottica emessa per risalire ai diversi punti di lavoro avrebbe comportato una serie di inconvenienti legati sia alle operazioni di misurazione, sia all'accuratezza dei risultati ottenibili che possono essere analizzati esaminando la metodologia seguita per questo tipo di misura.

La misura del livello di potenza ottica in uscita dal trasmettitore prevede la modifica della tratta ottica del collegamento come mostrato in Figura 6.1.3.

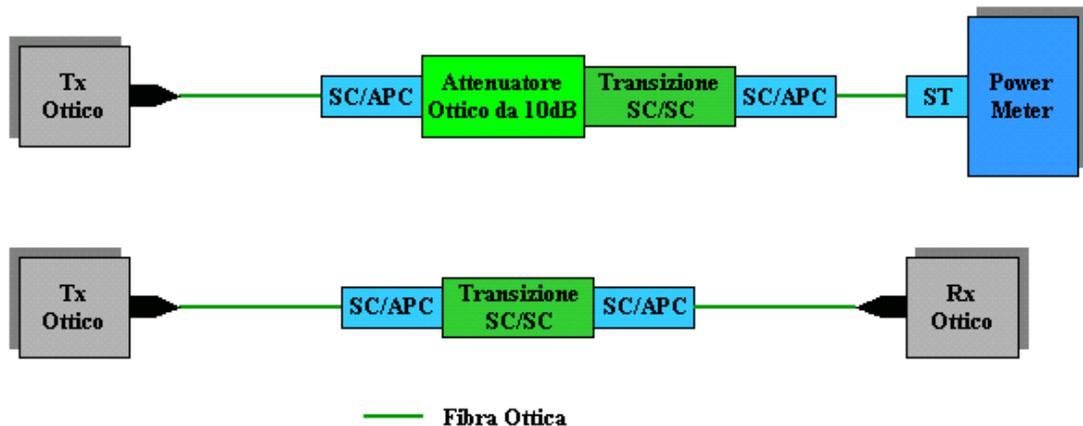


Figura 6.1.3 – Tratte ottiche implementate nel caso di:

- a) Misura della potenza ottica emessa; b) Normale funzionamento

Come si vede, la sostituzione dell'apparato di ricezione del collegamento con il dispositivo di misurazione, power meter 1300nm Fotec M-710, dato il basso range di potenze ottiche rilevabili che lo caratterizza (-50÷+3 dBm), comporta l'inserimento nella catena anche di un attenuatore ottico da 10dB necessario per misurare gli alti valori di potenza (sino a circa 7dBm) corrispondenti ai punti di polarizzazione del trasmettitore più elevati.

In particolare, a differenza della rapida lettura dei valori di corrente tramite gli amperometri, per impostare i diversi punti di lavoro desiderati in funzione della potenza ottica emessa si sarebbero

dovute prevedere una successione ripetitiva di operazioni quali: scollegare l'uscita del trasmettitore, collegarla al power meter inserendo nella nuova tratta ottica di misurazione l'attenuatore ottico, effettuare la lettura del livello di potenza cercato e ricollegare l'uscita del trasmettitore all'apparato di ricezione.

Tutte queste fasi, oltre ad un aumento considerevole dei tempi di misura, comportano un continuo ripetersi di operazioni di collegamento e scollegamento meccaniche dei connettori che si ripercuotono inevitabilmente in una scarsa riproducibilità delle condizioni operative di misurazione.

I valori di potenza ottica letti sul power meter si sono dimostrati infatti molto sensibili a tali operazioni di connessione presentando variazioni anche di 0,4dBm in seguito ad operazioni di lettura ravvicinate corrispondenti allo stesso punto di polarizzazione della sorgente ottica.

Si è così deciso di mantenere, nelle successive misure, come grandezza di riferimento per la valutazione delle diverse condizioni di polarizzazione la corrente di iniezione del laser con l'accortezza di verificare, preliminarmente ad ogni operazione di misura, che il livello di potenza ottica emesso risultasse compatibile coi valori di corrente impostati secondo quanto riportato in Tabella 6.3.

6.2 Misure di NF, G e IP3 al variare del punto di lavoro e scelta del punto di funzionamento ottimale

In questo paragrafo verranno presentati i risultati delle misure relative alle principali figure di merito di interesse, ottenuti in corrispondenza dei punti di lavoro facenti riferimento alla Tabella 6.3 (vedi Paragrafo 6.1).

Ciò è di fondamentale importanza per pervenire ad una caratterizzazione di insieme del collegamento ottico che renda esplicita la dipendenza dei diversi parametri dalle condizioni di polarizzazione impostate, consentendo conseguentemente di individuare quale fra i diversi punti di lavoro meglio si presti ad essere considerato, in termini di prestazioni ottenibili, come il punto ottimale di funzionamento.

Questo procedimento è inoltre necessario per ridurre al minimo il numero di punti significativi nei quali verrà effettuata la caratterizzazione in frequenza del collegamento riducendo così in modo ragionevole le operazioni e i tempi di misura.

Nel seguito vengono pertanto riportati i risultati delle misure al variare dei diversi punti di lavoro ad una frequenza di 408MHz, pari a quella centrale della banda della Croce del Nord, di: cifra di rumore, guadagno e punto di intercetta del terzo ordine essendo queste le figure di merito più importanti ai fini della caratterizzazione del collegamento.

6.2.1 Misura di cifra di rumore e guadagno del collegamento

La determinazione della cifra di rumore complessiva del collegamento ottico è stata effettuata a partire dal banco di misura illustrato in Figura 6.2.1.1.

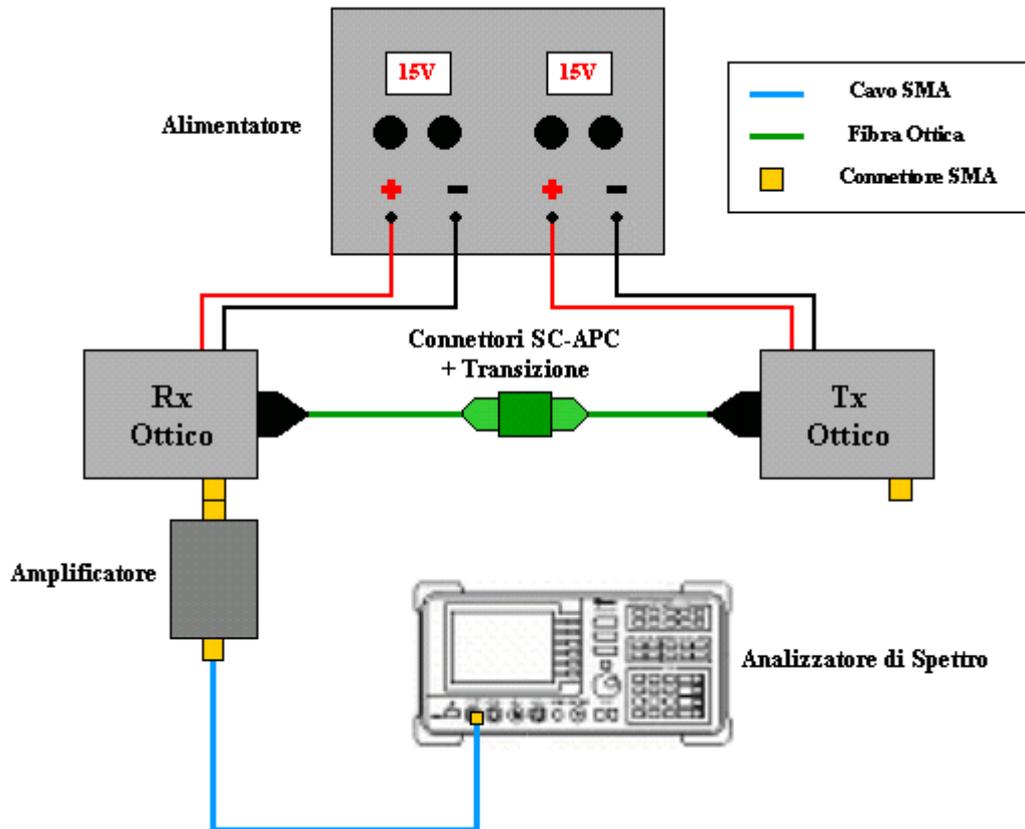


Figura 6.2.1.1 – Schematizzazione del banco di misura della cifra di rumore

Strumentazione utilizzata nella misurazione della cifra di rumore:

- Alimentatore in continua SDET MDS30T8
- Adattatore SC-APC Suhner, femmina-femmina
- Cavi coassiali con connettori SMA
- Cavi DC)
- Analizzatore di spettro HP 8564E
- Amplificatore FE BEST-1 #1 ($G=40,165\text{dB}$; $NF=0,4\text{dB}$)

Parametri analizzatore di spettro:

- Resolution Bandwidth: 10 KHz
- Visual Bandwidth: 10 KHz
- SPAN: 6 MHz
- SWAP Time: 150 msec
- Attenuazione: 0dB
- VAVG: 8
- Reference level -20dBm

Come si vede dallo schema del banco di misura soprariportato, per determinare la cifra di rumore del collegamento in esame è stato necessario l'inserimento di uno stadio di amplificazione aggiuntivo a valle del ricevitore. Questo si è reso indispensabile per riportare il livello di densità spettrale di rumore in ingresso all'analizzatore di spettro, dato il basso guadagno caratteristico del collegamento ottico, ad un valore sufficientemente superiore a quello di fondo proprio dello strumento di misurazione, pari a circa -148dBm/Hz , misurato preliminarmente in assenza di segnale applicato al suo ingresso.

Il calcolo della cifra di rumore del solo collegamento ottico NF_{LO} è stato poi effettuato in maniera indiretta, a partire dalla misurazione del livello di densità spettrale di potenza $N_{out,tot}$ dell'intera catena (collegamento ottico + amplificatore) e dall'espressione della cifra di rumore complessiva NF_{tot} di un sistema a 2 stadi quale è quello in esame:

$$NF_{tot} = NF_{LO} + \frac{NF_{Amp} - 1}{G_{LO}} \quad (6.4)$$

da cui:

$$NF_{LO}[dB] = 10 \cdot \log_{10} \left(NF_{tot} - \frac{NF_{Amp} - 1}{G_{LO}} \right) \quad (6.5)$$

dove:

$$NF_{tot} = \frac{N_{out,tot}}{N_{in}} \cdot \frac{1}{G_{tot}} : \text{Cifra di rumore complessiva}$$

NF_{Amp} : Cifra di rumore dell'amplificatore

G_{LO} : Guadagno del collegamento ottico

$G_{tot} = G_{LO} + G_{Amp} = \text{Guadagno complessivo}$

Nella Tabella 6.4 vengono riportati i risultati delle misurazioni effettuate al variare dei diversi punti di lavoro considerati (che si ricorda vengono stabiliti in funzione del livello di corrente di polarizzazione del laser).

I_P [mA]	$I_{tot,ass}$ [mA]	G_{tot} [dB]	G_{LO} [dB]	$N_{out,tot}$ [dB _{mW} /Hz]	NF_{tot} [dB]	NF_{LO} [dB]	$N_{out,LO}$ [dB _{mW} /Hz]
$I_{th}+2,5$	23,8	17,56	-22,605	-123,5	32,94	32,901	-163,7
$I_{th}+5$	26,3	17,76	-22,410	-125,8	30,45	30,379	-166,0
$I_{th}+7,5$	28,8	17,87	-22,295	-126,5	29,63	29,552	-166,7
$I_{th}+10$	31,3	17,96	-22,205	-126,5	29,54	29,462	-166,7
$I_{th}+12,5$	33,8	17,99	-22,175	-126,5	29,51	29,432	-166,7
$I_{th}+15$	36,3	18,02	-22,145	-126,3	29,68	29,605	-166,5
$I_{th}+17,5$	38,8	18,01	-22,155	-126,0	29,99	29,920	-166,2
$I_{th}+20$	41,3	18,00	-22,165	-125,8	30,20	30,134	-166,0
$I_{th}+22,5$	43,8	17,96	-22,205	-125,5	30,54	30,478	-165,7
$I_{th}+25$	46,3	17,96	-22,205	-125,2	30,84	30,782	-165,4

Tabella 6.4 – Misura della cifra di rumore al variare del punto di lavoro

A rigor di logica nella relazione (6.4), utilizzata per il calcolo della cifra di rumore, andrebbe considerato anche un terzo contributo legato alla rumorosità propria dell'analizzatore di spettro e quantificabile attraverso la sua cifra di rumore, che nel nostro caso è pari a $NF_{AS} \cong 26\text{dB}$.

Per spiegare tale approssimazione, consistente nel trascurare nel calcolo tale contributo, è necessario esaminare meglio l'effetto dell'introduzione di un preamplificatore nella misura della cifra di rumore mediante analizzatore di spettro.

Come riscontrabile in letteratura [Ref.21] la misurazione della NF di dispositivi aventi un'elevata rumorosità o caratterizzati da un guadagno molto basso, quale è il collegamento ottico in esame, necessita dell'inserzione di uno stadio di amplificazione a monte dell'analizzatore di spettro al fine di realizzare un sistema di misurazione (costituito ora da amplificatore + analizzatore di spettro) avente una cifra di rumore N_{SYS} più bassa e quindi una migliore sensibilità.

A questo proposito le Application Note [Ref.22] relative a questo tipo di misura indicano che se l'inserimento dell'amplificatore provoca un innalzamento del livello del rumore di fondo dell'analizzatore di spettro di almeno 15dB, allora è possibile considerare:

$$NF_{SYS} = NF_{Amp} + \frac{NF_{AS} - 1}{G_{Amp}} \cong NF_{Amp} \quad (6.6)$$

dove:

NF_{Amp} : Cifra di rumore propria dell'amplificatore

G_{Amp} : Guadagno dell'amplificatore

rendendo perciò valida l'approssimazione introdotta nei calcoli.

Nel nostro caso, essendo $NF_{Amp}=0,4\text{dB}$, $NF_{AS}=26\text{dB}$, $G_{Amp}=40,165\text{dB}$, si ottiene:

$$NF_{SYS} = 1,0965 + \frac{398,11 - 1}{10387} \cong 1,1347 \quad \text{pari a circa } 0,55\text{dB}$$

che, in termini di potenza di rumore del sistema corrisponde a:

$$N_{out,SYS}[dBm] = NF_{SYS}[dB] + N_{in,SYS}[dBm] + G[dB] =$$

$$= 0,55 - 174 + 40,165 \cong -133,3dBm$$

valore come si vede circa 15dB superiore ai -148dBm costituenti il livello di rumore di fondo dell'analizzatore di spettro.

Per valutare i risultati ottenuti a seguito delle misure, in Figura 6.2.1.2 viene riportato in forma grafica l'andamento di cifra di rumore e guadagno al variare dei diversi punti di lavoro considerati.

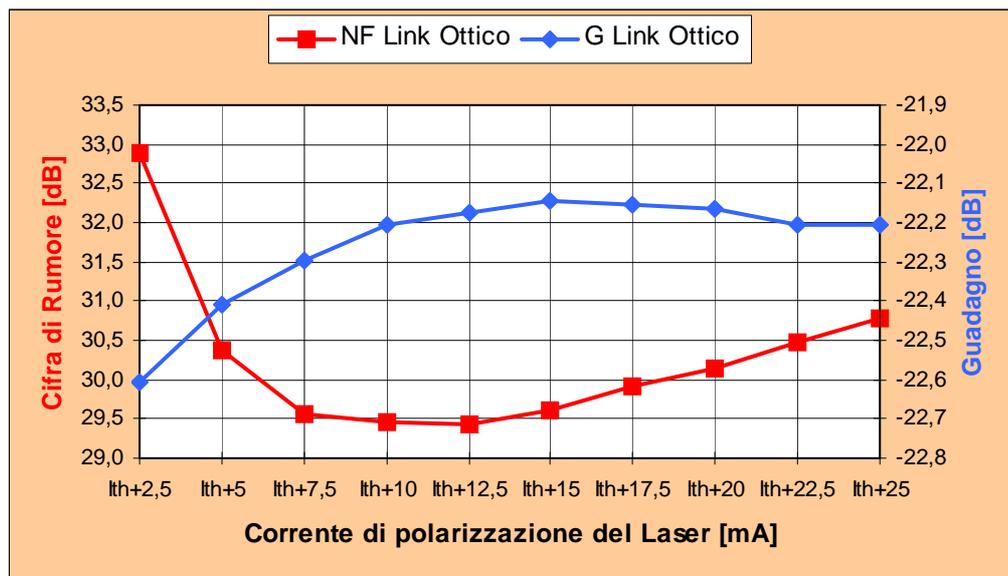


Figura 6.2.1.2 – Cifra di rumore e guadagno del collegamento ottico al variare del punto di lavoro

Da tale grafico è possibile vedere come, ad esclusione dell'intervallo di correnti immediatamente soprasoglia (in corrispondenza del ginocchio della caratteristica P-I del laser) dove presumibilmente la sorgente ottica non è ancora entrata nella regione di funzionamento pienamente lineare, la cifra di rumore presenti un andamento dapprima decrescente sino ad un minimo di circa 29,5dB in

corrispondenza di $I_P = I_{th} + 12,5$ mA per poi crescere linearmente al crescere della corrente di polarizzazione sino ad un massimo di circa 31dB per $I_P = I_{th} + 25$ mA. Ciò può essere spiegato ricordando quanto detto nei Capitoli 2 e 4 a proposito delle diverse sorgenti di rumore presenti nel collegamento e di come queste ne influenzino la NF.

In particolare si sono individuate 2 tipologie di sistema chiamate convenzionalmente sistema RIN-limited e sistema shot noise-limited relative rispettivamente ad una condizione di funzionamento in cui il contributo preponderante alla determinazione della NF sia il RIN del laser o lo shot noise legato al processo di rivelazione ottico-elettrico del fotodiodo. Essendo il RIN un contributo dipendente, oltre che dalla frequenza di funzionamento del dispositivo, anche dal livello di corrente di polarizzazione del laser, diminuendo all'aumentare di tale corrente, è ragionevole pensare come lo spostamento del punto di lavoro, influenzando sul valore del RIN, contribuisca a determinare in quale delle 2 condizioni di limitazione ci si viene a trovare.

Nello specifico, per bassi valori di corrente, il contributo del RIN risulterà predominante rispetto a quello legato allo shot noise e quindi un aumento della corrente, provocandone un abbassamento, contribuisce in maniera significativa ad una diminuzione della NF. Questo è valido sino a che i due contributi di rumore non risultano paragonabili dopodichè ogni aumento successivo del livello di corrente, diventando il sistema di tipo shot noise-limited, provoca un corrispondente aumento della NF dato che, come già visto, la densità di rumore di tale contributo è direttamente proporzionale alla corrente rivelata e conseguentemente anche alla corrente di polarizzazione del laser.

Per quanto riguarda la misura del guadagno nei diversi punti di lavoro, necessario come visto alla determinazione della NF, essa è stata realizzata collegando il link ottico all'analizzatore di rete HP8722D ed effettuando la lettura del valore di S_{21} in corrispondenza

alla frequenza di 408MHz. Tale operazione, svolta parallelamente all'impostazione dei diversi punti di lavoro, ha consentito di effettuare le misure di guadagno e NF mantenendosi nelle medesime condizioni operative, svincolandoci così dall'effetto di possibili variazioni delle condizioni ambientali di misura.

Come ben visibile dal grafico, ad eccezione della regione immediatamente sopra soglia, il guadagno si mantiene sostanzialmente costante, ad un valore di circa $-22,2\text{dB}$, a partire da un livello di corrente di polarizzazione superiore a $I_P=I_{th}+10\text{mA}$ presentando una variazione inferiore a $0,1\text{dB}$. Tale variazione è presumibilmente legata alla debole dipendenza dei valori di efficienza e responsivity dal particolare punto di lavoro considerato.

6.2.2 Le Misure di IP_{3out} e IP_{3in}

Per misurare la $TT-IP_{3Out}$ (Two Tone Output-IP3) del collegamento è necessario far passare per il DUT (Device Under Test) due toni di uguale potenza in modo che, intermodulando, forniscano l'informazione cercata.

A questo scopo, oltre a due generatori di segnale adibiti alla generazione dei 2 toni fondamentali, opportunamente spazati in frequenza, si è utilizzato uno splitter. Tale circuito, essendo in grado di operare bidirezionalmente, oltre alla funzione di divisore di potenza del segnale in ingresso può realizzare anche la funzione duale di combinatorio, consentendoci così l'applicazione simultanea dei toni all'ingresso del collegamento.

La schematizzazione completa del banco di misura, riportata in Figura 6.2.2.1, mette in evidenza i diversi dispositivi impiegati e le relative connessioni.

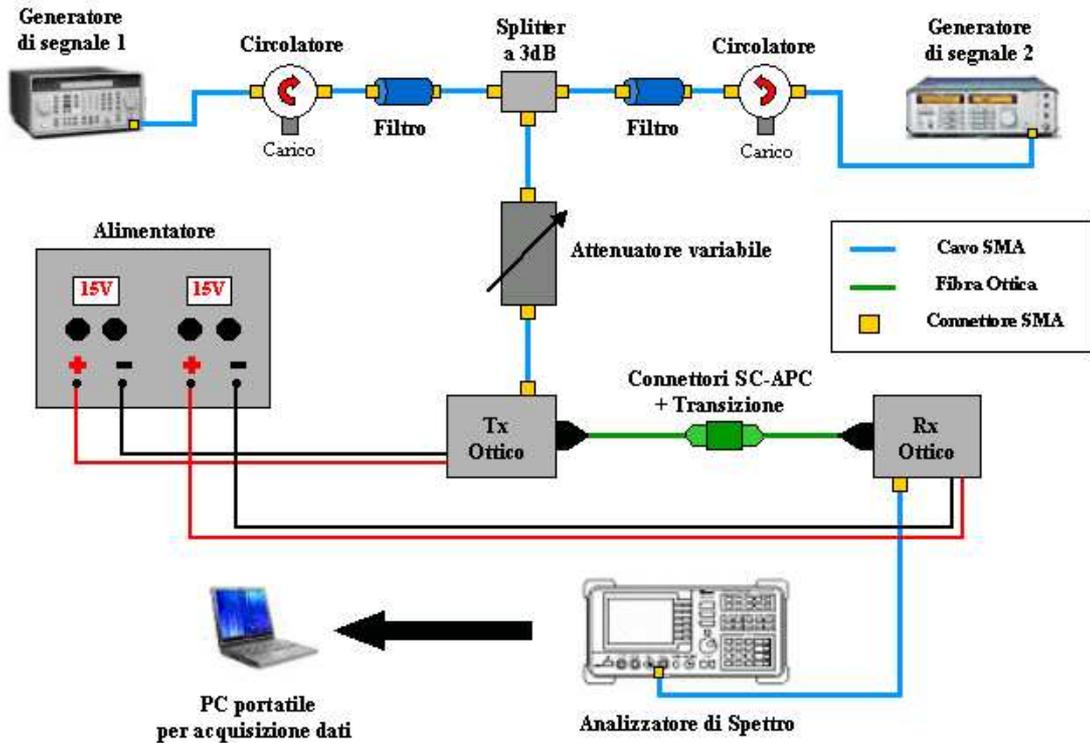


Figura 6.2.2.1 – Schematizzazione del banco di misura dell'IP3

Strumentazione utilizzata nella misurazione dell'IP3:

- Alimentatore in continua SDET MDS30T8
- Generatore di segnali HP 8648B
- Generatore di segnali Wiltron 68159B
- Splitter MiniCircuits MC15542 ZFSC-2-5
- Filtro Minicircuits SLP-450 ($f_{\text{cutoff}} = 450\text{MHz}$)
- Filtro Minicircuits SLP-550 ($f_{\text{cutoff}} = 550\text{MHz}$)
- Attenuatore variabile 0÷10 dB
- Adattatore SC-APC Suhner, femmina-femmina
- Cavi coassiali con connettori SMA
- Cavi DC
- Analizzatore di spettro HP 8564E
- Personal computer portatile
- Interfaccia di collegamento USB-HPIB

Oltre a tali dispositivi, come possibile vedere dallo schema del banco di misura implementato, sono stati utilizzati anche due circolatori aventi il compito di realizzare un migliore isolamento dei due generatori di segnale relativamente a possibili riflessioni indesiderate. L'impiego di tali dispositivi però, essendo caratterizzati da una banda di funzionamento molto stretta, è stato limitato unicamente alle misure in corrispondenza della frequenza di 408 MHz che, costituendo la frequenza centrale della banda di osservazione della Croce del Nord, è stata oggetto di una maggiore accuratezza.

Parametri analizzatore di spettro:

- Resolution Bandwidth: 1 KHz
- Visual Bandwidth: 1 KHz
- SPAN: 5 MHz
- Attenuazione: 0dB
- Reference level -20dBm

Preliminarmente alle operazioni di misura, in ogni condizione considerata, è stato necessario effettuare alcune operazioni di taratura e verifica indispensabili per garantire la validità dei risultati ottenuti.

La prima di esse presuppone di impostare i valori di potenza emessa dai due generatori di segnale (P_{GEN1} e P_{GEN2}) in modo che i livelli dei due toni fondamentali $P(f_1)$ e $P(f_2)$ misurati all'uscita del DUT, toni a seguito dei quali si origina l'intermodulazione, risultino uguali.

La seconda operazione invece consiste nel verificare che la misurazione dei livelli di potenza dei toni originati dall'intermodulazione $P(2f_1-f_2)$ e $P(2f_2-f_1)$ avvenga in corrispondenza della regione lineare di funzionamento del DUT. Per fare questo è sufficiente andare ad aumentare il livello di potenza dei toni fondamentali, diminuendo il valore di attenuazione in ingresso al

collegamento mediante l'attenuatore variabile, verificando che i livelli dei due toni relativi all'intermodulazione del 3° ordine siano aumentati correttamente (in regione lineare ciò corrisponde ad un aumento di 3dBm del livello di potenza dei toni originati dall'intermodulazione per ogni incremento di 1dBm del livello di potenza dei toni fondamentali).

I risultati delle misure dell' IP_{3out} e, grazie alla misurazione del guadagno effettuata precedentemente, dell' IP_{3in} sono riportati sottoforma di tabella e relativo grafico nella Figura 6.2.2.2.

I_P [mA]	P_{GEN1} [dBm _W]	P_{GEN2} [dBm _W]	Att_{var} [dB]	$P(f_1)$ [dBm _W]	$P(f_2)$ [dBm _W]	$P(2f_1-f_2)$ [dBm _W]	$P(2f_2-f_1)$ [dBm _W]	IP_{3out} [dBm _W]	G [dB]	IP_{3in} [dBm _W]
$I_{th}+2,5$	-9	-8,3	6	-42,33	-42,33	-100,80	-100,30	-13,345	-22,605	9,260
$I_{th}+5$	-3	-2,3	4	-34,00	-34,33	-103,20	-100,30	-1,345	-22,410	21,065
$I_{th}+7,5$	1	1,7	7	-32,67	-32,67	-101,30	-100,80	1,395	-22,295	23,690
$I_{th}+10$	3	3,7	7	-30,83	-30,67	-97,50	-97,00	2,255	-22,205	24,460
$I_{th}+12,5$	5	5,7	7	-28,67	-28,67	-95,83	-94,67	4,330	-22,175	26,505
$I_{th}+15$	6	6,7	7	-27,50	-27,67	-96,33	-94,50	5,745	-22,145	27,890
$I_{th}+17,5$	7	7,7	7	-26,67	-26,83	-96,17	-95,83	7,670	-22,155	29,825
$I_{th}+20$	8	8,7	7	-25,50	-25,67	-96,17	-94,00	8,495	-22,165	30,660
$I_{th}+22,5$	8	8,7	7	-25,67	-25,67	-97,33	-95,17	9,080	-22,205	31,285
$I_{th}+25$	10	10,7	7	-23,50	-23,67	-95,83	-91,83	10,410	-22,205	32,615

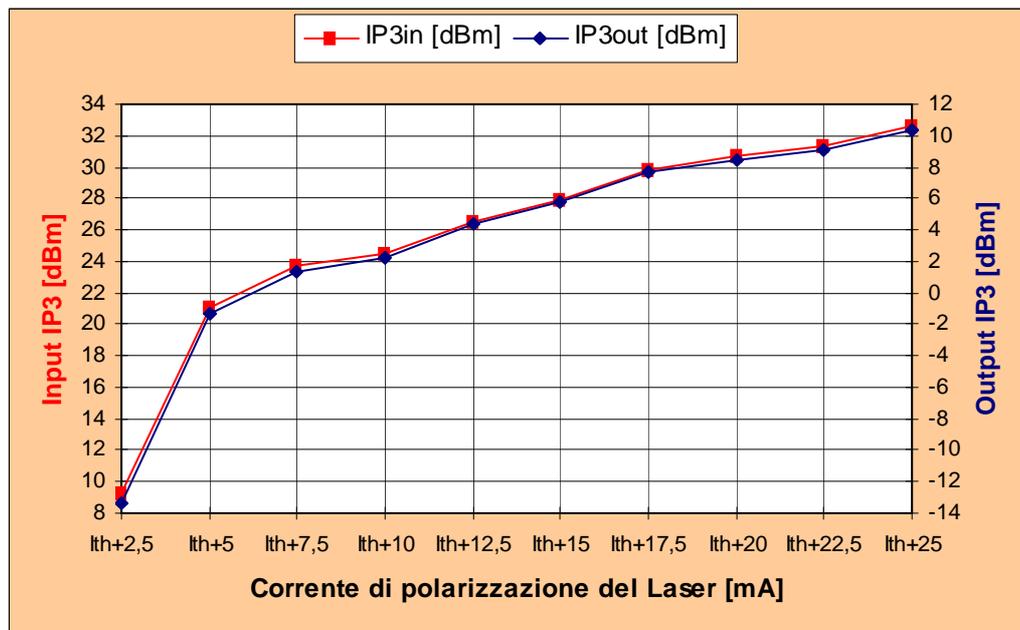


Figura 6.2.2.2 – IP_{3in} e IP_{3out} al variare del punto di lavoro

Dai risultati ottenuti al variare del punto di lavoro impostato, in corrispondenza di una frequenza di 408MHz è possibile notare come i valori di $IP3_{in}$ e $IP3_{out}$ aumentino all'aumentare del punto di polarizzazione sino ad arrivare ad un massimo di 32,615dBm nel caso della $IP3_{in}$ in corrispondenza di $I_P=I_{th}+25mA$.

Ciò è in accordo con quanto noto relativamente ad un dispositivo attivo, come ad esempio un amplificatore, di migliorare il comportamento in termini di dinamica di ampiezza a scapito di un maggior consumo di potenza che, nel nostro caso, è riconducibile all'incremento della corrente di iniezione del laser.

6.2.3 Scelta del punto di lavoro ottimale

Una volta effettuata la caratterizzazione del collegamento ottico relativamente ad una variazione del punto di lavoro si è finalmente in grado di valutare in corrispondenza di quale di essi le prestazioni del link offrano complessivamente il risultato migliore.

Per facilitare tale valutazione in Figura 6.2.3.1 sono stati graficati simultaneamente gli andamenti ottenuti a seguito delle misure effettuate per quello che riguarda cifra di rumore e punto di intercetta del 3° ordine.

Come si può notare si è trascurato di inserire in figura il grafico relativo al guadagno del collegamento. Questo trova spiegazione se si considera quanto visto in precedenza a proposito di tale parametro e cioè di come esso si mantenga pressochè costante lungo tutto l'intervallo di correnti considerato. Essendo infatti la variazione che esso presenta inferiore a soli 0,5dB, possiamo ragionevolmente considerarlo come un parametro non influente ai fini della scelta.

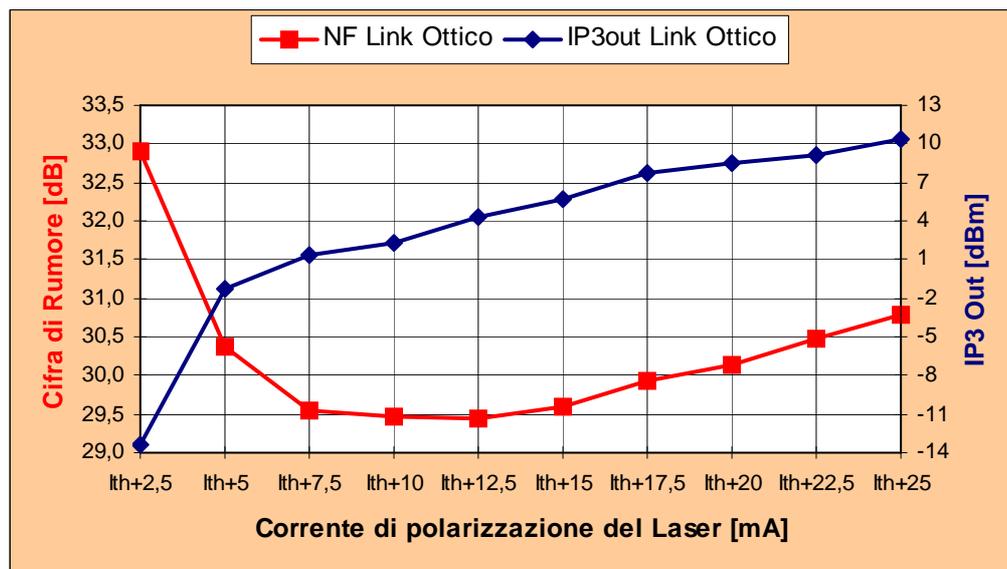


Figura 6.2.3.1 – Andamenti di NF e IP_{3out} risultanti dalle misure effettuate al variare del punto di polarizzazione del laser

Una prima constatazione che è possibile fare sugli andamenti rappresentati in figura riguarda il pessimo comportamento del link nella regione corrispondente ad una corrente di polarizzazione inferiore a $I_P=I_{th}+7,5mA$ dove sia la NF sia la IP_{3out} presentano i loro valori peggiori riconducibili, oltre a quanto detto a proposito della NF, presumibilmente anche ad un funzionamento della sorgente ottica troppo in prossimità del suo punto di soglia.

Per quello che riguarda la restante regione si può notare come, a fronte di una crescita progressiva della IP_{3out} da un valore di 1dBm sino ad arrivare a circa 10dBm in corrispondenza di $I_P=I_{th}+25mA$, la cifra di rumore presenti una fase iniziale di calo sino ad $I_P=I_{th}+12,5mA$ dove raggiunge il valore minimo di 29,51dB per poi crescere costantemente, anche se di soli 1,5dB, sino al punto di polarizzazione più alto.

In base a queste considerazioni si è deciso di scegliere come punti di lavoro più significativi i 2 punti corrispondenti a:

$$I_{P1}=I_{th}+12,5 \text{ mA}$$

$$I_{P2}=I_{th}+25 \text{ mA}$$

nei quali si è riscontrato rispettivamente il valore minimo di NF e il valore massimo di $IP3_{out}$.

In modo particolare il 2° dei due punti meglio si presta ad essere considerato come punto di lavoro ottimale in quanto rispetto al primo presenta un valore di $IP3_{out}$ di 6dB superiore a scapito di un aumento di soli 1,3dB della NF offrendo quindi un buon compromesso nelle prestazioni ottenibili dal collegamento ottico relativamente alle due grandezze considerate.

6.3 Caratterizzazione in frequenza del collegamento ottico

In corrispondenza dei due punti individuati sono state effettuate le misure di cifra di rumore, guadagno e punto di intercetta del terzo ordine al variare della frequenza così da verificare il comportamento del collegamento all'interno della banda di 300÷700 MHz di interesse e coincidente con quella ipotizzata per il processo di up-grade a larga banda della Croce del Nord.

6.3.1 Misura di cifra di rumore e guadagno al variare della frequenza

La metodologia seguita nella misurazione della cifra di rumore è la stessa presentata nel Paragrafo 6.2.1 e facente riferimento al banco di misura illustrato in Figura 6.2.1.1.

L'unica variazione apportata alla strumentazione impiegata nelle misure precedenti riguarda la sostituzione dell'amplificatore posto a valle del collegamento ottico, FE BEST-1#1, con l'amplificatore commerciale MiniCircuits ZFL-1000H

.Questo si è reso indispensabile vista la limitata banda di funzionamento caratteristica dell'amplificatore FE BEST-1 #1 che,

essendo di soli 16MHz attorno alla frequenza centrale di 408MHz, avrebbe impedito di effettuare la caratterizzazione a larga banda desiderata.

La lettura mediante analizzatore di spettro (sempre l'HP 8564E) del livello di rumore in uscita al sistema DUT+Amplificatore, è stata effettuata considerando i seguenti parametri:

- Resolution Bandwidth: 10 KHz
- Visual Bandwidth: 10 KHz
- SPAN: 3.5 MHz
- SWAP Time: 88 msec
- Attenuazione: 0dB
- VAVG: 8
- Reference level -30dBm

Purtroppo però, per quanto visto nel Paragrafo 6.2.1, l'utilizzo di questo amplificatore allo scopo di migliorare la sensibilità dello strumento di misura, dato il minore guadagno ($G \cong 31\text{dB}$) e la più alta cifra di rumore ($NF \cong 3,5\text{dB}$) che lo caratterizzano, ha dato luogo ad una minor accuratezza nella misura che, come vedremo, si è tradotta in un aumento di circa 1dB dei valori di NF misurati rispetto a quelli ottenuti in precedenza.

In Figura 6.3.1.1 è possibile esaminare i risultati conseguiti, corredati dal relativo grafico, dalle misure di cifra di rumore e guadagno in corrispondenza dei due punti di lavoro scelti I_{P1} e I_{P2} , in cui si sono evidenziati in rosso i valori relativi alla frequenza di 408MHz costituente la frequenza centrale di osservazione della Croce del Nord nella configurazione attuale.

Punto di Polarizzazione del Laser: $I_p = I_{th} + 12,5\text{mA}$						
Frequenza [MHz]	$N_{out,tot}$ [dB _{mW/Hz}]	G_{tot} [dB]	$G_{LinkOttico}$ [dB]	NF_{tot} [dB]	$NF_{LinkOttico}$ [dB]	$N_{out,L0}$ [dB _{mW/Hz}]
300	-134,8	8,33	-22,76	30,87	30,10	-166,66
350	-134,5	8,50	-22,71	31,00	30,38	-166,33
400	-134,2	8,73	-22,56	31,07	30,44	-166,11
408	-134,3	8,74	-22,57	30,96	30,38	-166,19
450	-133,7	8,86	-22,52	31,44	30,75	-165,77
500	-133,2	9,18	-22,28	31,62	30,99	-165,29
550	-132,8	9,49	-21,97	31,71	31,03	-164,94
600	-132,5	9,27	-22,17	32,23	31,45	-164,72
650	-132,0	9,66	-21,68	32,34	31,56	-164,12
700	-131,7	9,90	-21,31	32,40	31,74	-163,57

Punto di Polarizzazione del Laser: $I_p = I_{th} + 25\text{mA}$						
Frequenza [MHz]	$N_{out,tot}$ [dB _{mW/Hz}]	G_{tot} [dB]	$G_{LinkOttico}$ [dB]	NF_{tot} [dB]	$NF_{LinkOttico}$ [dB]	$N_{out,L0}$ [dB _{mW/Hz}]
300	-133,7	8,45	-22,64	31,85	31,27	-165,37
350	-133,5	8,61	-22,60	31,89	31,40	-165,19
400	-133,0	8,82	-22,47	32,18	31,71	-164,75
408	-133,3	8,79	-22,52	31,91	31,46	-165,06
450	-133,0	8,92	-22,46	32,08	31,50	-164,96
500	-132,7	9,23	-22,23	32,07	31,51	-164,71
550	-132,5	9,54	-21,92	31,96	31,33	-164,59
600	-132,2	9,33	-22,11	32,47	31,75	-164,36
650	-131,8	9,67	-21,67	32,53	31,78	-163,89
700	-131,8	9,94	-21,27	32,26	31,58	-163,69

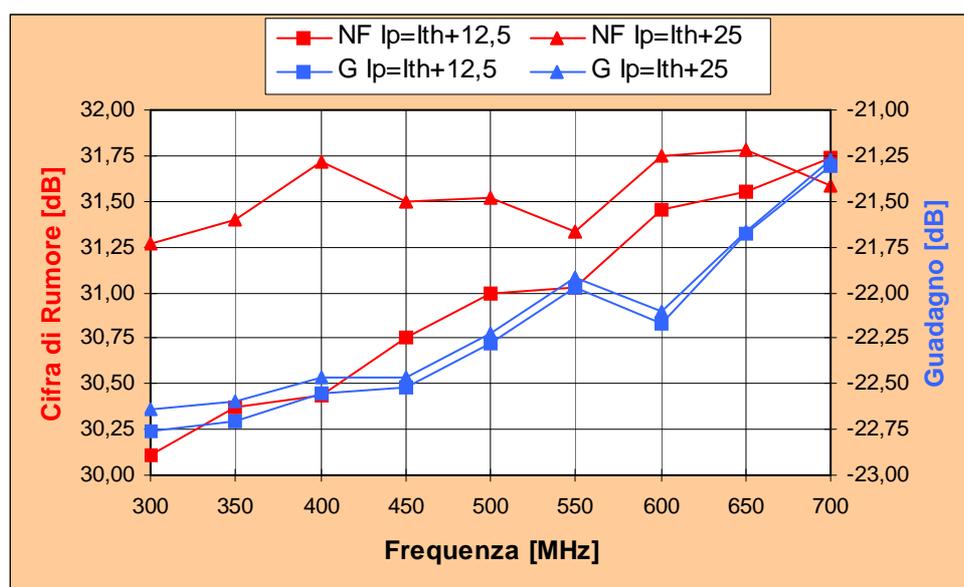


Figura 6.3.1.1 – Misure di cifra di rumore e guadagno al variare della frequenza nei 2 punti di lavoro scelti

I risultati conseguiti sono spiegabili, sempre a partire dalle considerazioni effettuate precedentemente nel Paragrafo 6.2.1, considerando in aggiunta a quanto visto la dipendenza del RIN del laser dalla frequenza del segnale modulante.

Dato che il valore del RIN aumenta all'aumentare della frequenza in quanto contraddistinto da un andamento crescente sino alla frequenza propria di risonanza del laser, nel caso di sistema RIN-limited, come si è dimostrato essere il collegamento in corrispondenza di I_{P1} , l'aumento di tale parametro all'aumentare della frequenza provoca un aumento del contributo di rumore ad esso associato che si traduce in un aumento della NF.

Nel caso di I_{P2} invece, essendo il sistema in una condizione di limitazione dovuta allo shot noise l'aumento della frequenza può essere ritenuto influente ai fini della determinazione della NF che infatti presenta un andamento pressochè costante anche se caratterizzata da un valore più elevato per la quasi totalità della banda considerata.

Analogamente a quanto fatto in precedenza infine la misura del guadagno è stata effettuata mediante l'utilizzo dell'analizzatore di rete HP8722D andando a leggere il valore riportato dell' S_{21} in corrispondenza delle diverse frequenze di interesse per entrambi i punti considerati.

Quello che si nota dai risultati ricavati è un andamento della curva del guadagno di tipo crescente con la frequenza, ben visibile visto l'espansione nella scala utilizzata, ma che comporta un intervallo di variazione del suo valore di soli 0,5dB. Tale andamento inoltre, come si può notare, si mantiene invariato per entrambi i punti di lavoro I_{P1} e I_{P2} scelti, a conferma ancora una volta di una certa insensibilità di questo parametro relativamente alle condizioni di polarizzazione impostate nel trasmettitore.

6.3.2 Misura di $IP3_{out}$ e $IP3_{in}$ al variare della frequenza

Le misure di $IP3$ al variare della frequenza sono state fatte a partire dal banco di misura di Figura 6.2.2.1 in cui però sono stati eliminati i due circolatori, essendo caratterizzati da una limitata banda di funzionamento, e in cui i filtri MiniCircuits SLP-450 e SLP-550 sono stati sostituiti dai due filtri MiniCircuits SLP-1000 aventi una frequenza di taglio superiore pari a 990MHz.

Nelle Figure 6.3.2.1 e 6.3.2.2 sono riportati i risultati delle misure effettuate nei due punti di lavoro scelti e impostando le frequenze dei segnali forniti dai 2 generatori come indicato nelle due tabelle sottostanti.

Punto di Polarizzazione del Laser: $I_p = I_{th} + 12,5mA$											
Frequenza [MHz]	f_1 [MHz]	$P(f_1)$ [dB _{mW}]	f_2 [MHz]	$P(f_2)$ [dB _{mW}]	$2f_1 - f_2$ [MHz]	$P(2f_1 - f_2)$ [dB _{mW}]	$2f_2 - f_1$ [MHz]	$P(2f_2 - f_1)$ [dB _{mW}]	$IP3_{Out}$ [dB _{mW}]	$G_{LinkOttico}$ [dB]	$IP3_{In}$ [dB _{mW}]
300	299,5	-27,33	300,5	-27,50	298,5	-89,50	301,5	-89,83	3,50	-22,85	26,35
350	349,5	-27,33	350,5	-27,50	348,5	-91,17	351,5	-92,17	4,34	-22,89	27,23
400	399,5	-27,67	400,5	-27,83	398,5	-91,50	401,5	-90,33	3,42	-22,87	26,29
408	407,5	-27,67	408,5	-27,83	406,5	-92,33	409,5	-92,67	4,42	-22,69	27,11
450	449,5	-27,83	450,5	-27,67	448,5	-90,67	451,5	-94,00	3,59	-22,67	26,26
500	499,5	-27,67	500,5	-27,83	498,5	-93,50	501,5	-93,17	4,84	-22,61	27,45
550	549,5	-27,50	550,5	-27,33	548,5	-91,50	551,5	-94,50	4,50	-22,40	26,90
600	599,5	-28,17	600,5	-28,17	598,5	-100,00	601,5	-91,67	3,58	-22,50	26,08
650	649,5	-27,17	650,5	-27,33	648,5	-92,33	651,5	-98,83	5,17	-21,78	26,95
700	699,5	-26,67	700,5	-26,83	698,5	-93,67	701,5	-94,00	6,59	-21,35	27,94

Punto di Polarizzazione del Laser: $I_p = I_{th} + 25mA$											
Frequenza [MHz]	f_1 [MHz]	$P(f_1)$ [dB _{mW}]	f_2 [MHz]	$P(f_2)$ [dB _{mW}]	$2f_1 - f_2$ [MHz]	$P(2f_1 - f_2)$ [dB _{mW}]	$2f_2 - f_1$ [MHz]	$P(2f_2 - f_1)$ [dB _{mW}]	$IP3_{Out}$ [dB _{mW}]	$G_{LinkOttico}$ [dB]	$IP3_{In}$ [dB _{mW}]
300	299,5	-23,33	300,5	-23,33	298,5	-90,33	301,5	-91,17	10,17	-22,80	32,97
350	349,5	-23,50	350,5	-23,67	348,5	-91,67	351,5	-91,67	10,33	-22,44	32,77
400	399,5	-23,50	400,5	-23,67	398,5	-90,67	401,5	-90,17	9,58	-22,33	31,91
408	407,5	-23,50	408,5	-23,67	406,5	-93,17	409,5	-91,17	10,08	-22,62	32,70
450	449,5	-23,50	450,5	-23,50	448,5	-88,67	451,5	-93,83	9,09	-22,53	31,62
500	499,5	-23,33	500,5	-23,50	498,5	-91,00	501,5	-92,83	10,25	-22,25	32,50
550	549,5	-23,17	550,5	-23,17	548,5	-91,33	551,5	-90,17	10,33	-22,18	32,51
600	599,5	-24,00	600,5	-24,00	598,5	-101,00	601,5	-87,83	7,92	-22,36	30,28
650	649,5	-23,17	650,5	-23,17	648,5	-89,17	651,5	-91,50	9,83	-22,02	31,85
700	699,5	-22,50	700,5	-22,67	698,5	-88,17	701,5	-92,33	10,08	-21,33	31,41

Figura 6.3.2.1 – Risultati delle misure nei due punti di lavoro scelti

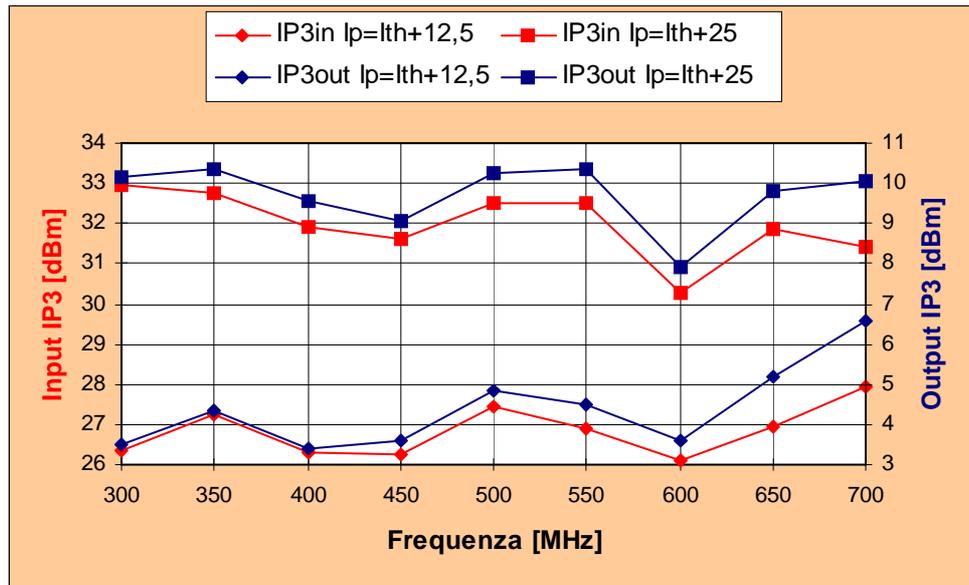


Figura 6.3.2.2 – Andamenti di $IP3_{out}$ e $IP3_{in}$ al variare della frequenza nei 2 punti di lavoro scelti

Gli andamenti ottenuti confermano una superiorità dei valori di $IP3_{in}$ e $IP3_{out}$ nel punto $I_{P2}=I_{th}+25mA$ rispetto a quelli misurati in corrispondenza di I_{P1} oltre che evidenziare, per entrambi i punti considerati, un comportamento altalenante al variare della frequenza con la presenza di due minimi in corrispondenza delle frequenze di 450MHz e 600MHz. Ciò non è facilmente spiegabile se non imputando le variazioni, che si attestano nell'ordine dei 3-4dB per la banda di frequenze considerata, al manifestarsi, in prossimità di tali frequenze di minimo, di effetti parassiti legati ai parametri intrinseci del laser.

6.4 Misura dei parametri S

La misura dei parametri S dell'intero collegamento ottico è stata effettuata attraverso l'utilizzo dell'analizzatore vettoriale HP 8722D (50MHz÷40GHz).

Dopo una fase preliminare di calibrazione dello strumento di misura, necessaria per epurare i contributi indesiderati legati ai cavi di

collegamento impiegati e ad eventuali variazioni nelle condizioni di misurazione, il DUT viene direttamente collegato attraverso i suoi terminali di ingresso e uscita all'analizzatore di rete. Questo, essendo un analizzatore di tipo bidirezionale, renderà immediatamente disponibili i risultati della misurazione visualizzando i valori dei parametri desiderati al variare della frequenza sia per quello che riguarda l'adattamento di ingresso (S_{11}) sia per quanto riguarda l'adattamento di uscita (S_{22}) e il guadagno complessivo del collegamento ottico (S_{21}).

I dati così rilevati possono essere poi esportati, tramite PC, in formato S2P per essere successivamente confrontati in MWO con quelli derivanti dalle simulazioni precedentemente effettuate.

Nelle Figure 6.4.1 e 6.4.2 vengono riportati i confronti tra gli andamenti simulati e misurati per quello che concerne rispettivamente l'adattamento in ingresso ed uscita dell'intero link ottico in corrispondenza dei due punti di lavoro scelti.

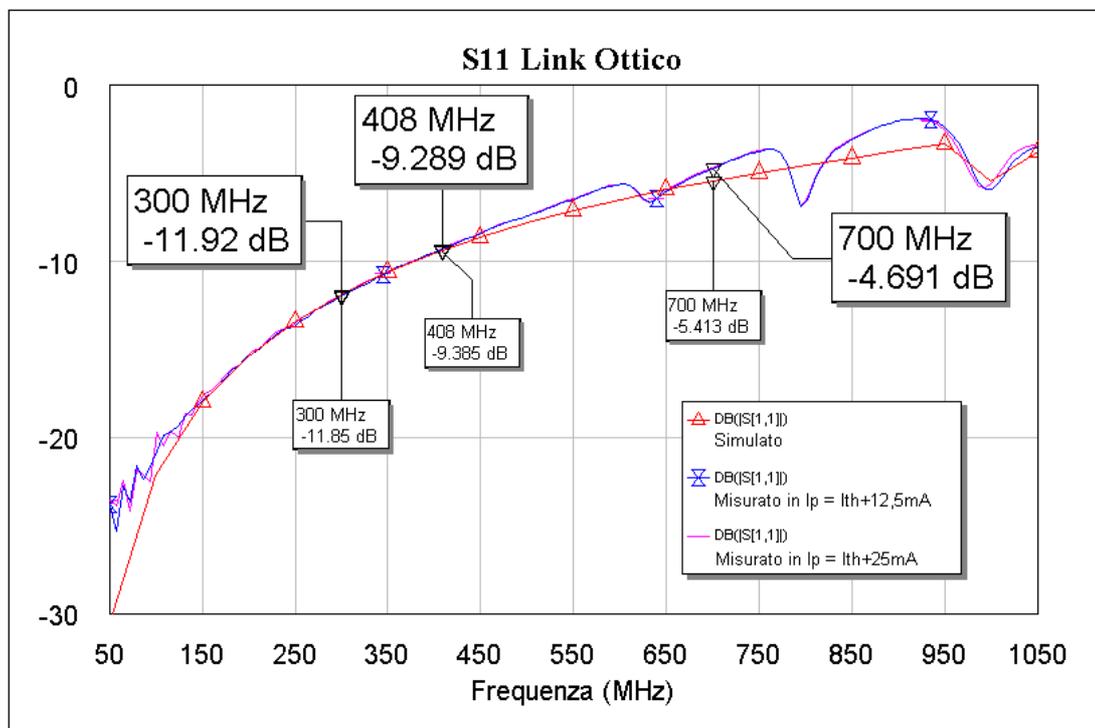


Figura 6.4.1 – Adattamento in ingresso del collegamento ottico

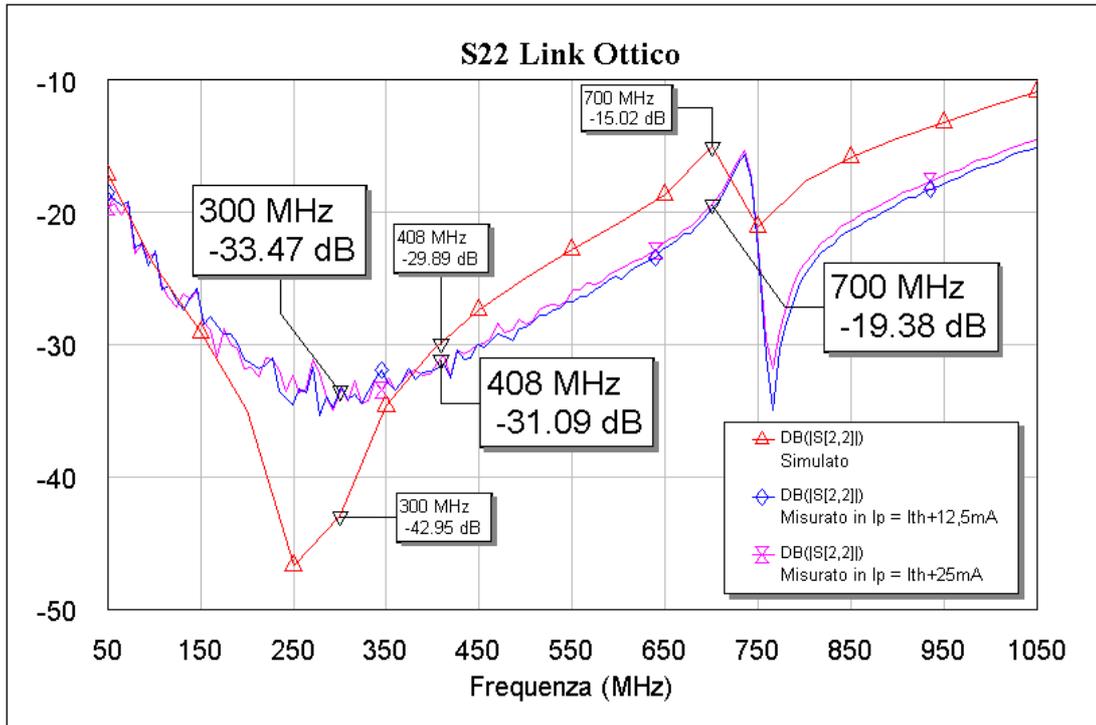


Figura 6.4.2 – Adattamento in uscita del collegamento ottico

Come si può vedere i valori misurati della S_{11} , indicano una completa indipendenza di questo parametro dal particolare punto di lavoro considerato anche se, pur presentando una buona aderenza all'andamento simulato, il livello di adattamento raggiunto non possa essere considerato accettabile. L'andamento crescente della curva infatti fa sì che si passi dai circa -12dB in corrispondenza di una frequenza di 300MHz per arrivare sino a soli $-4,7\text{dB}$ in prossimità del limite superiore della banda di interesse.

Tali considerazioni mettono pertanto in luce la necessità di una ottimizzazione della S_{11} cercando in primo luogo di ottenerne un abbassamento in corrispondenza della frequenza di 408MHz corrispondente alla frequenza centrale di funzionamento della Croce del Nord.

Al contrario invece i valori misurati della S_{22} , ancora indipendenti dal punto lavoro, indicano un adattamento in uscita molto buono con valori di $S_{22} < -20\text{dB}$ in una banda di frequenze di $75\div 700\text{MHz}$ e con un valore inferiore ai 30dB in prossimità della

frequenza di 408MHz. L'andamento simulato mostra inoltre una coerenza accettabile con quelli risultanti dalle misure anche se, quantitativamente, i valori presentano delle significative differenze.

In Figura 6.4.3 infine, è possibile osservare il grafico relativo alle misure dell' S_{21} , costituente il guadagno del link ottico in esame, di cui purtroppo non si è stati in grado di effettuare la simulazione per difficoltà relative all'implementazione, in MWO, di un modello dei dispositivi elettro-ottici impiegati (comprensivo della porta ottica) tale da consentire il collegamento fra trasmettitore e ricevitore.

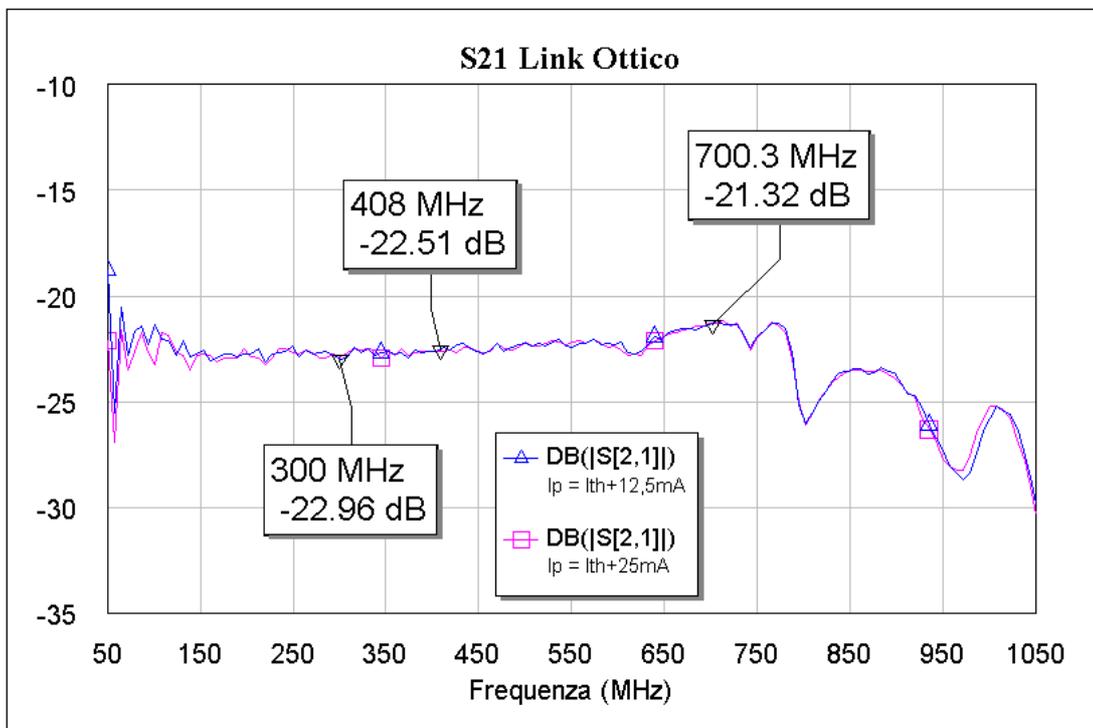


Figura 6.4.3 – Guadagno complessivo del collegamento ottico

L'andamento ottenuto, oltre a mostrare chiaramente la debole dipendenza di tale parametro dal punto di lavoro considerato, mette in luce una buona piattezza del guadagno in tutta la banda di interesse con una variazione di soli 0,5dB in un range di frequenze di 150÷750MHz.

Il basso valore del guadagno, dell'ordine di $-22,5\text{dB}$, è comunque in linea con quello risultante dalle simulazioni Excel

effettuate una volta inseriti i valori misurati dell'efficienza di conversione del laser e responsivity del fotodiodo ed in accordo con quanto ci si aspettava dall'utilizzo nel collegamento di un ricevitore di tipo passivo.

6.5 Misura del punto di compressione a 1dB

Per completare la caratterizzazione del collegamento in termini di dinamica di ampiezza si è deciso di effettuare anche la misurazione del livello di potenza in ingresso e uscita del collegamento in corrispondenza del punto di compressione a 1dB. In Figura 6.5.1 è illustrato lo schema del banco di misura utilizzato.

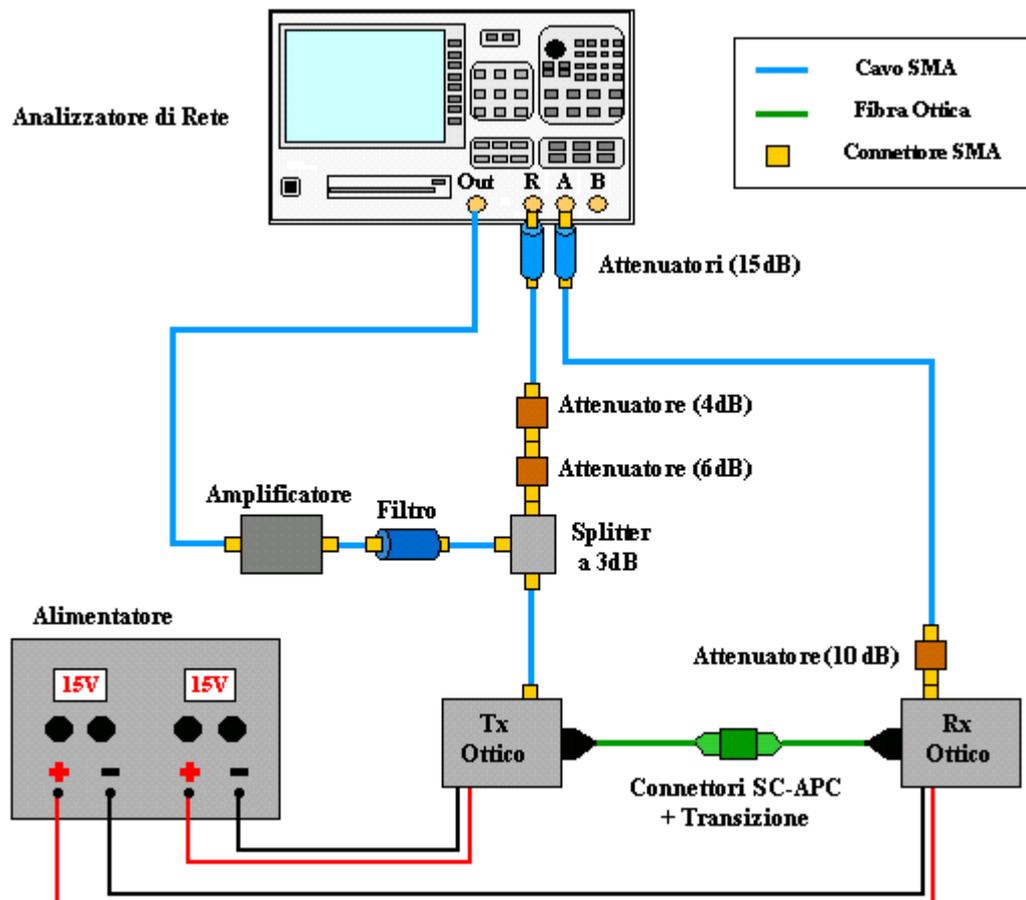


Figura 6.5.1 – Banco di misura del punto di compressione a 1dB

Strumentazione utilizzata nella misurazione della $P_{out,1dB}$:

- Alimentatore in continua SDET MDS30T8
- Splitter MiniCircuits MC15542 ZFSC-2-5
- Filtro Minicircuits SLP-550 ($f_{cutoff} = 550\text{MHz}$)
- Amplificatore MiniCircuits ZHL-2-8
- 2x Attenuatore da 15dB
- Attenuatori SMA da 4, 6, 10 dB
- Link Ottico Analogico (DUT)
- Adattatore SC-APC Suhner, femmina-femmina
- Cavi coassiali con connettori SMA
- Cavi DC
- Analizzatore di rete HP 8751A

La misura del punto di compressione ad 1dB è stata effettuata sfruttando la capacità dell'analizzatore di rete di poter generare in uscita un segnale di potenza variabile. Tale segnale, a seguito di uno stadio di amplificazione e uno di filtraggio, viene inviato, tramite uno splitter, alle due vie facenti capo agli ingressi R e A dell'analizzatore, corrispondenti rispettivamente all'ingresso di riferimento e ad uno dei due canali di lettura dello strumento.

Così facendo quest'ultimo, dalla comparazione dei livelli di potenza disponibili ai suoi ingressi, è in grado di visualizzare l'andamento della potenza in uscita dal collegamento ottico in funzione di quella trasmessa in ingresso.

Come si può notare, anche per questo tipo di misura è stato necessario l'impiego di uno stadio di amplificazione aggiuntivo in ingresso al collegamento che consentisse di pilotare il link ottico con un livello di potenza di segnale sufficiente, soprattutto per ciò che riguarda i punti di lavoro più elevati, per arrivare alla regione di compressione del guadagno del DUT.

La scelta del particolare amplificatore impiegato è stata fatta in funzione del valore di guadagno e delle buone caratteristiche dinamiche in suo possesso, fondamentali queste ultime per non influenzare i risultati della misurazione.

Tale amplificatore infatti, essendo contraddistinto da una $P_{out,1dB} \cong 30dBm$ e da un guadagno $G \cong 30dB$, garantisce l'ottenimento di un livello adeguato di potenza in ingresso al collegamento ottico (sufficiente per qualsiasi punto di lavoro a fare entrare il DUT in compressione) pur assicurando un suo funzionamento all'interno della regione lineare ($P_{in,1dB} = P_{out,1dB} - (G-1) \cong 1dBm$), nell'arco dell'intero range di potenze in uscita dall'analizzatore di rete impostate nelle operazioni di misura (P_{in} : $-40 \div -5dBm$).

L'utilizzo dell'amplificatore ha reso necessario l'inserimento in entrambe le vie di alcuni attenuatori (con attenuazione complessiva di 25dB per via), come visibile in Figura 6.5.1, al fine di assicurare che la potenza fornita all'analizzatore di rete si mantenesse sufficientemente inferiore ai 6dBm costituenti il livello massimo di potenza in ingresso allo strumento di misura.

In Figura 6.5.2 vengono presentati i risultati delle misure effettuate nei diversi punti di lavoro ad una frequenza di 408MHz.

Siccome, durante le operazioni di misura del punto di compressione, si è osservata una debole variazione del punto di lavoro a seguito dell'applicazione del segnale all'ingresso RF del collegamento ottico, nella tabella sottostante sono stati inseriti anche i valori misurati della potenza ottica emessa e della corrente totale assorbita dal trasmettitore in assenza e in presenza del segnale applicato.

L'esame di tali valori rivela come l'applicazione di un segnale di livello elevato, quale è quello considerato in questo tipo di misura, si traduce in un leggero abbassamento del punto di lavoro della sorgente ottica quantificabile approssimativamente in un abbassamento della corrente di iniezione del laser di circa 0,3-0,4mA. Questo effetto,

presumibilmente legato al comportamento della sorgente ottica in corrispondenza di un regime di funzionamento ai grandi segnali, è in ogni caso di lieve entità e si è verificato essere assente relativamente ai normali livelli di potenza di ingresso a cui dovrà operare il collegamento ottico.

I_P [mA]	$I_{ass, senza RF}$ [mA]	$P_{opt, senza RF}$ [dB $_{\mu}$]	$I_{ass, con RF}$ [mA]	$P_{opt, con RF}$ [dB $_{\mu}$]	$P_{in, letto}$ [dB $_m$]	G_{Catena} [dB]	$P_{in, -1dB}$ [dB $_m$]	$G_{LO, -1dB}$ [dB]	$P_{out, -1dB}$ [dB $_m$]
$I_{th}+5$	26,3	18,7	26,0	18,9	-26,00	27,00	1,00	-23,89	-22,89
$I_{th}+7,5$	28,8	20,8	28,6	21,0	-21,90	27,00	5,10	-23,75	-18,65
$I_{th}+10$	31,3	22,2	31,1	22,4	-19,25	27,00	7,75	-23,75	-16,00
$I_{th}+12,5$	33,8	23,3	33,5	23,5	-17,53	27,00	9,47	-23,69	-14,22
$I_{th}+15$	36,3	24,2	36,0	24,3	-15,79	27,00	11,21	-23,63	-12,42
$I_{th}+17,5$	38,8	24,9	38,5	25,0	-14,40	27,00	12,60	-23,59	-10,99
$I_{th}+20$	41,3	25,5	40,9	25,6	-13,24	27,00	13,76	-23,88	-10,12
$I_{th}+22,5$	43,8	25,9	43,4	26,0	-12,16	27,00	14,84	-23,57	-8,73
$I_{th}+25$	46,3	26,4	45,9	26,6	-11,24	27,00	15,76	-23,82	-8,06

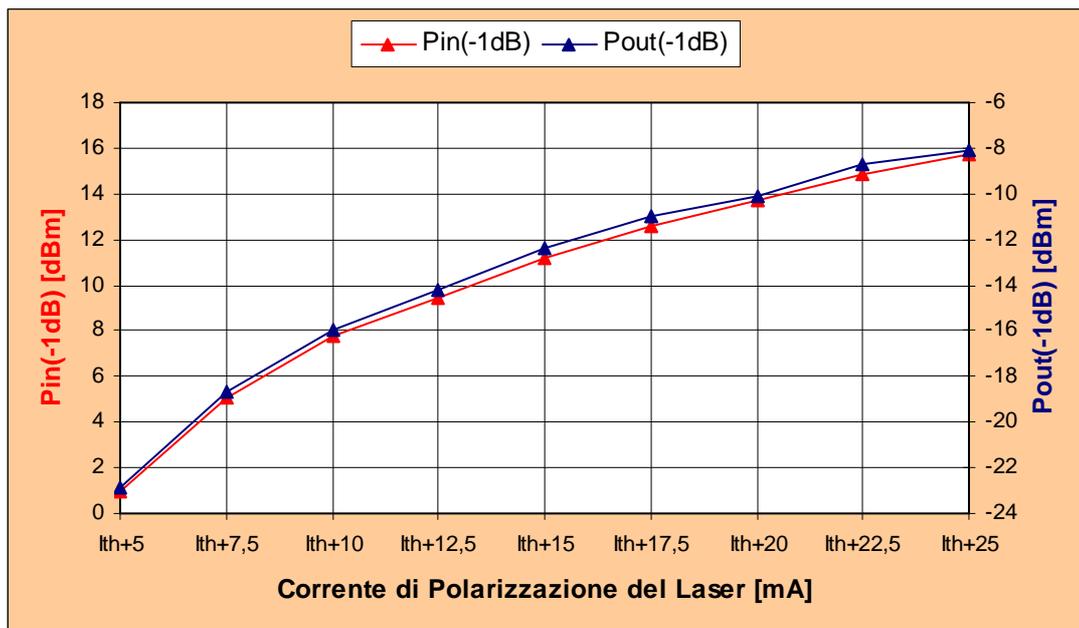


Figura 6.5.2 – $P_{in, 1dB}$ e $P_{out, 1dB}$ al variare del punto di lavoro

Così come già visto a proposito dell'IP3 anche per il punto di compressione a 1dB si può notare come lo spostamento del punto di polarizzazione verso livelli più elevati dia luogo ad un aumento progressivo del valore di $P_{in, 1dB}$ sino ad un massimo di 15,76dBm in corrispondenza del punto di lavoro più alto.

In Figura 6.5.3 infine sono riportati i risultati relativi alle misurazioni della P_{1dB} al variare della frequenza per i due punti di lavoro scelti.

Punto di Polarizzazione del Laser: $I_p = I_{th} + 12,5mA$					
Frequenza [MHz]	$P_{in,Letto}$ [dB _m]	G_{Amplif} [dB]	$P_{in} [-1dB]$ [dB _m]	$G_{L0} [-1dB]$ [dB]	$P_{out} [-1dB]$ [dB _m]
300	-17,98	31,4	9,42	-24,20	-14,78
350	-17,91	31,4	9,49	-24,00	-14,51
400	-17,77	31,4	9,63	-23,80	-14,17
408	-17,89	31,4	9,51	-23,70	-14,19
450	-17,64	31,4	9,76	-23,48	-13,72
500	-17,66	31,4	9,74	-23,65	-13,91

Punto di Polarizzazione del Laser: $I_p = I_{th} + 25mA$					
Frequenza [MHz]	$P_{in,Letto}$ [dB _m]	G_{Amplif} [dB]	$P_{in} [-1dB]$ [dB _m]	$G_{L0} [-1dB]$ [dB]	$P_{out} [-1dB]$ [dB _m]
300	-11,96	31,4	15,44	-24,20	-8,76
350	-12,01	31,4	15,39	-23,93	-8,54
400	-11,81	31,4	15,59	-23,71	-8,12
408	-11,67	31,4	15,73	-23,77	-8,04
450	-11,61	31,4	15,79	-23,43	-7,64
500	-11,81	31,4	15,59	-23,54	-7,95

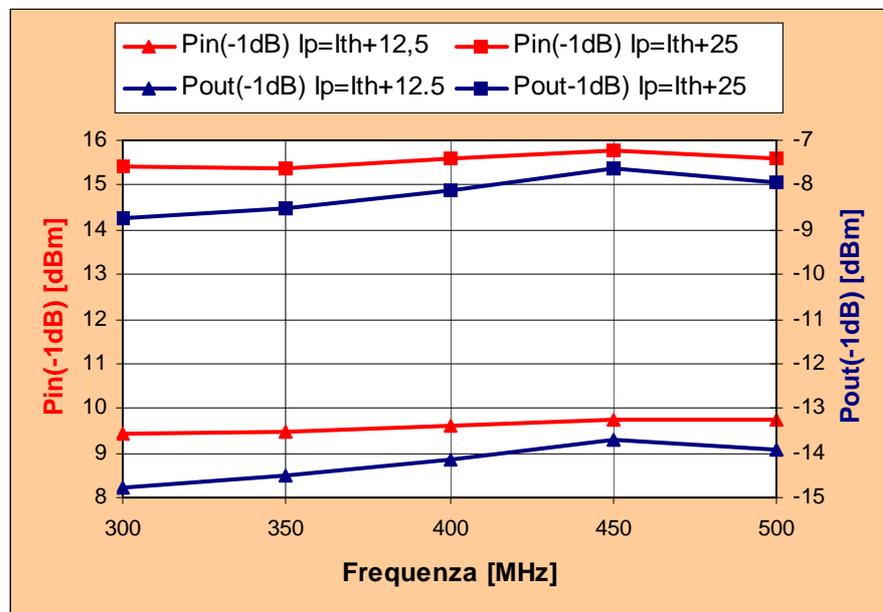


Figura 6.5.3 – P_{1dB} in ingresso e uscita al variare della frequenza nei punti di lavoro scelti

Per entrambi i punti di lavoro considerati quello che si nota è una sostanziale invarianza dei valori di $P_{in,1dB}$ misurati su tutta la banda di frequenze presa in esame. La $P_{out,1dB}$ invece presenta un andamento lievemente crescente sino a frequenze pari a 450MHz per poi calare di circa 0,3dBm in corrispondenza dei 500MHz cosa questa da ascrivere totalmente alla diminuzione verificatasi nel valore misurato del guadagno complessivo del collegamento.

Capitolo VII

Ottimizzazione del trasmettitore ottico e brevi considerazioni di progetto

In questo capitolo conclusivo, a completamento del lavoro di progetto e realizzazione del prototipo di collegamento ottico analogico, oltre a descrivere brevemente il processo di ottimizzazione effettuato sul circuito di trasmissione in modo da migliorarne l'adattamento in ingresso, si cercherà di valutare il risultato ottenuto relativamente ad una sua possibile implementazione nella catena di ricezione, così come previsto dalla soluzione di up-grade della Croce del Nord considerata nel Capitolo 1 e facente riferimento ad una discesa di antenna realizzata mediante link ottici analogici.

7.1 Ottimizzazione del livello di adattamento in ingresso del trasmettitore ottico

Le misure effettuate sul collegamento realizzato hanno confermato, relativamente alle figure di merito prese in esame nella fase di progettazione, una sostanziale aderenza con i valori attesi da un tale tipo di collegamento. Effettuando infatti una simulazione attraverso il modello matematico sviluppato nel Capitolo 4, considerando il caso di adattamento di tipo resistivo sia in ingresso, sia in uscita (CASO 4), ed impostando come parametri fondamentali quelli ottenuti a seguito delle misure, i risultati ottenuti confermano quelli effettivamente riscontrati nella realtà.

A tal proposito in Figura 7.1.1 essi vengono riportati con riferimento al primo dei due punti di polarizzazione scelti come quelli più idonei al funzionamento dei circuiti.

Parametri impostati		Parametri calcolati	
η_{Laser} : Efficienza del Laser [mW/mA]	0,198	P_{TX} : Potenza ottica trasmessa [W]	2,48E-03
$\mathfrak{R}_{\text{PIN}}$: Responsivity del fotodiodo [mA/mW]	0,85	P_{TX} [dBm] : Potenza ottica trasmessa in dBm	3,94
A_{opt} : Attenuazione della tratta ottica	1,2	P_{RX} : Potenza ottica ricevuta [W]	2,06E-03
		i_{D} : fotocorrente rivelata dal fotodiodo [A]	1,75E-03
R_{in} : Resistenza di ingresso [Ω]	50	$g = i_{\text{D}} / i_{\text{Laser}}$	0,14025
R_{out} : Resistenza di uscita [Ω]	50		
		G : Guadagno	0,005
k : Costante di Boltzmann	1,38E-23	G[dB] : Guadagno in dB	-23,083
T_0 : Temperatura di riferimento [°K]	290		
e : Carica dell'elettrone [C]	1,60E-19	$\langle i_{\text{RIN}}^2 \rangle$: Rumore dovuto al RIN [A^2]	9,72E-22
RIN [dB/Hz]: Relative Intensity Noise del Laser	-155	$\langle i_{\text{shot}}^2 \rangle$: Rumore shot [A^2]	5,61E-22
RIN	3,1623E-16		
i_{dark} : Corrente di buio del fotodiodo [A]	2,00E-09	NF [dB] : Cifra di rumore in dB	30,715
$I_{\text{p}} - I_{\text{th}}$ [A]	0,0125		

Figura 7.1.1 – Risultati della simulazione con impostazione dei valori misurati

I valori di guadagno e cifra di rumore simulati, come si può vedere dalla Figura 7.1.1, e pari rispettivamente a $-23,08\text{dB}$ e $30,715\text{dB}$ sono molto vicini a quelli riportati nel capitolo precedente ottenuti a seguito delle operazioni di misura del collegamento che ricordiamo, nel punto di lavoro considerato e ad una frequenza di 408MHz , sono risultati essere di $G \cong -22,6\text{dB}$ e $NF \cong 30,38\text{dB}$.

Tali valori sono inoltre da ritenere soddisfacenti ai fini delle prestazioni complessive del prototipo in quanto, nonostante esso sia il risultato di un processo di apprendimento e progettazione sperimentale in tali tipi di collegamenti, sono comunque in linea con quelli riscontrabili a proposito di un link ottico analogico a modulazione diretta in assenza di dispositivi di amplificazione all'uscita del fotorivelatore (ricevitore passivo).

Ciò su cui si è cercato di intervenire, al fine di pervenire ad un suo miglioramento sostanziale, è invece il livello di adattamento presentato dal collegamento alla porta di ingresso RF.

Le misure dei parametri S hanno infatti evidenziato un valore dell' S_{11} , per quanto riguarda la frequenza di 408MHz , di circa -9dB con un andamento crescente in tutta la banda di $300\text{-}700\text{MHz}$ di interesse da $-11,9\text{dB}$ sino a soli $-4,7\text{dB}$ in corrispondenza della frequenza di 700MHz .

Questo è legato essenzialmente alla scarsità di informazioni disponibili al momento della progettazione dei circuiti, relativamente alla modellizzazione interna della sorgente ottica.

Essendo infatti il prototipo realizzato il primo tentativo nella realizzazione di un tale tipo di collegamento si ignoravano alcuni dei possibili effetti derivanti da una completa conoscenza interna del laser e che, invece, si sono rivelati determinanti soprattutto nell'ottenere un adeguato livello di adattamento del dispositivo.

Tale mancanza conoscitiva è stata comunque in parte colmata sia a seguito delle misure che è stato possibile effettuare una volta realizzati i circuiti di Tx e Rx, sia grazie all'assistenza fornitaci gentilmente dalla Sumitomo (tramite la ditta italiana BFI Optilas) rendendoci disponibile, oltre alla modellizzazione equivalente interna del particolare laser impiegato, anche le curve P-I e V-I relative alle sue condizioni di funzionamento.

In particolare, la conoscenza dei valori di corrente e tensione relativi al funzionamento del laser ci ha permesso di impostare correttamente i punti di lavoro del dispositivo e conseguentemente di determinare, attraverso l'utilizzo parallelo del tool Pspice Model Editor, il valore dei parametri più significativi ai fini dell'adattamento della sorgente ottica alla porta di ingresso. Tali valori, di cui riportiamo i più significativi ai fini della determinazione della curva V-I del laser:

IS: *Reverse saturation current* = $5,47e^{-7}$ mA

RS: *Series resistance* = 4Ω

CJ0: *Zero-voltage junction capacitance* = 1pF

VJ: *Built-in voltage* = 0,5V

M: *Grading coefficient* = 2

FC: *Depletion capacitance* = 0,85

una volta sostituiti nel modello del diodo utilizzato in MWO per simularne il funzionamento, hanno dato luogo a dei valori di S_{11} in linea con quelli misurati, consentendoci pertanto di procedere ad una sua ottimizzazione.

Il processo di ottimizzazione è stato condotto in MWO esaminando il livello di impedenza a valle della porta di ingresso e, come era logico attendersi, i componenti più sensibili ai fini dell'adattamento si sono rivelati essere la resistenza R_7 e le capacità C_4, C_5 presenti sul ramo RF stesso. I componenti in questione sono stati pertanto oggetto di simulazioni al fine di determinarne il valore appropriato affinché l'impedenza presentata alla porta di ingresso, in corrispondenza di una frequenza di 408MHz, presentasse un valore reale pari ai 50Ω auspicabili. I valori ottenuti per i due componenti sono risultati essere $R=47\Omega$ e $C=12pF$.

A questo punto, a seguito di un'ulteriore simulazione inerente i componenti reali da utilizzare nel circuito, essi sono stati montati e in Figura 7.1.2 sono visibili i risultati delle misure di S_{11} effettuate.

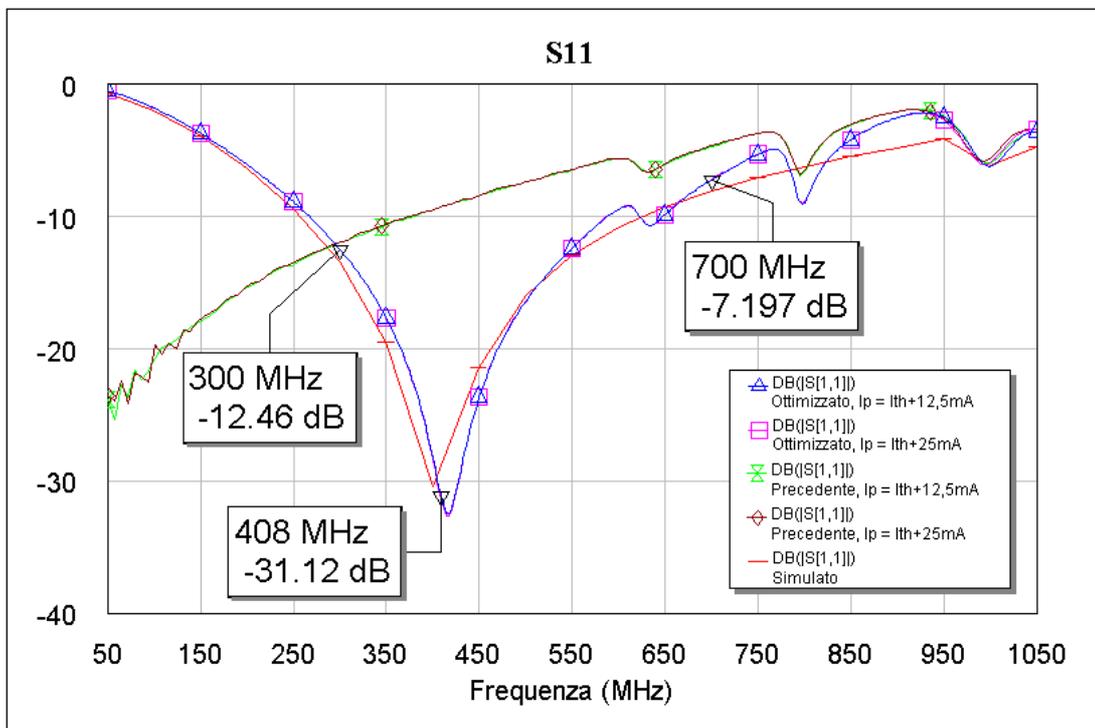


Figura 7.1.2 – Confronto fra valori misurati e simulati della S_{11}

In Figura 7.1.2 è stato evidenziato, per i diversi punti di lavoro considerati, sia il confronto fra i valori misurati prima e dopo il processo di ottimizzazione, sia il confronto fra andamento misurato e andamento simulato relativamente al valore di S_{11} presentato dal collegamento. Si può così constatare come, a fronte di un modello simulativo aderente ai valori offerti dalla misurazioni, il livello di adattamento in ingresso sia nettamente migliorato, risultando in un valore di $S_{11} \cong -31\text{dB}$ in corrispondenza di una frequenza di 408MHz.

A seguito di tale processo di ottimizzazione si è ritenuto opportuno inoltre effettuare una nuova campagna di misure di: parametri S, IP3 e cifra di rumore per valutare eventuali variazioni rispetto al circuito non ottimizzato per l' S_{11} .

I risultati delle misure, effettuate secondo i banchi di misura descritti nel capitolo precedente e riportate nel seguito, fanno riferimento esclusivamente a misurazioni effettuate in corrispondenza dei due punti di lavoro scelti nella banda di frequenze di interesse.

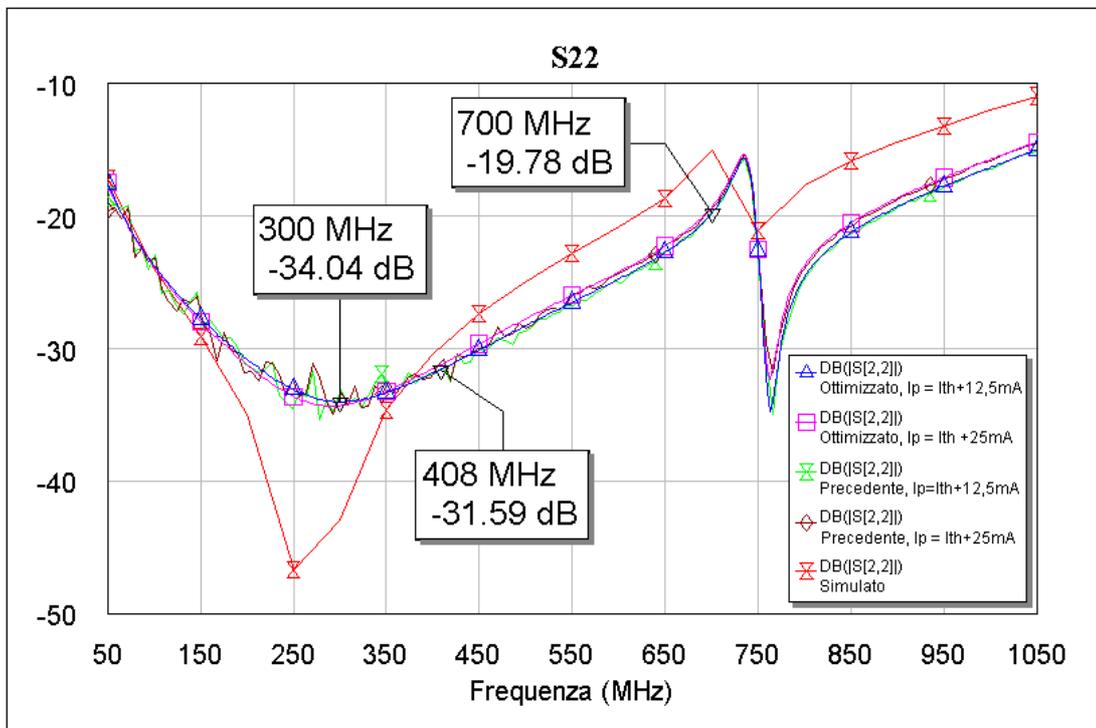


Figura 7.1.3 – Risultati delle misure di S_{22} e confronti

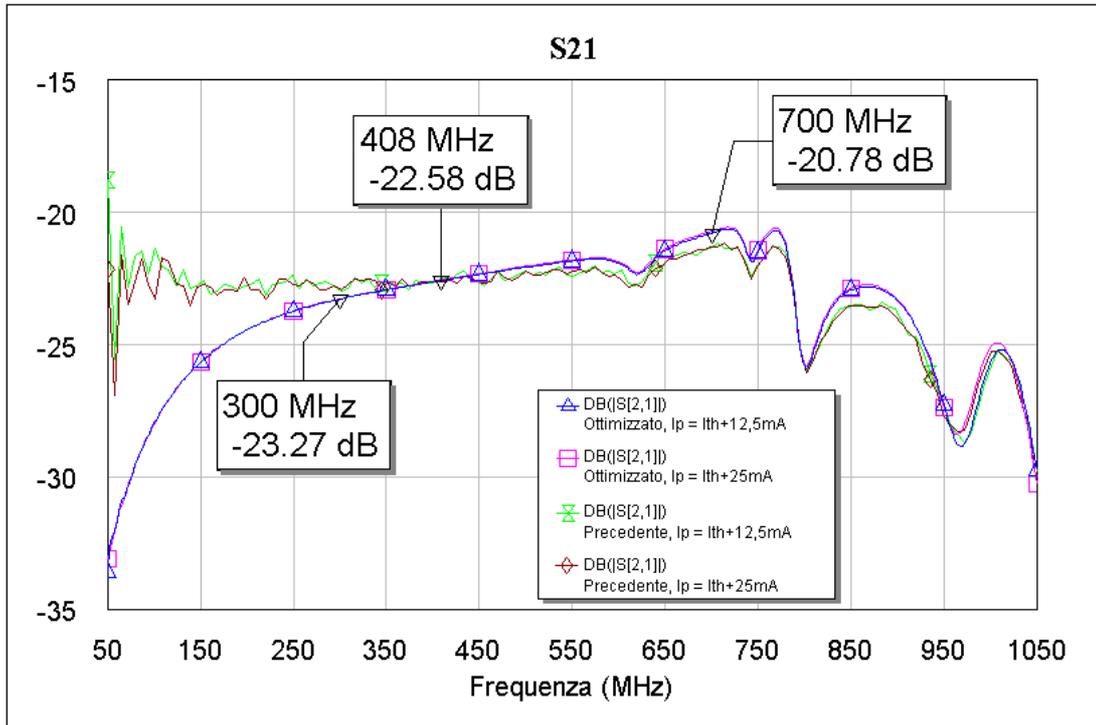


Figura 7.1.4 – Risultati delle misure di S_{21} e confronti

Nelle Figure 7.1.3 e 7.1.4 sono visibili i risultati relativi alla misurazione dei parametri S_{22} e S_{21} del collegamento i quali mostrano che, mentre come era logico aspettarsi l'adattamento in uscita non ha risentito del processo di ottimizzazione, l'andamento del guadagno ha subito una consistente flessione in corrispondenza della frequenze più basse (<350MHz) oltre che presentare, nella banda di interesse, una piatezza leggermente inferiore a quanto ottenuto precedentemente. Ciò mette in evidenza un compromesso esistente fra guadagno e livello di adattamento in ingresso legato presumibilmente alla capacità di accoppiamento presente nel ramo RF, il cui basso valore va ad influire negativamente sui valori di guadagno ottenibili per frequenze inferiori ai 350MHz.

Nelle Figure 7.1.5 e 7.1.6 infine sono riportati i risultati relativi a cifra di rumore e IP3 che, pur presentando lievi variazioni, sono da considerare, nei limiti anche della tolleranza delle operazioni di misura, conformi a quelli ottenuti precedentemente alle modifiche apportate nel trasmettitore.

Punto di Polarizzazione del Laser: $I_p = I_{th} + 12,5\text{mA}$								
Frequenza [MHz]	$N_{out,tot}$ [dB _{mW/Hz}]	G_{tot} [dB]	G_{Amplif} [dB]	$G_{LinkOttico}$ [dB]	NF_{tot} [dB]	NF_{Amplif} [dB]	$NF_{LinkOttico}$ [dB]	$N_{out,LO}$ [dB _{mW/Hz}]
300	-135,0	7,90	31,090	-23,58	31,10	3,110	30,21	-167,37
350	-134,8	8,33	31,205	-23,24	30,87	2,795	30,13	-167,11
400	-134,5	8,74	31,286	-22,94	30,76	2,914	30,01	-166,93
408	-134,3	8,80	31,310	-22,89	30,90	2,690	30,27	-166,62
450	-133,8	9,12	31,382	-22,66	31,08	3,318	30,30	-166,36
500	-133,8	9,44	31,458	-22,39	30,76	3,342	29,96	-166,43
550	-133,7	9,63	31,460	-22,16	30,67	3,740	29,74	-166,42
600	-133,2	9,43	31,439	-22,22	31,37	4,261	30,39	-165,83
650	-132,8	9,83	31,339	-21,76	31,37	4,661	30,34	-165,42
700	-132,0	10,49	31,209	-21,09	31,51	4,491	30,73	-164,36

Punto di Polarizzazione del Laser: $I_p = I_{th} + 25\text{mA}$								
Frequenza [MHz]	$N_{out,tot}$ [dB _{mW/Hz}]	G_{tot} [dB]	G_{Amplif} [dB]	$G_{LinkOttico}$ [dB]	NF_{tot} [dB]	NF_{Amplif} [dB]	$NF_{LinkOttico}$ [dB]	$N_{out,LO}$ [dB _{mW/Hz}]
300	-134,0	8,02	31,090	-23,66	31,98	3,110	31,25	-166,41
350	-133,8	8,44	31,205	-23,24	31,76	2,795	31,17	-166,07
400	-133,7	8,86	31,286	-22,94	31,44	2,914	30,81	-166,13
408	-133,5	8,92	31,310	-22,89	31,58	2,690	31,04	-165,85
450	-133,2	9,24	31,382	-22,66	31,56	3,318	30,87	-165,79
500	-133,2	9,56	31,458	-22,39	31,24	3,342	30,53	-165,86
550	-132,8	9,73	31,460	-22,16	31,47	3,740	30,71	-165,45
600	-132,8	9,54	31,439	-22,22	31,66	4,261	30,75	-165,47
650	-132,7	9,95	31,339	-21,76	31,35	4,661	30,32	-165,44
700	-131,8	10,62	31,209	-21,09	31,58	4,491	30,81	-164,28

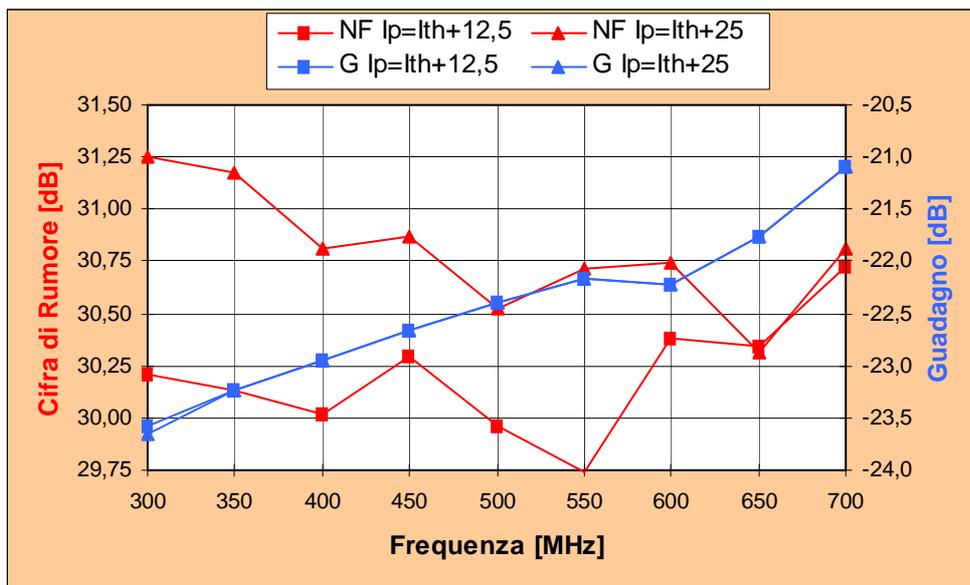


Figura 7.1.5 – Misure di guadagno e cifra di rumore nei due punti di lavoro scelti

Punto di polarizzazione del Laser: $I_p = I_{th} + 12,5\text{mA}$											
Frequenza	f_1	$P(f_1)$	f_2	$P(f_2)$	$2f_1 - f_2$	$P(2f_1 - f_2)$	$2f_2 - f_1$	$P(2f_2 - f_1)$	$IP3_{Out}$	$G_{LinkOttico}$	$IP3_{In}$
[MHz]	[MHz]	[dB _{mW}]	[MHz]	[dB _{mW}]	[MHz]	[dB _{mW}]	[MHz]	[dB _{mW}]	[dB _{mW}]	[dB]	[dB _{mW}]
408	407,5	-27,17	408,5	-27,17	406,5	-89,50	409,5	-93,17	4,00	-22,85	26,85

Punto di polarizzazione del Laser: $I_p = I_{th} + 25\text{mA}$											
Frequenza	f_1	$P(f_1)$	f_2	$P(f_2)$	$2f_1 - f_2$	$P(2f_1 - f_2)$	$2f_2 - f_1$	$P(2f_2 - f_1)$	$IP3_{Out}$	$G_{LinkOttico}$	$IP3_{In}$
[MHz]	[MHz]	[dB _{mW}]	[MHz]	[dB _{mW}]	[MHz]	[dB _{mW}]	[MHz]	[dB _{mW}]	[dB _{mW}]	[dB]	[dB _{mW}]
408	407,5	-23,17	408,5	-23,17	406,5	-89,67	409,5	-95,50	10,08	-22,70	32,78

Figura 7.1.6 – Risultati delle misure di $IP3_{Out}$ e $IP3_{In}$

7.2 Brevi considerazioni di progetto

In questa sezione si desidera fornire tutte quelle indicazioni ricavate nel corso del processo di progettazione e realizzazione dei circuiti che possono essere utili sia ai fini di una sua più completa analisi sia in previsione di una sua ulteriore ottimizzazione.

Riguardo alla caratterizzazione effettuata, ad esempio, nulla è stato fatto, per mancanza di tempo, per valutare il comportamento dei circuiti in relazione ad una variazione delle condizioni ambientali di funzionamento.

Ciò sarebbe molto importante in quanto il trasmettitore, dovendo operare direttamente sulle linee focali delle diverse antenne, è stato progettato proprio per prevedere una stabilizzazione della potenza ottica emessa dal laser in funzione dei cambiamenti di temperatura.

Una tale verifica, essendo l'unico metodo per valutare la bontà della rete di retroazione implementata nel circuito trasmettitore, è stata condotta unicamente attraverso una semplice prova sperimentale consistente nel raffreddare il trasmettitore mediante aria compressa. A seguito dell'applicazione sul circuito di un dispositivo per la misurazione della temperatura, si è potuto constatare come, una volta fissato il punto di lavoro della sorgente ottica, la potenza emessa (monitorata costantemente attraverso il power meter collegato

all'uscita ottica del trasmettitore) rimanesse costante mentre la corrente di polarizzazione del laser subiva una continua variazione ad opera della retroazione per mantenere, come desiderato, la condizione di emissione impostata in partenza.

Questa conferma, seppur non corredata da un'adeguata campagna di misure, pone però l'accento sulla necessità di rivedere in maniera accurata le diverse misure effettuate, cercando di trovare un metodo per la loro effettuazione basando l'impostazione dei diversi punti di lavoro, anziché sul livello di corrente di iniezione del laser, sul livello di potenza ottica emessa.

Si arriverebbe così ad una metodologia di misura formalmente più corretta per analizzare questo tipo di circuiti anche se, è bene ricordarlo, il procedimento di imposizione del punto di lavoro è stato in ogni caso effettuato assicurandosi sempre che i livelli di corrente e potenza ottica fossero compatibili con quelli misurati inizialmente durante la fase di caratterizzazione elettro-ottica di laser e fotodiode (come è stato già spiegato nel Capitolo 6).

Per concludere si desidera osservare come per questioni di tempo sia stato impossibile mettere in pratica tutto lo studio teorico descritto nel Capitolo 4, a proposito dei diversi tipo di adattamento in ingresso ed uscita del collegamento e che, se convalidati anche sperimentalmente, risulterebbero determinanti per l'ottenimento di valori migliori, relativamente al guadagno ed alla cifra di rumore, complessivi. Ciò resta in ogni caso un buon punto di partenza per verificare se effettivamente l'utilizzo di un adattamento mediante trasformatore RF sia da ritenere una soluzione percorribile per giungere ad un'ottimizzazione dei circuiti o se invece le difficoltà relative ad una sua implementazione pratica siano da ritenere insormontabili.

A questo proposito, una volta in possesso di un modello accurato del laser, si è cercato di valutare come i parametri parassiti

vadano ad influenzare i livelli di guadagno e cifra di rumore del collegamento.

Per fare questo si è rivista in parte la teoria sviluppata in precedenza e che prevedeva, tra le ipotesi utilizzate per ridurre la complessità, quella di considerare il laser semplicemente in funzione della sua resistenza equivalente R_M (impedenza reale).

Considerando infatti per il laser un'impedenza equivalente complessa $Z_M=R_M+jX_M$, come realmente avviene, in sostituzione di quella reale di valore R_M supposta nei calcoli precedentemente effettuati, si arriva ad un'espressione del guadagno disponibile nei due casi di adattamento in ingresso, di tipo resistivo o mediante trasformatore, supponendo un adattamento di uscita di tipo resistivo parallelo, date da:

$$G_a(\text{caso resistivo}) = \frac{g_{opt}^2 \cdot R_S \cdot R_C}{(R_S + R_{adatt} + R_M)^2 + X_M^2}$$

$$G_a(\text{caso con trasformatore}) = \frac{g_{opt}^2 \cdot R_S \cdot R_C}{n^2} \cdot \frac{1}{\left(R_S + \frac{R_M}{n^2}\right)^2 + \left(\frac{X_M}{n^2}\right)^2}$$

in cui:

R_S : resistenza della sorgente

R_C : resistenza del carico

$g_{opt} = \frac{\text{Corrente rivelata dal fotodiodo}}{\text{Corrente di iniezione del laser}}$: guadagno elettro-ottico

R_{adatt} : resistenza di adattamento in serie alla sorgente ottica

n : rapporto spire del trasformatore

Tali relazioni, che si riconducono a quelle illustrate nel Capitolo 4 semplicemente ponendo in esse $X_M=0$, sono state quindi

implementate nel modello simulativo già sviluppato al fine di valutare l'influenza sul valore di guadagno ottenibile (che si ricorda influisce anche sul valore della cifra di rumore complessivo) nel considerare anche la parte complessa dell'impedenza equivalente presentata dal laser.

I valori dei parametri considerati nella simulazione sono quelli relativi al collegamento realizzato:

$$\eta_{\text{Laser}} = 0,198 \text{ mW/mA}$$

$$\mathfrak{R}_{\text{PIN}} = 0,85 \text{ mA/mW}$$

$$A_{\text{opt}} = 1 \text{ dB}$$

$$R_C = R_S = 50 \Omega$$

$$Z_M = R_M + jX_M \approx 4,6 + j30,8 \Omega \text{ (ottenuto con MWO mediante un de-embedding delle misure e confermato dalle simulazioni)}$$

con la variazione di considerare, nel caso di adattamento seriale, una resistenza di adattamento ideale pari a $R_{\text{adatt}} = R_S - R_M$ e, nel caso di adattamento mediante trasformatore, una resistenza del laser $R_M' = 12,5 \Omega$ (ottenuta a seguito dell'inserimento in serie al laser di una resistenza di valore $R_{\text{serie}} = 12,5 - R_M \Omega$) così da poter utilizzare un trasformatore con un rapporto di impedenza limitato e pari a 1:4.

I risultati della simulazione sono riportati in Figura 7.2.1.

Adattamento in ingresso di tipo resistivo				Adattamento in ingresso mediante trasformatore			
Senza parassiti		Con parassiti		Senza parassiti		Con parassiti	
R_S	50	R_S	50	R_S	50	R_S	50
R_C	50	R_C	50	R_C	50	R_C	50
R_{adatt}	45,4	R_{adatt}	45,4	R_M'	12,5	R_M'	12,5
R_M	4,6	R_M	4,6	X_M	0	X_M	30,83
X_M	0	X_M	30,83	n_{trasf}	0,5	n_{trasf}	0,5
g_{opt}	0,14025	g_{opt}	0,14025	g_{opt}	0,14025	g_{opt}	0,14025
G_a :Guadagno	0,0049	G_a :Guadagno	0,0045	G_a :Guadagno	0,0197	G_a :Guadagno	0,0078
G_a[dB]	-23,083	G_a[dB]	-23,477	G_a[dB]	-17,062	G_a[dB]	-21,077

Figura 7.2.1 – Simulazione dell'effetto sul guadagno nel considerare un'impedenza equivalente del laser complessa

I risultati mostrano chiaramente come l'aver considerato un'impedenza equivalente del laser di tipo complesso (dovuta agli elementi reattivi parassiti caratterizzanti nella realtà ogni dispositivo opto-elettronico), pur non influenzando sul valore di guadagno ottenibile nel caso di adattamento in ingresso di tipo resistivo (che presenta una variazione di pochi decimi di dB), influenza in maniera decisiva il valore di guadagno relativo al caso di adattamento mediante trasformatore che, come si può notare, subisce un peggioramento dell'ordine dei 4dB.

Ciò pone l'accento sulla necessità di prestare un'estrema cautela nella progettazione di un adattamento mediante trasformatore cercando innanzitutto di eliminare, ad esempio mediante un'opportuna rete reattiva, il contributo complesso dell'impedenza equivalente presentata dal laser che, come si è visto, andrebbe altrimenti ad inficiare le prestazioni (sia in termini di guadagno disponibile che anche di cifra di rumore) di un tale tipo di soluzione.

7.3 Progetto di inserimento del collegamento ottico realizzato nella catena di ricezione della Croce del Nord

A conclusione del lavoro presentato vengono riportate le possibili soluzioni individuate ai fini dell'inserimento del prototipo realizzato all'interno della configurazione mediante link analogici presentata nel Capitolo 1 e costituente parte del processo di up-grade dello strumento.

Le prestazioni ottenute verranno valutate relativamente ad una configurazione sviluppata precedentemente nell'ambito del progetto BEST-1.

Tale configurazione, basata sull'impiego di una tratta a RF in cavo coassiale di circa 70m, dalle linee focali sino alle diverse cabine poste alla base dell'antenna, è stata progettata in modo da presentare

valori di guadagno, cifra di rumore e $IP3_{in}$ conformi alle prestazioni desiderabili. Queste prestazioni pertanto non devono risultare compromesse dall'eventuale inserimento del prototipo di link in fibra ottica.

A questo proposito in Figura 7.3.1 è possibile osservare le prestazioni della soluzione di riferimento, ottenute attraverso il programma di calcolo SCW che, a partire dai parametri caratterizzanti i singoli dispositivi, è in grado di determinare i valori complessivi delle principali figure di merito (guadagno, cifra di rumore e $IP3_{out}$) della catena in esame. Nel caso di interesse la catena considerata comprende tutto il tratto di discesa di antenna dalle linee focali su cui sono installati i front-end sino ad arrivare all'ingresso dei convertitori analogico-digitali (che costituiscono l'inizio dello stadio di elaborazione in formato numerico).

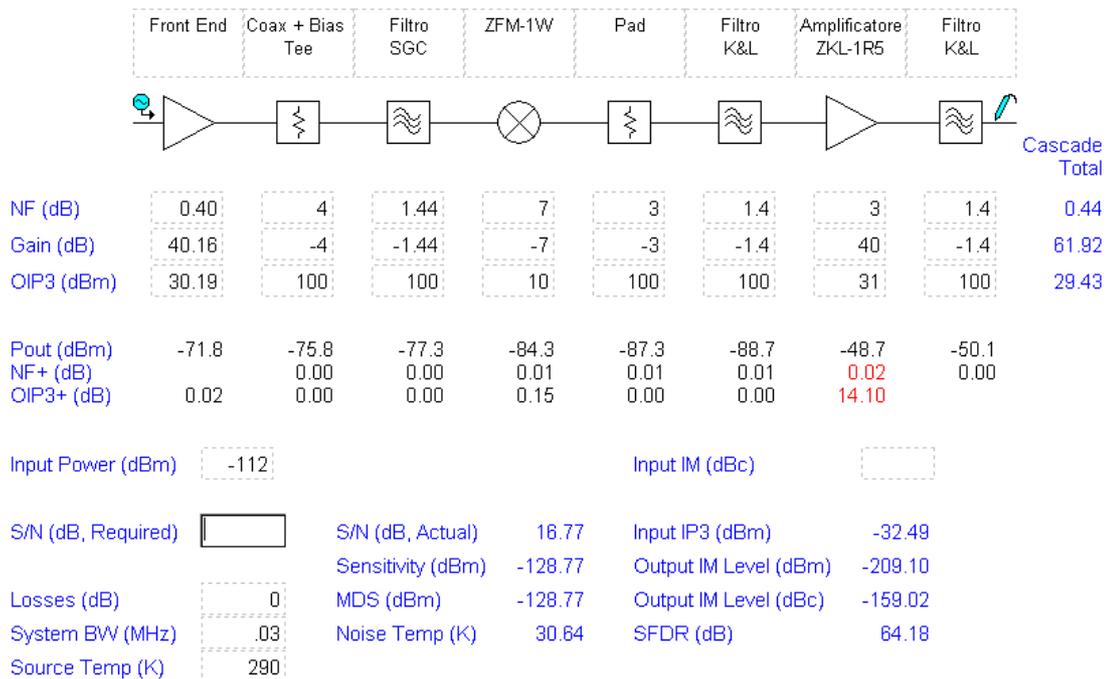


Figura 7.3.1 – Prestazioni della configurazione attualmente prevista nell'ambito del progetto BEST-1

Le soluzioni proposte, ottenute a partire dalla caratterizzazione effettuata sul link ottico in esame e le cui figure di merito principali sono risultate pari a:

$$G \cong -23\text{dB}$$

$$NF \cong 32\text{dB}$$

$$IP3_{\text{out}} \cong 10\text{dBm}$$

sono state sviluppate apportando tutte le modifiche necessarie al soddisfacimento delle specifiche richieste utilizzando solo blocchi basati su dispositivi reperibili in commercio.

La prima di esse, rappresentata nelle Figure 7.3.2 e 7.3.3, è relativa al progetto di sviluppo BEST-1.

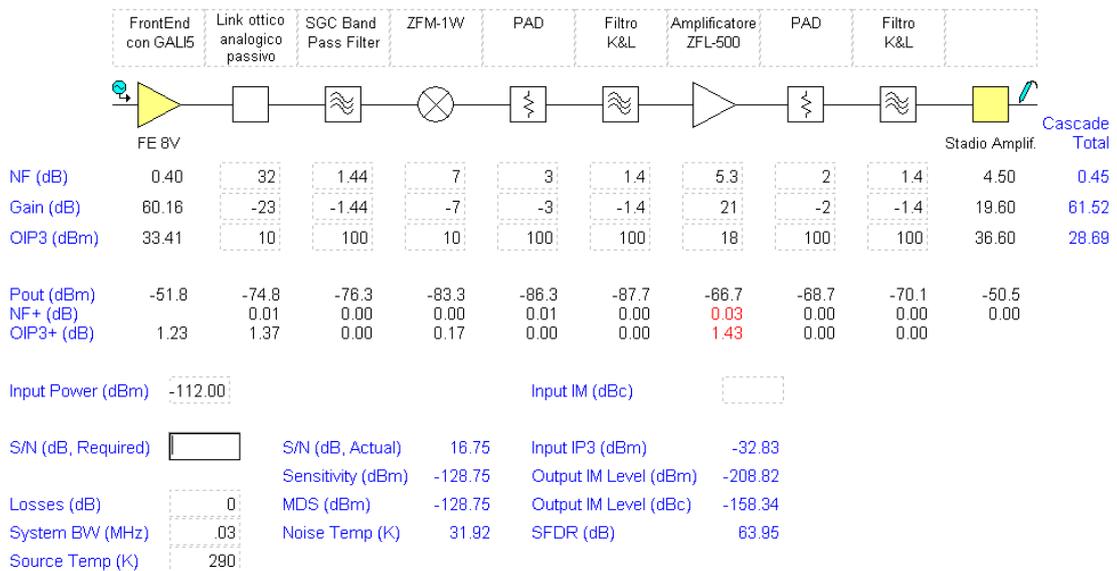


Figura 7.3.2 – Soluzione proposta per l’utilizzo del prototipo realizzato nell’ambito del progetto di sviluppo BEST-1

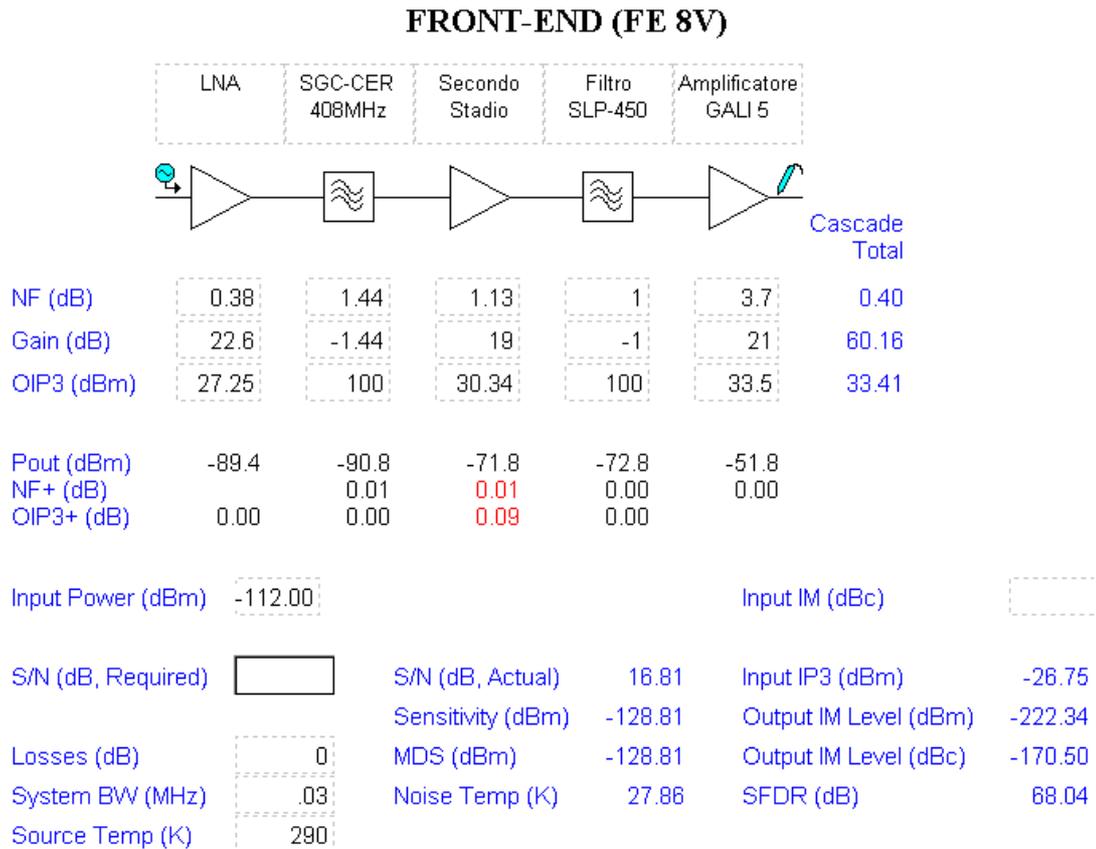


Figura 7.3.3 – Schema del Front-End utilizzato

Come si può vedere le prestazioni risultanti sono in linea con le specifiche di riferimento: si ottiene infatti, a fronte di un guadagno complessivo rimasto sostanzialmente costante, un peggioramento di soli 0,01dB della cifra di rumore e di circa 0,3dBm nel valore di $IP3_{in}$.

Per raggiungere tali risultati si è stati costretti a modificare il front-end attraverso l'inserimento di un terzo stadio di amplificazione (basato sull'amplificatore commerciale GALI-5) avente il compito di rendere influente l'elevata cifra di rumore caratteristica del link ottico analogico. Per equalizzare i guadagni delle due catene mantenendo invariate le prestazioni in termini di dinamica d'ampiezza è stato necessario considerare come ultimo stadio della catena (Stadio Amplif. in Figura 7.3.2) uno stadio di amplificazione (costituito da un amplificatore ZFL-1000VH e un filtro K&L) che presentasse, oltre ad un adeguato valore di guadagno, un'elevata $IP3_{out}$ pari a 36,6dBm.

In aggiunta a questa configurazione si è cercato di definire anche una soluzione progettuale utilizzabile nella fase di up-grade successiva, denominata BEST-2. L'implementazione verrà effettuata a seguito di un processo di integrazione delle catene di discesa di antenna che comporta la ridefinizione dei dispositivi utilizzati effettuandone la scelta nell'ambito dei componenti integrati (SMD).

Nelle Figure 7.3.4, 7.3.5 e 7.3.6 viene riportata la schematizzazione consigliata, anche in questo caso comprensiva dei relativi risultati.

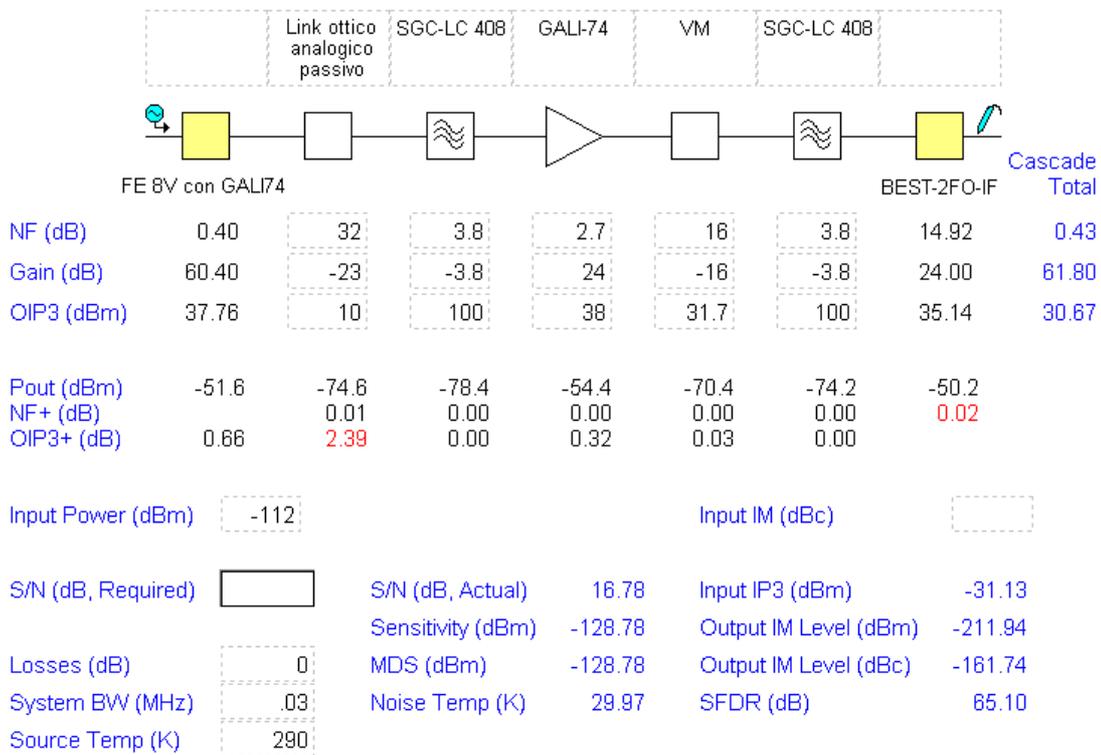


Figura 7.3.4 – Soluzione proposta per l'utilizzo del prototipo realizzato nell'ambito del progetto di sviluppo BEST-2

Front-End 8V con GALI 74

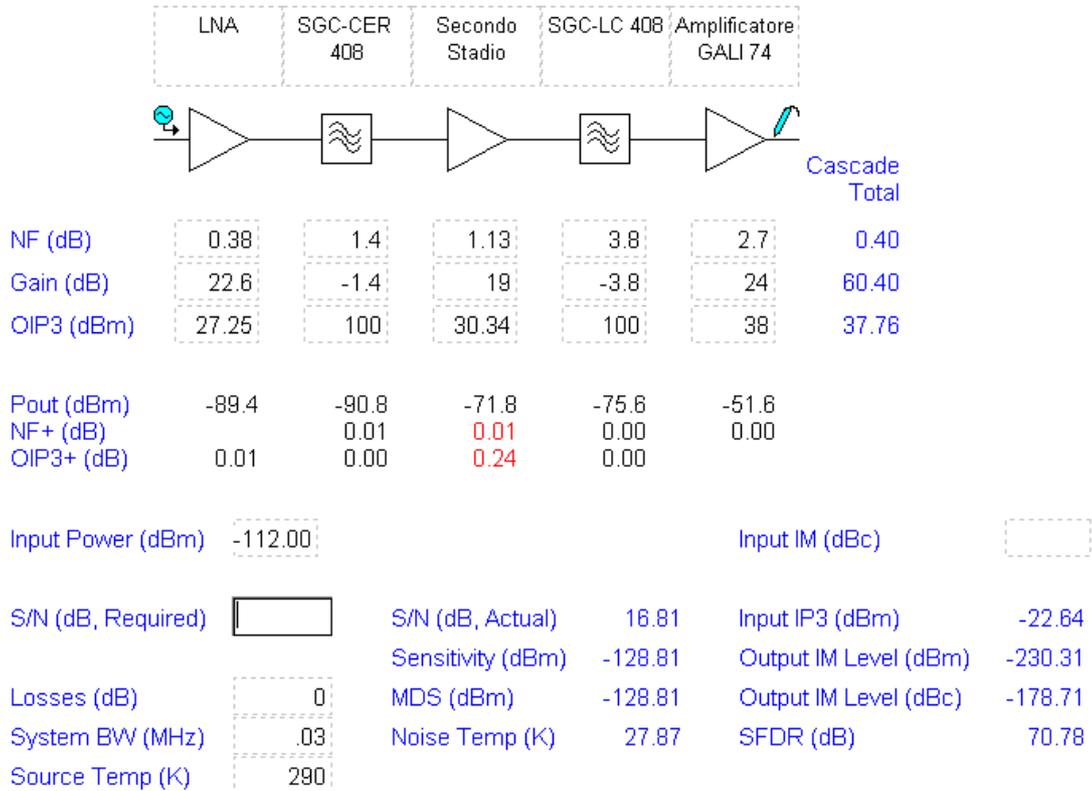


Figura 7.3.5 – Schema del Front-End utilizzato

Stadio IF (BEST-2FO-IF)

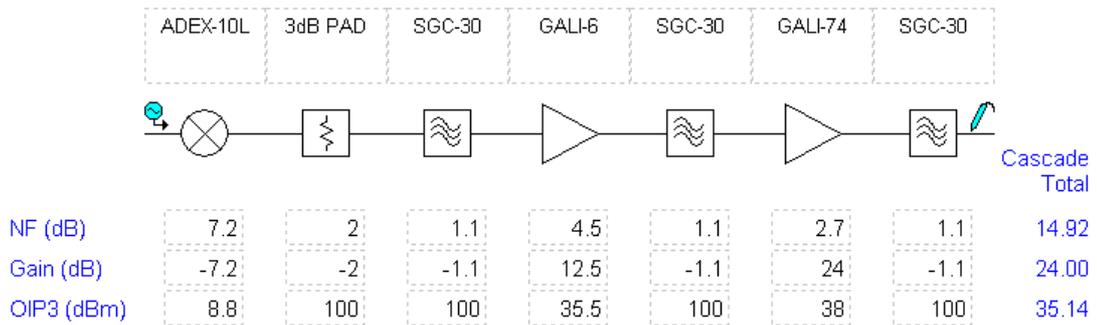


Figura 7.3.6 – Stadio IF

Le considerazioni fatte precedentemente sulle procedure utilizzate per conservare i parametri della catena sono identicamente valide anche in questo nuovo caso.

Conclusioni

Il lavoro di tesi sviluppato presso la stazione radioastronomica di Medicina, culminato nella realizzazione di un prototipo di link analogico in fibra ottica, ha consentito l'acquisizione di una mole rilevante di dati, sia in termini di risultati sperimentali ottenuti, sia in termini di ricerca conoscitiva, relativamente ai diversi aspetti concernenti un tale tipo di collegamento e la possibilità di una sua eventuale implementazione lungo la catena di ricezione della "Croce del Nord".

Tutto ciò si pone all'interno di un più vasto processo di upgrade del radiotelescopio iniziato già da alcuni anni e facente riferimento ad un progetto di sviluppo a livello internazionale che va sotto il nome di 'progetto SKA'. Come detto all'inizio della trattazione, esso riguarda lo studio a 360° delle soluzioni tecnologiche ad oggi più idonee per la realizzazione di uno strumento di osservazione radioastronomico con un'area colletttrice di un milione di Km².

In particolare con questa tesi si è concentrata l'attenzione su un'idea di progetto che prevedesse il miglioramento della catena di ricezione dell'array di antenne costituente la Croce del Nord attraverso l'utilizzo, come mezzo di trasporto principale del segnale RF della fibra ottica.

A questo proposito, a partire dall'intenso lavoro di progettazione sviluppato dal personale della stazione, si è cercato di definire nei suoi diversi aspetti le potenzialità offerte dall'utilizzo di un collegamento ottico sia riguardo ai parametri che più lo caratterizzano sia riguardo ai dispositivi optoelettronici e al tipo di modulazione del segnale più idonei ad essere utilizzati per soddisfare le stringenti specifiche relative al caso di interesse.

Si è condotto pertanto un intenso processo di ricerca relativamente alle principali tipologie di sorgenti ottiche e fotorivelatori più adatte ad un loro utilizzo per riuscire a pervenire alla progettazione e realizzazione in loco dell'intero collegamento ottico. La ricerca ha messo in evidenza come, oltre ai tipi di laser comunemente impiegati in questi tipi di collegamenti, quali ad esempio i laser DFB o FP, si stia sviluppando molto velocemente una categoria di laser quali i VCSEL (ora operanti anche a lunghezze d'onda in 2° finestra) che, a fronte di prestazioni sempre più elevate, presentano un costo relativamente basso.

Determinante resta, in ogni caso, il contributo conoscitivo e in termini di esperienza legato all'intero processo di progettazione e realizzazione dei circuiti costituenti il trasmettitore ed il ricevitore ottico che questo lavoro ha consentito di ottenere.

Partendo infatti dalle poche informazioni reperibili in letteratura riguardo agli aspetti pratici concernenti la realizzazione di un tale prototipo si è arrivati a conseguire obiettivi importanti quali:

- la creazione di un modello matematico di simulazione delle principali figure di merito (guadagno e cifra di rumore) caratterizzanti un collegamento ottico analogico in funzione delle diverse tipologie di adattamento
- la definizione di un modello, utilizzabile in PSpice e MWO, di laser e fotodiodo
- la progettazione e realizzazione di un apparato di trasmissione ottico comprensivo di un sistema di stabilizzazione della potenza ottica emessa

che possono servire da base per ottimizzare ulteriormente i risultati conseguiti.

A conferma della validità dei modelli simulativi utilizzati, le misure effettuate sul prototipo hanno confermato le prestazioni auspiccate in fase di progetto portando all'ottenimento di un link avente:

Link ottimizzato a: 408MHz @ 16MHz BW		Prestazioni Link in: 300-600MHz BW	
G	-22.9dB	G_{min}	-23.7dB
G Flatness	<0.1dB	G_{max}	-22.1dB
Input Return Loss (S11)	>28.6dB	Input Return Loss (S11)	>9.5dB
Output Return Loss (S22)	>30.9dB	Output Return Loss (S22)	>24.2dB
Input IP3	+32.8dBm	Input IP3	>+30dBm
NF	31dB	NF	<31.25dB

che risultano perfettamente in linea anche con i valori riscontrabili in molti dei collegamenti commerciali ad oggi disponibili.

Molto importante è anche sottolineare come, a seguito di un accurata valutazione economica delle diverse soluzioni progettuali volta a stabilire il costo massimo ammissibile per un unico link ottico analogico, il prototipo sia stato realizzato mantenendosi entro il limite ricavato di circa 1200€, presentando infatti un costo complessivo, nel caso di realizzazione di 400 pezzi, stimato in circa:

COSTI STIMATI

COSTO per un SINGOLO LINK OTTICO: (produzione di 400 pezzi)

Componenti opto-elettronici (Laser e Fotodiodo):	400€
Componenti Elettronici:	15€
Connettorizzazione, Produzione, Assemblaggio e Packaging:	150€
COSTO TOTALE:	565€

Come sviluppi futuri, a partire dalle informazioni contenute in questa tesi e dal prototipo realizzato, sarebbe interessante testare sul campo tutte quelle indicazioni ricavate nei Capitoli 4 e 6 a proposito di un adattamento dei circuiti mediante trasformatori RF. Se confermata anche sperimentalmente, infatti, una tale soluzione si rivelerebbe, come visto molto importante ai fini di un miglioramento delle prestazioni del link.

Per concludere si raccomanda, allo scopo di ottenerne una completa caratterizzazione, di effettuare una misura del prototipo in condizioni di variazione della temperatura di esercizio, così da valutarne il comportamento in termini delle figure di merito più rilevanti e di verificare in maniera formalmente corretta il buon funzionamento del sistema di stabilizzazione della potenza ottica emessa in esso implementato.

Appendice A

I Parametri S

Si consideri una rete a due porte come in Figura A.1 in cui si distinguono un'onda incidente a_1 e un'onda riflessa b_1 alla porta 1 e un'onda incidente a_2 e un'onda riflessa b_2 alla porta 2. Le variabili a_i e b_i sono tensioni complesse normalizzate incidenti e riflesse sulla porta i -esima. Sono definite in termini di tensione ai terminali V_i , di corrente ai terminali I_i e di un'arbitraria impedenza Z_i (normalmente 50Ω).



Figura A.1 – Onde incidenti e riflesse per una rete a 2 porte

In relazione alla Figura A.1 si può scrivere:

$$a_i = \frac{V_i + Z_i \cdot I_i}{2 \cdot \sqrt{\operatorname{Re}\{Z_i\}}} \quad b_i = \frac{V_i - Z_i^* \cdot I_i}{2 \cdot \sqrt{\operatorname{Re}\{Z_i\}}}$$

Posto che $Z_i = Z_S = Z_C = Z_0$ siano reali e positive

con:

Z_S : impedenza della sorgente

Z_C : impedenza di carico

Z_0 : impedenza caratteristica

si ottengono le tensioni incidenti normalizzate:

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_0 \cdot I_1}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda incidente alla porta 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i1}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_0 \cdot I_2}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda incidente alla porta 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i2}}{\sqrt{Z_0}}$$

e le tensioni riflesse normalizzate:

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_0 \cdot I_1}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda riflessa dalla porta 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r1}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_2 = \frac{V_2 - Z_0 \cdot I_2}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda riflessa dalla porta 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$

Le equazioni lineari che descrivono la rete a due porte sono allora:

$$b_1 = s_{11} \cdot a_1 + s_{12} \cdot a_2$$

$$b_2 = s_{21} \cdot a_1 + s_{22} \cdot a_2$$

Il termine $s_{11} \cdot a_1$ rappresenta il contributo all'onda riflessa b_1 dovuta all'onda incidente a_1 alla porta 1. Similmente, $s_{12} \cdot a_2$ rappresenta il contributo all'onda riflessa b_1 data dall'onda incidente a_2 alla porta 2, e così via per gli altri contributi. I parametri $s_{11}, s_{12}, s_{21}, s_{22}$, che sono dei coefficienti di riflessione e trasmissione, vengono chiamati *parametri di scattering* di una rete a due porte e la matrice:

$$[S] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix}$$

è chiamata *matrice di scattering*.

I parametri S possono essere definiti nel seguente modo:

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coefficiente di riflessione all'ingresso con uscita adattata a } Z_0$$

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coefficiente di riflessione all'uscita con ingresso adattato a } Z_0$$

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coefficiente di trasmissione diretto con uscita adattata a } Z_0$$

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coefficiente di trasmissione inverso con ingresso adattato a } Z_0$$

Si osservi come dai parametri S_{11} e S_{22} si possano ricavare i valori di impedenza alla porta di ingresso e di uscita essendo:

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1/I_1 - Z_0}{V_1/I_1 + Z_0} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad s_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{V_2/I_2 - Z_0}{V_2/I_2 + Z_0} = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0}$$

da cui:

$$Z_1 = Z_0 \cdot \frac{1 + s_{11}}{1 - s_{11}} \quad Z_2 = Z_0 \cdot \frac{1 + s_{22}}{1 - s_{22}}$$

dove Z_1 è l'impedenza di ingresso della porta 1.

Un'ulteriore proprietà dei parametri S segue dalle seguenti relazioni associate alle variabili a_1, a_2, b_1, b_2 :

$$|a_1|^2 = \text{Potenza disponibile da una sorgente di impedenza } Z_0$$

$$|a_2|^2 = \text{Potenza riflessa dal carico}$$

$$|b_1|^2 = \text{Potenza riflessa dalla porta di ingresso}$$

$$|b_2|^2 = \text{Potenza riflessa dalla porta di uscita}$$

Infatti si osserva che i quattro parametri S sono legati ai guadagni di potenza e alle perdite di disadattamento della rete a due porte. Per cui si possono ricavare i seguenti parametri molto più utili delle solite funzioni di tensione alle porte della rete:

$$|s_{11}|^2 = \frac{\text{Potenza riflessa dalla porta di ingresso}}{\text{Potenza incidente alla porta di ingresso}}$$

$$|s_{22}|^2 = \frac{\text{Potenza riflessa dalla porta di uscita}}{\text{Potenza incidente alla porta di uscita}}$$

$$|s_{21}|^2 = \text{Guadagno di Potenza con } Z_s = Z_c = Z_0$$

$$|s_{12}|^2 = \text{Guadagno di Potenza inverso con } Z_s = Z_c = Z_0$$

Passando a quantità logaritmiche si definiscono i seguenti parametri:

$$\text{Perdite di riflessione [dB]} = -20 \cdot \log(|s_{11}|)$$

$$\text{Guadagno [dB]} = 20 \cdot \log(|s_{21}|)$$

Nel caso in cui il modulo della potenza riflessa dalla porta di uscita $|b_2|$ sia minore del modulo della potenza disponibile alla porta di ingresso $|a_1|$, si parla allora di:

$$\text{Perdite di trasmissione [dB]} = -20 \cdot \log(|s_{21}|)$$

La quantità di fase introdotta dal coefficiente di trasmissione s_{21} determina il contributo di fase introdotto dalla rete a due porte.

APPENDICE B

I Trasformatori RF a Larga Banda

Essenzialmente, un trasformatore RF è costituito da 2 avvolgimenti accoppiati attraverso un mutuo campo magnetico. Quando una tensione ac viene applicata ai capi di un avvolgimento, ad esempio il primario, si origina una variazione di flusso la cui ampiezza è dipendente dalla tensione applicata e dal numero di spire costituenti l'avvolgimento. L'accoppiamento mutuo del flusso con l'avvolgimento secondario poi origina anche su quest'ultimo una tensione la cui ampiezza risulta ancora legata al numero di spire costituenti l'avvolgimento.

I trasformatori RF sono largamente usati nei circuiti elettronici principalmente per:

- Realizzare un adattamento di impedenza al fine di consentire il massimo trasferimento di potenza fra ingresso e uscita
- Ottenere un innalzamento o un abbassamento prestabilito del livello di tensione o corrente
- Consentire un isolamento DC tra circuiti permettendo così un efficiente trasmissione di un segnale AC
- Realizzare un'interfaccia tra circuiti bilanciati e circuiti sbilanciati

Per consentire il massimo trasferimento di potenza è necessario realizzare un adattamento di impedenze tra quella di ingresso e quella presentata dal dispositivo. Un modo ideale per realizzare un tale tipo di adattamento, spesso utilizzato nei circuiti elettronici è quello di ricorrere ad un trasformatore.

Tale dispositivo, come noto, ha la caratteristica di presentare un'impedenza di uscita di valore proporzionale a quella di ingresso dipendentemente dal rapporto spire esistente tra i due avvolgimenti che lo costituiscono.

In particolare se indichiamo con n il rapporto spire tra i due avvolgimenti costituenti le bobine del trasformatore noi avremo che:

$$V_2 = n \cdot V_1 \text{ o equivalentemente } I_2 = \frac{I_1}{n} \quad (\text{A.1})$$

In base a queste relazioni e sapendo che la potenza in uscita deve mantenersi uguale a quella presente in ingresso possiamo ricavare il rapporto di impedenze fra uscita e ingresso in funzione di n come:

$$P_1 = Z_1 \cdot I_1^2$$

$$P_2 = Z_2 \cdot I_2^2$$

Uguagliando ora le due potenze $P_1=P_2$ e sapendo che $n = \frac{I_1}{I_2}$ otteniamo:

$$Z_1 \cdot I_1^2 = Z_2 \cdot I_2^2 \quad \text{da cui} \quad \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{I_1^2}{I_2^2} = n^2 \quad \text{ovvero} \quad n = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \quad (\text{A.2})$$

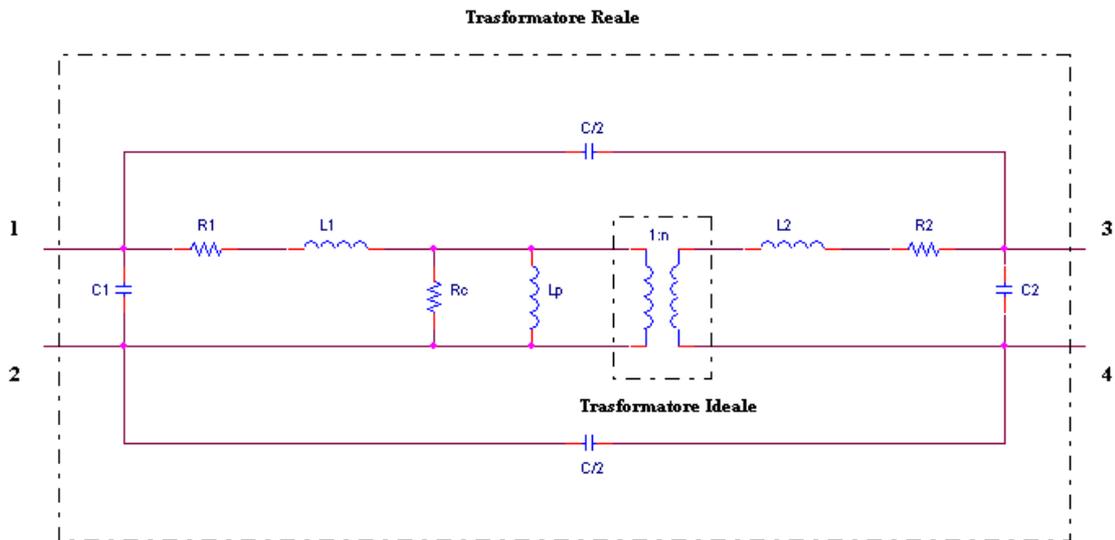


Figura A.1 – Circuito equivalente di un tipico trasformatore RF

Nella realtà in ogni caso un trasformatore non sarà mai caratterizzato da un trasferimento ideale di tutta la potenza in ingresso al suo avvolgimento di uscita, ma presenterà una perdita di inserzione (*insertion loss*) di entità non trascurabile, dipendentemente dalla qualità costruttiva che lo contraddistingue. Tale perdita è dovuta alle caratteristiche non-ideali degli avvolgimenti che costituiscono il trasformatore e alle inevitabili perdite elettro-magnetiche del nucleo rappresentabili come elementi parassiti all'interno del circuito equivalente del trasformatore [Ref.23].

Una rappresentazione di tale circuito è riportata in Figura A.1, nella quale sono stati riportati gli elementi equivalenti dei principali effetti parassiti:

L_1 , L_2 : perdite del primario e secondario, causate dall'incompleto accoppiamento tra i 2 avvolgimenti. Siccome la loro reattanza è proporzionale alla frequenza, queste induttanze contribuiscono ad incrementare l'insertion loss e a ridurre la return loss alle alte frequenze

R_1, R_2 : resistenze rappresentative delle perdite nei conduttori di rame costituenti i 2 avvolgimenti. A causa dell'effetto pelle il valore di tali resistenze aumenta all'aumentare della frequenza contribuendo a incrementare l'insertion loss

C_1, C_2 : capacità parassite dovute alla distanza fra le spire costituenti l'avvolgimento

C : capacità parassita legata alla distanza fra i due avvolgimenti

Entrambi questi elementi contribuiscono a limitare la performance del trasformatore alle alte frequenze

L_p : induttanza di magnetizzazione. Limita la prestazione del trasformatore incrementando l'insertion loss e diminuendo la return loss alle basse frequenze. Essa è determinata dalla permeabilità e dall'area del nucleo magnetico oltre che dal numero di spire del'avvolgimento

R_c : resistenza rappresentativa delle perdite del nucleo dovute essenzialmente a 3 fattori:

- perdite originate dalla non-uniformità del campo magnetico; aumentano al crescere della frequenza
- perdite per isteresi; crescono all'aumentare della densità di flusso (livello del segnale applicato)
- perdite residue; dovute parzialmente alla risonanza giromagnetica

Tutti questi effetti parassiti contribuiscono come visto ad incrementare la perdita di inserzione del trasformatore che possiamo esprimere come rapporto fra la potenza effettivamente erogata

all'uscita del trasformatore P_2' e quella idealmente disponibile in assenza di perdite P_1 :

$$\text{Perdita di Inserzione} = P = \frac{P_2'}{P_1}$$

(A.3)

Quello che è ora interessante conoscere è la frazione k (con $k < 1$) di corrente che viene effettivamente originata sul secondario a seguito di una perdita di potenza in uscita pari a P . Avremo che:

$$P_2' = Z_2 \cdot (k \cdot I_2)^2 = P \cdot P_1$$

sostituendo $P_1 = Z_1 \cdot I_1^2$ otteniamo:

$$Z_2 \cdot k^2 \cdot I_2^2 = P \cdot Z_1 \cdot I_1^2 \quad \text{da cui:}$$

$$k = \sqrt{P \cdot \frac{Z_1}{Z_2} \cdot \left(\frac{I_1}{I_2}\right)^2} = \sqrt{P \cdot \frac{1}{n^2} \cdot n^2} = \sqrt{P}$$

(A.4)

Siccome solitamente la perdita di inserzione viene fornita in dB avremo che:

$$k = \sqrt{10^{\frac{P(dB)}{10}}} \quad \text{e quindi:}$$

$$I_2' = k \cdot I_2 = \sqrt{10^{\frac{P(dB)}{10}}} \cdot I_2 \tag{A.5}$$

APPENDICE C

Data Sheets Componenti ed Informazioni Tecniche

Nota: Tutti i documenti siglati SUMITOMO ELECTRIC INDUSTRIES,
sono stati forniti gentilmente dalla stessa attraverso la ditta
italiana BFI Optilas

Bibliografia

1. A.Ficarra, E.Gandolfi,F.Perugini, **Il Radiotelescopio “Croce del Nord”**, Giornale di Astronomia, VOL.3 N°3, settembre1977
2. J.D. Kraus, **Radio Astronomy**, Cygnus-Quasar Books, Powell, 1982
3. Carla Giovannini Fanti – **Laboratorio di Radioastronomia**, Università di Bologna, Facoltà di Astronomia, A.A. 1999-2000
4. Shane Eaton – **Distributed Feedback Semiconductor Lasers**, Dicembre 2002
5. Luis M.M. Mendes e Henrique J.A. da Silva – **Automatic Optical Power Control for Semiconductor Lasers**
6. Joachim Piprek e John E. Bowers – **Analog modulation of semiconductor lasers**, University of California, Santa Barbara
7. Tami Freeman – **Versatile VCSELs ready to go long**, FibreSystems, September 2003
8. Jim A. Tatum e Kenneth P. Jackson – **VCSELs Enable High Speed Data Communications** – MicroNews IBM Micoelectronics, Second Quarter 2000 VOL.6 N°2
9. Edward I. Ackerman e Charles H. Cox III – **RF Fiber-Optic Link Performance**, IEEE Microwave Magazine, December 2001
10. P.Bassi, Gaetano Bellanca e Giovanni Tartarini – **Componenti e circuiti ottici** – CLUEB 1999
11. Charles Cox III, Gary Betts, Leonard M. Johnson – **An Analytic and Experimental Comparison of Direct and External Modulation in Analog Fiber-Optic Links**, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL.38, N° 5, May 1990
12. Edward I. Ackerman, Charles Cox III, Gary Betts, Harold Roussell, Kevin Ray e Fred O'Donnell – **Input Impedance Conditions for Minimizing the Noise Figure of an Analog Optical Link**, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL.46, N° 12, December 1998
13. R.F.Kalman, J.C. Fan and L.G.Kazovsky – **Dynamic Range of Coherent Analog Fiber-Optic Links**, Journal of Lightwave Technology, VOL.12, N°7, July 1994

14. **The Relationship of Intercept Points and Composite Distorsions** – Technical Notes MTN-109, MATRIX Test Equipment Incorporated, May 2003
15. F.Perini - **Misure di caratterizzazione di un collegamento in fibra ottica per applicazioni radioastronomiche**
16. L.Scolari – **Misure di stabilità di fase per cavi ottici loose e tight utilizzati nell'antenna parabolica della stazione**
17. E.Cuniberti, L.De Lucchi e B.De Stefano – **ELETTRONICA Componenti e tecniche circuitali**, Petrini Editore, 1992
18. Data sheet ST – **Positive Voltage Regulators Serie L7800**
19. Adel S. Sedra e Kenneth C. Smith – **Circuiti per la microelettronica**, EDIZIONI INGEGNERIA 2000
20. Joseph C. Palais – **Fiber optic communications 2nd Edition**, Prentice-Hall International Editions
21. **Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements** – Application Note 57-1; Agilent Technologies [misure di link a basso guadagno]
22. **Spectrum Analysis Basics** – Application Note 150; Agilent Technologies [Effetto del calo di 15dB del livello di rumore dell'analizzatore]
23. **How RF Transformers Work** – Application Note Mini-Circuits