

POLITECNICO DI MILANO
V Facoltà di Ingegneria
Laurea Magistrale in Ingegneria delle Telecomunicazioni
Dipartimento di Elettronica e Informazione



LIMITAZIONI ASSOCIATE AL REN IN UNA RETE
OTTICA WDM PASSIVA CON INIEZIONE
INCOERENTE

Relatore: Chiar.mo Prof. Mario MARTINELLI

Correlatori: Dott. Ing. Lucia MARAZZI
Dott. Ing. Paola PAROLARI

Tesi di Laurea di:
Gabriele LIGA
Matricola: 682748

Anno Accademico 2010-2011

Indice

| | |
|---|-----------|
| Introduzione | 1 |
| 1 Le WDM-PON: il futuro della next generation access network | 3 |
| 1.1 L'evoluzione della rete di accesso | 3 |
| 1.1.1 Le PON | 5 |
| 1.1.2 Limiti delle attuali PON | 7 |
| 1.2 Le WDM-PON | 9 |
| 1.3 Dispositivi per le WDM-PON: gli Arrayed Waveguide Grating | 11 |
| 1.4 L'Optical Network Unit | 16 |
| 1.4.1 Trasmettitori etichettati in lunghezza d'onda | 17 |
| 1.4.2 Trasmettitori colorless: spectral slicing e wavelength seeding | 18 |
| 1.5 Aspetti economici nella transizione verso le WDM-PON | 22 |
| 2 Analisi delle prestazioni di uno schema WDM-PON colorless | 24 |
| 2.1 Spectral slicing di sorgenti incoerenti per il seeding di RSOA | 24 |
| 2.2 Il Relative Excess Noise (REN) | 26 |
| 2.3 Calcolo dell'SNR e del Q asintotico | 31 |
| 2.4 Effetti della dispersione cromatica in fibra | 34 |
| 2.5 L'RSOA come modulatore colorless | 35 |
| 2.6 Effetti indesiderati del ri-filtraggio ottico | 39 |
| 2.7 Rayleigh backscattering | 41 |
| 2.8 Considerazioni finali | 44 |
| 3 Modello numerico | 46 |
| 3.1 Optsim | 47 |
| 3.2 Rappresentazione dei segnali | 47 |
| 3.3 Calcolo del Q e del BER | 49 |
| 3.4 Setup simulativo | 52 |
| 3.5 Modelli dei dispositivi ottici | 54 |

| | |
|--|-----------|
| 4 Risultati simulativi | 59 |
| 4.1 Caratterizzazione dell'RSOA | 60 |
| 4.2 Misure di REN | 64 |
| 4.3 Banda elettrica ottima di ricezione | 71 |
| 4.4 Prestazioni in back-to-back | 75 |
| 4.5 Penalità introdotta dal ri-filtraggio ottico in uscita dall'RSOA | 77 |
| 4.6 Effetti legati alla propagazione | 82 |
| 4.7 Performance a corrente di polarizzazione di 70 mA | 89 |
| 4.8 Prestazioni a rate 2.5 Gbit/s | 92 |
| Conclusioni | 94 |
| Bibliografia | 97 |

Elenco delle figure

| | | |
|------|---|----|
| 1.1 | Architettura di una rete di telecomunicazioni | 4 |
| 1.2 | Tipologie di FTTX | 5 |
| 1.3 | Topologia di una rete PON | 6 |
| 1.4 | Schema di funzionamento di una generica WDM-PON | 10 |
| 1.5 | Struttura di un AWG | 12 |
| 1.6 | Geometria della slab di uscita di un AWG | 13 |
| 1.7 | AWG Ciclico 5x5 | 13 |
| 1.8 | Spettro di trasmissione di un AWG 100 GHz | 14 |
| 1.9 | Datasheet di un AWG 100 GHz atermico | 15 |
| 1.10 | Schema WDM-PON con ‘spectral slicing’ di un SLED | 19 |
| 1.11 | WDM-PON basata sulla iniezione (‘seeding’) di RSOA | 20 |
| 1.12 | Self-seeding F-P WDM-PON | 21 |
| 1.13 | Schemi di protezione | 23 |
| | | |
| 2.1 | Schema di una WDM-PON con spectral-slicing di BLS | 25 |
| 2.2 | Schema della trasmissione upstream di una WDM-PON con tecnica di ‘spectral-slicing’ | 26 |
| 2.3 | Distribuzioni di intensità ottica associate ad una sorgente ASE filtrata a 2 nm, nel caso di sorgente polarizzata (a) e non polarizzata (b) | 28 |
| 2.4 | RIN di sorgenti ASE a spettro gaussiano | 30 |
| 2.5 | Limitazione del prodotto Frequenza di cifra · Lunghezza percorsa al variare della larghezza di riga della sorgente (ref. [18]) | 35 |
| 2.6 | Raffigurazione di un SOA | 36 |
| 2.7 | Spettro di guadagno di un RSOA in terza finestra di trasmissione | 37 |
| 2.8 | Banda di modulazione di un RSOA a 80 mA di bias (ref.[20]) | 38 |
| 2.9 | RIN in uscita da un RSOA (ref.[21]) | 39 |
| | | |
| 3.1 | Schema impiegato per la valutazione dello ‘spectral-slicing’ della sorgente ASE BLS con utilizzo di Optical Resampler | 52 |

| | | |
|------|---|----|
| 3.2 | Schema impiegato per l'emulazione di sorgente ASE | 55 |
| 3.3 | Fluttuazioni di intensità sulle due polarizzazioni della sorgente ASE . | 56 |
| 3.4 | Schema di interazione segnale-Rayleigh backscattering in propagazione bidirezionale | 57 |
| 3.5 | Schema utilizza per la valutazione della interazione segnale-Rayleigh backscattering con fibra bidirezionale | 58 |
| 4.1 | Parametri fisici dell'RSOA utilizzato | 60 |
| 4.2 | Schema utilizzato per la caratterizzazione dell'RSOA | 61 |
| 4.3 | Curve di guadagno dell'RSOA al variare della corrente di bias | 62 |
| 4.4 | Figura di rumore dell'RSOA al variare della potenza di iniezione . . | 62 |
| 4.5 | Rapporti di estinzione di un RSOA a correnti di bias=100mA al variare della profondità di modulazione e della potenza di iniezione . | 63 |
| 4.6 | Diagramma ad occhio degli impulsi di corrente forniti all'RSOA (a). Risposta di intensità a Piniezione -30 dBm (b), -20 dBm (c) e 0 dBm (d) | 64 |
| 4.7 | Schema utilizzato per la valutazione del REN | 65 |
| 4.8 | RIN medio su 625 MHz al variare della larghezza del filtro ottico . . | 66 |
| 4.9 | RIN medio prima e dopo il ri-filtraggio ottico con sorgente di iniezione gaussiana da 0.21nm (a) e 0.43nm (b) | 68 |
| 4.10 | Spettro di trasmissione di un AWG 'Flat top' 50 GHz (a) confrontato con lo spettro del filtro a coseno rialzato con roll-off=0.6 utilizzato in simulazione (b) | 69 |
| 4.11 | Effetti di allargamento spettrale di un RSOA in saturazione con: sorgente da 0.21 nm con spettro gaussiano (a), 0.21 nm a coseno rialzato (b), 0.43 nm con spettro gaussiano (c), 0.43 nm con spettro a coseno rialzato (d) | 70 |
| 4.12 | Schema per la valutazione della banda ottima di ricezione in sistemi Intensity Modulation-Direct Detection (IM-DD) preamplificati | 71 |
| 4.13 | Valori di Q al variare della banda di ricezione a 1.25 Gbit/s (a) e 2.5 Gbit/s (b) in schema IM-DD preamplificato | 72 |
| 4.14 | Layout back-to-back di uno schema WDM-PON basata su RSOA iniettato da sezione spettrale | 73 |
| 4.15 | Valori di Q al variare della banda di ricezione a 1.25 Gbit/s (a) e 2.5 Gbit/s (b) in schema RSOA iniettato da sezione spettrale di sorgente incoerente | 74 |

| | | |
|------|--|----|
| 4.16 | Schema utilizzato per la valutazione della qualità del segnale ottenuto da sorgente ASE filtrato e modulato esternamente | 75 |
| 4.17 | Valori di Q excess noise limited al variare della banda ottica di sorgente | 76 |
| 4.18 | Schema per la valutazione degli effetti dei filtri ottici successivi all'RSOA | 77 |
| 4.19 | Curve di Q ottenute in back-to-back con sorgente filtrata a 0.21 nm (a) e 0.43 nm (b) senza ri-filtraggio ottico | 78 |
| 4.20 | Prestazioni in back-to-back di schema RSOA iniettato da sezione spettrale di 0.21 nm (a) e 0.43 nm (b) | 79 |
| 4.21 | Chirp introdotto dalla modulazione diretta dell'RSOA su un CW laser con $\alpha=1$ (a), $\alpha=3$ (b), $\alpha=5$ (c) | 80 |
| 4.22 | Variazioni di frequenza di una sezione spettrale da 0.21 nm in ingresso (a) e uscita dall'RSOA (b) e da 0.43 nm in ingresso (c) e uscita (d) dall'RSOA | 81 |
| 4.23 | Schema WDM-PON con RSOA iniettato da sezione spettrale e doppia fibra feeder | 82 |
| 4.24 | Penalità di dispersione per una sorgente a 0.21 nm (a) e a 0.43nm (b) | 83 |
| 4.25 | Schema WDM-PON bidirezionale basata su RSOA iniettato da sezione spettrale | 84 |
| 4.26 | Curve di Q ottenute con propagazione in fibra bidirezionale di sorgente a 0.21 nm | 85 |
| 4.27 | Curve di Q al variare della potenza di iniezione dell'RSOA con sorgente a 0.21 nm in propagazione su 10 km (a), 20 km (b) e 40 km (c) di fibra bidirezionale | 86 |
| 4.28 | Curve di Q al variare della potenza di iniezione dell'RSOA con sorgente a 0.43 nm in propagazione su 10 km (a), 20 km (b) e 40 km (c) di fibra bidirezionale | 88 |
| 4.29 | Curve di Q a diverse potenze di iniezione di un RSOA operato a 70 mA di bias, con sorgente a 0.21 nm su 10 km (a) e 40 km (b) di fibra bidirezionale | 89 |
| 4.30 | Curve di Q a diverse potenze di iniezione di un RSOA operato a 70 mA di bias, con sorgente a 0.43 nm su 10 km (a) e 40 km (b) di fibra bidirezionale | 91 |
| 4.31 | Curve di Q in back-to-back a 2.5 Gbit/s e sorgente di iniezione a 0.43nm al variare dell'ER | 92 |
| 4.32 | Curve di Q in back-to-back a 1.25 Gbit/s e 2.5 Gbit/s con sorgente di iniezione a 0.21nm e ER=13dB | 93 |

Introduzione

La diffusione di servizi di telecomunicazione di alta qualità dedicati all'utente privato e la collegata richiesta di banda di questi servizi ha spostato l'attenzione degli operatori verso la necessità di potenziare le reti di accesso, puntando ad una definitiva conversione della tecnologia in rame a quella in fibra ottica.

Le reti ottiche passive (Passive Optical Network o PON) rappresentano ad oggi la soluzione commerciale più diffusa a causa della loro economicità dovuta al fatto che i dispositivi ottici attivi sono utilizzati solo ai bordi della rete.

Le PON utilizzano una topologia punto-multipunto moltiplicando il segnale nel dominio del tempo. Ciò crea un limite nella possibilità di scalare la capacità complessiva della rete principalmente a causa degli effetti dispersivi che in assenza di componenti attive lungo la rete risultano difficilmente compensabili.

Uno dei modi per superare questi problemi e ottenere capacità per utente superiori al Gb/s è l'utilizzo della tecnologia di moltiplicazione a divisione di lunghezza d'onda (Wavelength Division Multiplexing o WDM) in ambito PON. Le Wavelength Division Multiplexing Passive Optical Network o WDM-PON sono reti ottiche passive in cui a ciascun utente si dedica una diversa lunghezza d'onda determinando un collegamento punto-punto virtuale. I segnali WDM vengono moltiplicati da un dispositivo passivo detto Arrayed Waveguide Gratings o AWG posizionato presso un nodo remoto in prossimità (qualche km) delle postazioni utente.

Il maggiore ostacolo all'applicazione commerciale di questa tecnologia nelle reti di accesso è tuttora l'elevato costo dei dispositivi ottici necessari. In particolare hanno un peso importante i costi di inventario legati alla necessità di fornire diverse lunghezze d'onda a ciascuno dei dispositivi utente (Optical Network Unit o ONU). La soluzione maggiormente studiata per ovviare a ciò consiste nell'utilizzo di ONU cosiddette 'colorless' cioè operabili su diverse lunghezze d'onda entro una certa finestra ottica. Le lunghezze d'onda per ciascun utente vengono quindi controllate centralmente dal Central Office (CO) e dalle proprietà dell'AWG. In questa tesi si sono esaminate, sia da un punto di vista teorico sia da un punto di vista simulati-

vo, le prestazioni di un particolare schema di WDM-PON ‘colorless’ che utilizza i Reflective Semiconductor Optical Amplifier (RSOA) come dispositivo attivo presso le ONU e sorgenti Amplified Spontaneous Emission (ASE) filtrate per l’iniezione di questi componenti e la fornitura delle diverse lunghezze d’onda. Si è focalizzata l’attenzione sulla trasmissione in upstream e su singolo canale, studiando i diversi fenomeni che agiscono su di essa degradando la qualità dei segnali trasmessi. In particolare si è trattato il fenomeno del Relative Intensity Noise (RIN) che rappresenta la maggiore componente di rumore nei sistemi che utilizzano sorgenti di tipo ‘termico’ filtrate otticamente. Il RIN può essere compresso utilizzando un RSOA in regime di forte saturazione consentendo un aumento di capacità per singolo canale. Si è perciò valutata la capacità dell’RSOA di comprimere il rumore di intensità e le successive degradazioni in seguito al successivo filtraggio ottico operato all’AWG, legando questi fenomeni ai alcuni parametri fisici dell’RSOA come il fattore di allargamento di riga spettrale. Si sono inoltre valutati gli effetti della propagazione in fibra ottica bi-direzionale su segnali modulati su sorgenti ottiche a larga banda e infine l’impatto del Rayleigh Back-Scattering (RBS).

Nel Cap.1 si fa una panoramica sulle PON e in particolare sugli schemi WDM-PON, presentando le varie soluzioni presenti in letteratura. Nel Cap.2 si affrontano da un punto di vista teorico i fenomeni del RIN, del filtraggio ottico post-RSOA e dell’RBS calcolando i parametri di riferimento per la valutazione dell’impatto di questi fenomeni sulla qualità dei segnali trasmessi. Nel Cap.3 si è presentato il modello simulativo utilizzato, spiegando i motivi delle scelte effettuate sulla rappresentazione dei segnali e del rumore e sui parametri di simulazione al fine di garantire la massima aderenza con il modello fisico del sistema analizzato. Infine nel Cap.4 si mostrano i diversi risultati simulativi ottenuti al fine di valutare le prestazioni trasmissive dello schema e studiarne i limiti. Si effettua inoltre un confronto critico con i risultati attesi dalla teoria al fine di validare il modello numerico adottato.

Capitolo 1

Le WDM-PON: il futuro della next generation access network

1.1 L'evoluzione della rete di accesso

Gli ultimi anni dell'attuale decade hanno visto una significativa diffusione di servizi telematici con esigenze di banda maggiori, sia da parte dell'utenza domestica che da quella aziendale. Si pensi ad esempio ai servizi di streaming audio-video, al VOIP, alla IP-TV, alle applicazioni peer-to-peer o ai servizi di videoconferenza come la telepresenza che, in concomitanza con l'ingresso di formati informativi di qualità superiore come l'HD video, hanno incrementato notevolmente la richiesta di banda costringendo gli operatori di telecomunicazioni a volgere lo sguardo verso il potenziamento delle proprie reti, dopo un periodo di stagnazione del mercato dovuto anche ad un esubero di capacità rispetto ai servizi.

Per far sì che questi servizi giungano agli utilizzatori finali della rete, siano essi utenti domestici o aziende, gli operatori stanno concentrando l'attenzione su quello che è, ad oggi, il collo di bottiglia principale per la fornitura della larghissima banda, ovvero la rete di accesso. La rete di accesso è una parte di una rete di telecomunicazioni preposta a collegare l'utente privato o sottoscrittore con il resto della rete, fungendo da tratto terminale nel trasporto dell'informazione da un punto all'altro di una rete geografica. Come si vede in figura 1.1 in una rete di telecomunicazioni l'utente finale è il nodo più periferico e la rete di accesso gli permette l'ingresso, attraverso nodi intermedi, alla cosiddetta rete di trasporto che invece ha il compito di trasferire su lunghe distanze i grandi flussi di dati convogliati dalla periferia. La topologia di una rete di accesso è tipicamente punto-multipunto per cui si ha un nodo di accesso costituito dalla centrale dell'operatore e diversi nodi terminali

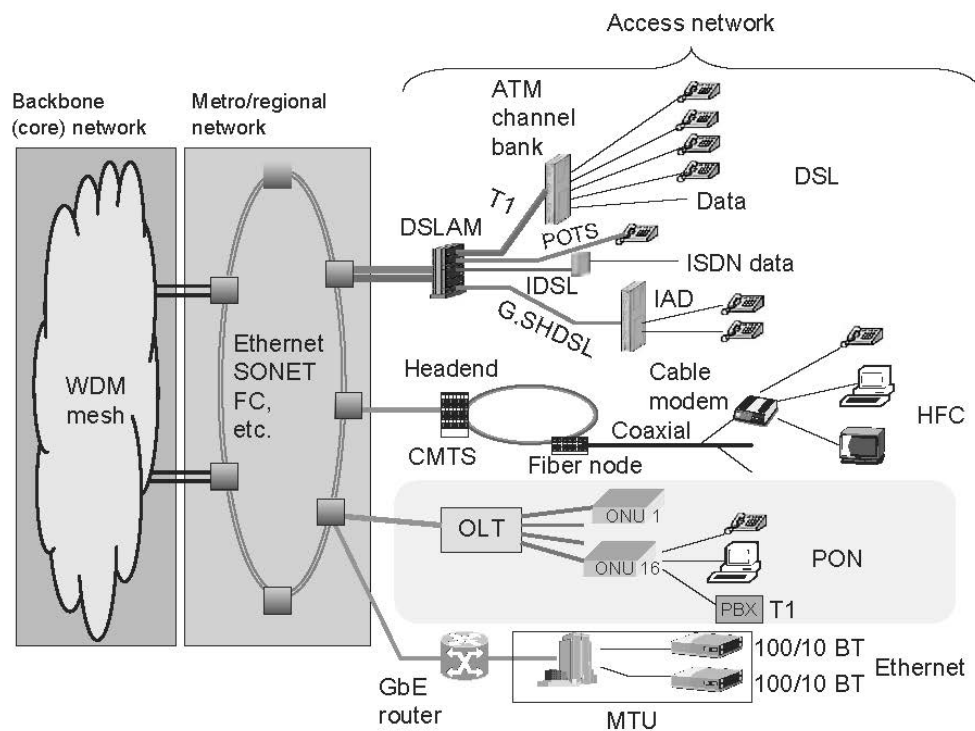


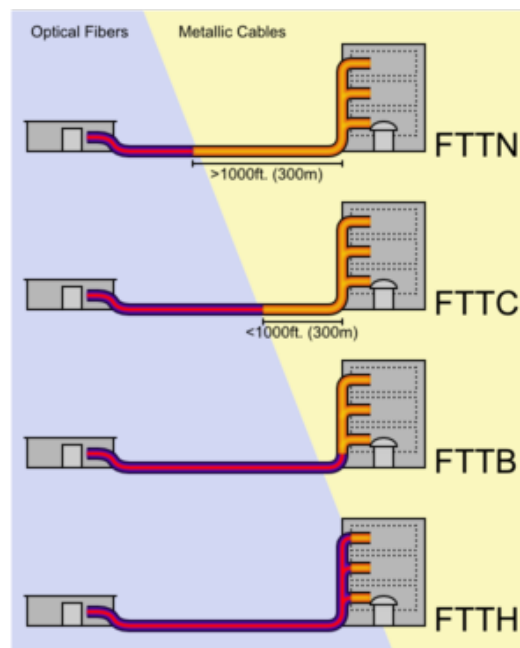
Figura 1.1: Architettura di una rete di telecomunicazioni

costituiti dagli edifici residenziali o da uffici nel caso di aziende.

La tecnologia che sino ad oggi ha dominato le reti di accesso è basata sul cavo in rame a causa di un elevato grado di pervasività tuttora insuperato. Tuttavia, come è noto, questa tecnologia presenta una notevole limitazione in banda passante e una forte attenuazione alle alte frequenze che rende spesso necessaria la rigenerazione del segnale. Già da qualche decennio la fibra ottica, già dominante nel trasporto, è indicata a sostituire il rame anche nell'accesso per le sue caratteristiche di attenuazione e banda. A differenza della rete di trasporto però nella rete d'accesso i costi di installazione e manutenzione si ridistribuiscono sulla sola parte degli utenti serviti e ciò pone condizioni molto stringenti sui costi di realizzazione.

Già dagli anni '80 del secolo scorso si è iniziato a studiare delle soluzioni per introdurre la fibra nel cosiddetto 'local loop', ma ciò ha prodotto risultati economicamente competitivi rispetto alla tecnologia in rame solo nei primi anni duemila quando l'abbassamento dei prezzi dei componenti ottici ha reso i costi accettabili.

Si sono perciò studiate diverse tecniche di impiego della fibra nell'ultimo miglio che oggi sono complessivamente etichettate come FTTx (Fiber To The X), dove la 'x' indica i punti più periferici raggiunti dalla fibra nella topologia di rete. Esempi

Figura 1.2: *Tipologie di FTTX*

di FTTx sono FTTN (Fiber To The Neighborhood), FTTC (Fiber To The Curb), FTTB (Fiber To The Block) e FTTH (Fiber To The Home) dove, come si vede in figura 1.2, ciò che varia è il punto di giunzione fibra-cavo elettrico che viene scelto in base a un compromesso fra economicità e prestazioni, le quali degradano con la lunghezza del cavo elettrico utilizzato per arrivare presso il terminale utente. Attualmente la FTTH è quella più oggetto di attenzione perchè, utilizzando la fibra sino all'interno dell'abitazione privata, garantisce le prestazioni migliori a fronte di un progressivo calo del costo della fibra che ha reso questa scelta economicamente praticabile. La necessità di coniugare il mondo FTTx con implementazioni a basso costo che rendano vantaggioso il passaggio alla nuova tecnologia ha portato alla luce le reti ottiche passive (PON) che oggi costituiscono la principale soluzione per la rete d'accesso in fibra ottica.

1.1.1 Le PON

Le PON sono reti composte esclusivamente da fibra ottica e da componenti ottici passivi, per cui si sposta sui trasmettitori ai capi della rete l'onere di lanciare tutta la potenza necessaria al trasporto dell'informazione. Questa caratteristica le rende non solo economiche nella realizzazione ma anche nella manutenzione in quanto i

componenti ottici attivi, oltre che essere più costosi, risultano più più sensibili alle condizioni di utilizzo tipiche di questo tipo di reti.

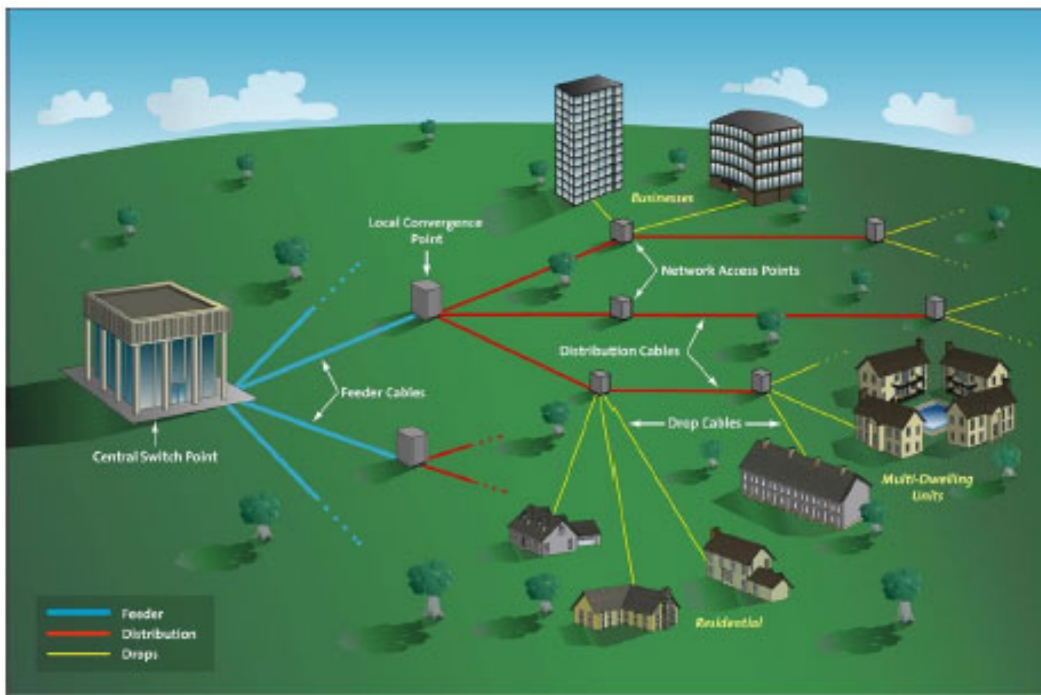


Figura 1.3: *Topologia di una rete PON*

Negli anni si sono diffuse e standardizzate diverse tipologie di PON che però condividono dei tratti salienti: sebbene l'effettiva topologia sia determinata dalla distribuzione demografica dei potenziali utenti, le PON sono reti di tipo punto-multipunto con topologia ad albero (Fig.1.3) nella quale il 'Central Office', (CO) tramite il suo 'Optical Line Terminal' (OLT) dedicato a ciascuna PON, convoglia il flusso informativo verso le 'Optical Network Unit' (ONU) su una singola fibra detta 'feeder' che poi sfocia sulle diverse fibre dedicate agli utenti in un nodo più o meno remoto rispetto alle ONU; la distribuzione spaziale del segnale ottico sulle singole fibre è demandata ad uno splitter di potenza di fattore tipicamente 1:16 o 1:32; la tecnologia di base utilizzata per la moltiplicazione/demoltiplicazione dei dati è la time-division multiple access (TDMA) per cui a ciascun utente è assegnato uno slot temporale per trasmettere e uno per ricevere e quindi la banda ottica trasportata dalla FF viene suddivisa sulle diverse ONU; la bidirezionalità trasmissiva viene realizzata assegnando i segnali di upstream e downstream a due diverse bande ottiche. In alcuni casi è previsto anche un overlay di segnali video allocati su una lunghezza d'onda separata.

Ciò che rende differenti i vari tipi di PON oggi standardizzati sono le differenti

caratteristiche di velocità di cifra, di framing e trasporto dei dati. I principali tipi di PON standardizzate sono: la Broadband PON (BPON), la EPON (Ethernet PON) e la Gigabit PON (G-PON) con la sua estensione a 10 Gbit/s (10G-PON). La BPON è stata la prima tipologia di PON ad essere standardizzata ed è basata sul protocollo ATM. Il massimo rate trasmissivo è fissato in 1244.16 Mbps in downstream e 622.08 Mbps in upstream con un fattore di splitting tipico di 1:32 utenti.

Il successo del protocollo Ethernet nelle reti locali ha spinto tuttavia ad introdurre la stessa Ethernet anche nell'accesso, portando alla creazione dello standard IEEE EPON. Le EPON sostituiscono il protocollo ATM con il protocollo Ethernet cambiando perciò la modalità framing dei dati, dello switcing e della condivisione del mezzo. Le EPON non utilizzano una multiploazione TDM sincrona, ma emulano il circuito fisico attraverso la modalità 'bursty' utilizzata da Ethernet per la condivisione del mezzo (CSMA-CD); la suddivisione della banda fra le ONU avviene perciò in modo statistico con una banda aggregata sulla FF di 1 Gbps in ambo le direzioni. La creazione di uno standard Ethernet PON è stato dettato anche dalla economicità dei trasmettitori Ethernet che non hanno bisogno di alcun circuito di sincronizzazione dedicato, basandosi semplicemente sui dati ricevuti dalle altre sorgenti e da un inter-frame fra le trame che assorbe gli shift temporali fra i segnali.

Lo standard più recente sulle PON è invece l'ITU-T G.984 che definisce l'ultima generazione commerciale di reti ottiche passive: le cosiddette le GPON (Gigabit PON). Le GPON sono le prime PON ad introdurre rate trasmissivi oltre il Gigabit/s (sino a 2488.32 Mbps in ambo le direzioni) e ciò impone limiti più stringenti sui dispositivi ottici da utilizzare ai bordi della rete. A rate sopra il Gb/s infatti inizia a diventare significativa la dispersione cromatica in fibra e ciò impedisce l'utilizzo nell'OLT e nelle ONU di laser multimodo, più economici di quelli monomodo. La condivisione del canale fisico è di tipo TDM sincrono, ma le tecniche di multiploazione, di framing e di trasporto dei dati utilizzate sono state introdotte ad-hoc per questo standard e vengono gestite dal protocollo detto GPON Transmission Convergence Layer (GTC Layer). Questo layer consente la frammentazione e il multiplexing dei dati, fornendo servizi di priorità e di Forward Error Correction (FEC) che ad esempio consente di rilassare il power budget, il quale, come vedremo, è uno dei maggiori problemi nel design delle PON ad alto rate trasmissivo.

1.1.2 Limiti delle attuali PON

Nonostante ad oggi le velocità di cifra delle attuali TDM-PON soddisfino ampiamente l'attuale richiesta, la maggior parte degli operatori e dei produttori di disposi-

tivi concordano nel sostenere che la loro limitata scalabilità in questo senso risulterà essere cruciale già in un prossimo futuro. Ciò si comprende se si pensa che la rete d'accesso in fibra dovrà fornire la banda a nodi terminali associati sempre più a comunità di utenti piuttosto che a singoli utilizzatori. Si pensi ad esempio all'ambiente domestico dove coesistono sempre più apparecchi interfacciati alla rete o agli utilizzi metropolitani dove l'accesso in fibra dovrà fornire il cosiddetto 'backhauling' per la futura rete wireless urbana [1], unendo la larghissima banda alle esigenze di mobilità. In questo senso quindi la necessità di scalare il rate trasmissivo è tutt'altro che remota. Oltre a ciò esistono due altre grandi necessità: servire il maggior numero di utenti per singola PON, in modo da ammortizzare meglio i costi e aumentare il più possibile il 'reach' di rete (cioè la lunghezza della feeding fiber). Più è lunga la FF è più è periferica la rete di distribuzione cosicchè possono essere accorpati più CO diminuendo i punti di presenza dell'operatore e viene minimizzata la quantità di fibra utilizzata per raggiungere i vari utenti.

In una PON basata sulla semplice suddivisione in potenza di uno stesso segnale ottico a tutti gli utenti (Power splitting PON o PS-PON) è evidente che se da un lato gli utenti crescono è necessario spingere il rate di trasmissione del segnale inviato sulla feeder fiber e allo stesso tempo, fissato il rate, a causa del maggiore fattore di splitting bisogna aumentare la potenza trasmessa se si vogliono mantenere invariate le prestazioni. Da un lato le perdite di splitting del segnale appaiono comunque inevitabili in una rete passiva con topologia punto-multipunto e il fattore di splitting massimo applicabile è sostanzialmente limitato dalla potenza massima delle sorgenti ottiche disponibili e dalla sensitivity dei ricevitori alle ONU.

Più cruciali invece risultano essere i problemi di scalabilità della banda per singolo utente e del reach di rete, dato che l'aumento del rate di modulazione su singola portante ottica e la lunghezza della feeder fiber generano penalità di dispersione che rendono necessario il sostenimento di costi per la loro compensazione se si vuole mantenere invariata la qualità trasmissiva, la quale comunque non può scendere sotto i limiti del potere di correzione dei codici (FEC). La sola moltiplicazione nel dominio del tempo dei dati utente rende dunque tecnicamente difficoltoso oltre che oneroso dal punto vista economico il potenziamento delle PS-PON. Oltre a questo la moltiplicazione TDM utilizzata nelle PS-PON presenta tutte le limitazioni di un collegamento punto-multipunto, per cui sono necessari protocolli di accesso al mezzo (MAC) di una certa complessità per fare in modo che non ci siano collisioni in upstream e che ci sia una allocazione dinamica degli slot temporali dedicati al segnale downstream. Infine sono difficilmente gestibili gli upgrade della rete in quanto un

upgrade di velocità di una singola apparecchiatura ONU costringerebbe al cambio simultaneo di tutte le altre.

La soluzione già da tempo proposta in letteratura è la moltiplicazione a divisione di lunghezza d'onda (WDM) applicata alle PON ovvero le WDM-PON. Ad oggi le WDM-PON rappresentano la tecnologia di rete d'accesso più avanzata e più adatta a soddisfare le esigenze del prossimo decennio e oltre.

1.2 Le WDM-PON

Le WDM-PON utilizzano la tecnica di suddividere su diverse lunghezze d'onda le risorse spettrali della fibra per servire i diversi nodi di una rete di accesso, per cui a ciascun utente finale viene assegnata una propria lunghezza d'onda sulla quale viene modulata solo l'informazione ad esso dedicata, sia in upstream che in downstream. Si crea perciò una connessione punto-punto virtuale in cui il segnale WDM viaggia sulla fibra 'feeder' per poi dividersi nelle diverse lunghezze d'onda componenti, una per ogni fibra di distribuzione. Ciò è possibile grazie alla tecnologia ottica WDM, divenuta commerciale nelle reti di trasporto già negli anni '90, ed in particolare ad un dispositivo ottico integrato detto AWG (Array Waveguide Grating) che funge da multiplexer/demultiplexer in lunghezza d'onda.

Un AWG infatti suddivide spazialmente un segnale a più lunghezze d'onda fornendo sulle sue porte di uscita le singole lunghezze d'onda che lo compongono. Viceversa, utilizzato nel verso opposto, può ricomporre diverse lunghezze d'onda in un segnale ottico multiportante. Inoltre un AWG è un dispositivo in grado di operare equivalentemente su più bande ottiche e ciò consente anche nelle WDM-PON di utilizzare il full duplexing su singola fibra con il contemporaneo utilizzo della banda C(upstream) e L(downstream).

Le WDM-PON introducono tutti i vantaggi della tecnologia WDM sulla rete di accesso: capacità totale trasmessa significativamente maggiore a pari distanza CO-ONU rispetto alle attuali PON; incrementata scalabilità degli utenti che permette di realizzare reti d'accesso a più alta densità e quindi potenzialmente più efficienti nella suddivisione dei costi fissi di realizzazione; connessioni punto-punto effettive che non necessitano di complessi protocolli di accesso al mezzo (MAC); semplificate e quindi più economiche operazioni di OAMP (Operation Administration Management and Provisioning) rispetto alle TDM-PON in quanto ogni operazione sui diversi canali avviene in modo indipendente e senza alcun bisogno di coordinamento con le altre ONU; maggiore e più dinamica capacità di aggiornamento della rete che consente di

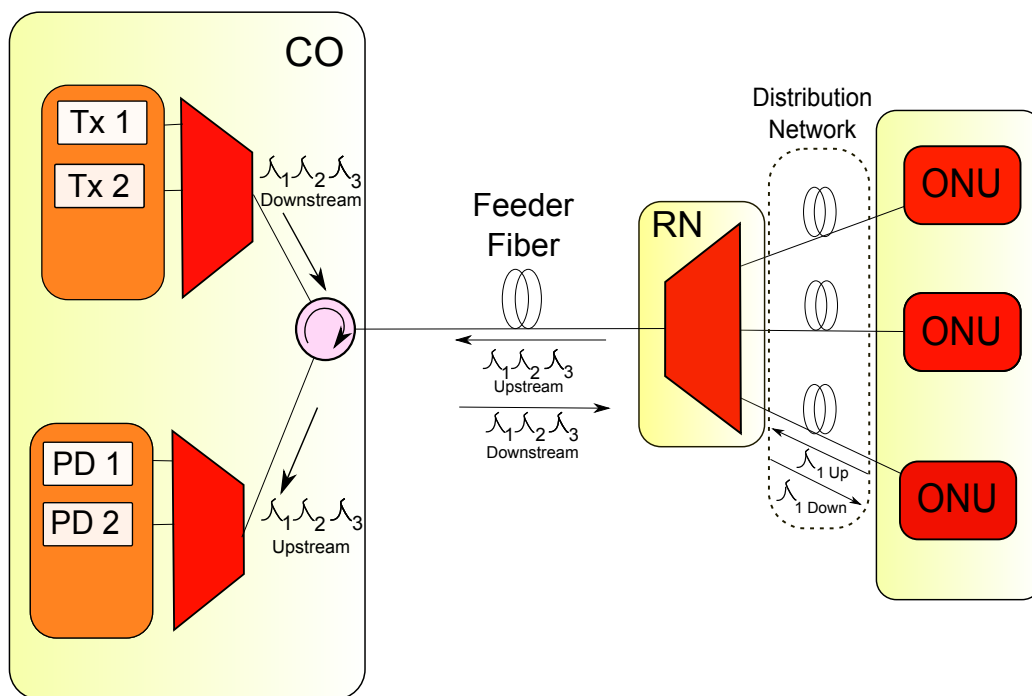


Figura 1.4: *Schema di funzionamento di una generica WDM-PON*

crescere solo nel momento in cui il sottoscrittore paga la risorsa ('pay as you grow'); la separazione fisica dei canali utente garantisce senza alcuno sforzo aggiuntivo la sicurezza dei dati dell'utente perchè essi non vengono più trasmessi in broadcast.

Le WDM-PON presentano una topologia punto-multipunto tipica delle PON con la sostanziale differenza che i dispositivi ottici utilizzati sono quelli tipici della tecnologia WDM. Questi costituiscono un ricco inventario fra cui troviamo: trasmettitori laser a lunghezza d'onda fissa, trasmettitori laser sintonizzabili in lunghezza d'onda come i Distributed Feedback Laser (DFB) o i Vertical Cavity Surface Emitting Laser (VCSEL), amplificatori ottici a semiconduttore riflettivi (RSOA), sorgenti a larga banda, filtri e accoppiatori WDM, AWG. L'utilizzo di alcuni dispositivi piuttosto che altri è legato ai diversi schemi proposti per i sistemi WDM-PON, per i quali esistono numerosi lavori in letteratura che propongono soluzioni di compromesso fra costi, performance trasmissive e 'reach' della rete.

La topologia più semplice di WDM-PON è costituita da 3 unità fondamentali: un Optical Line Terminal che si occupa di fornire l'accesso alla rete ai singoli utenti fornendo quindi il segnale WDM in downstream, occupandosi allo stesso tempo di demultiplexare il segnale WDM in upstream dalle unità periferiche; il Remote Node (RN) costituito generalmente da un semplice AWG che smista le lunghezze d'onda sia

per i segnali in downstream dall'OLT ai nodi utente che per quelli in upstream dagli utenti verso l'OLT ; le ONU che sono i terminali di rete associati a ciascun utente finale e svolgono compiti di rice-trasmissione del segnale ottico operando come detto su due lunghezze d'onda diverse per i segnali upstream e downstream. A ciascuno di questi tre elementi di rete sono richiesti requisiti differenti, in quanto sono situati in punti della rete in cui le condizioni ambientali di funzionamento e le specifiche di ingombro sono distinte. Gli OLT sono situati presso il CO del provider e sono disposti in rack all'interno di edifici in cui le condizioni di temperatura e umidità risultano controllate e dunque i componenti lavorano in ambiente ottimale; inoltre non sono richieste particolari proprietà di miniaturizzazione dei componenti che li compongono. Il Remote Node (RN) è situato in esterno, spesso al di sotto del manto stradale o in cabine di derivazione poste all'aperto. L'AWG, che è il componente principale del nodo remoto, deve quindi avere quindi proprietà di resistenza elevata a condizioni di temperatura e umidità avverse e deve poter garantire un funzionamento entro i limiti di tolleranza. Infine le ONU che sono situate in ambiente domestico devono poter essere di dimensioni poco ingombranti e avere consumi limitati, cosa che si traduce in specifiche di design e packaging più critiche.

1.3 Dispositivi per le WDM-PON: gli Arrayed Waveguide Grating

Un'Arrayed Waveguide Grating (AWG) è un dispositivo ottico che ha il compito di moltiplicare-demoltiplicare spazialmente un insieme di lunghezze d'onda le quali, in un verso, vengono suddivise da una porta di ingresso a N di uscita, mentre nel verso opposto vengono sommate da N porte in ingresso su una singola porta di uscita.

Essi rendono perciò trasparenti i sistemi WDM, siano essi reti di trasporto o reti ottiche passive, mantenendo sul dominio ottico l'operazione di 'wavelength routing', senza quindi effettuare alcuna conversione opto-elettrica. Per questo gli AWG sono elementi cruciali nella realizzazione dei nodi fondamentali delle reti tutto-ottiche, quali sono gli OXC (Optical Cross-Connect) e gli OADM (Optical Add-Drop Multiplexer) che consentono di eseguire le principali operazioni di switching ottico delle lunghezze d'onda. Nonostante non si tratti dell'unica tecnologia disponibile per questi scopi, gli AWG rappresentano l'unica scelta quando il numero dei canali da gestire diventa significativo (16, 32, 64 etc.).

Un AWG è costituito da una guida 'slab' che fa da power splitter utilizzando la semplice divergenza ottica della luce di ingresso e distribuisce così il segnale multi-

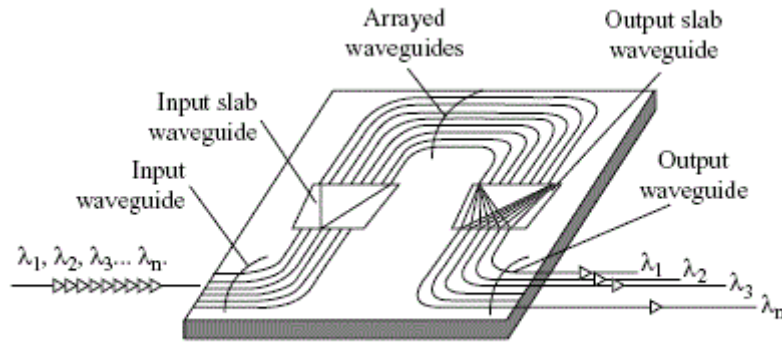


Figura 1.5: *Struttura di un AWG*

portante ad un'insieme di guide d'onda di lunghezza opportunamente differenziata. In uscita alle guide di diversa lunghezza una nuova slab viene utilizzata per far riconvergere le varie lunghezze d'onda del segnale multiportante sulla relativa porta d'uscita.

Il principio alla base del funzionamento dell'AWG consiste nel far ricomporre in fase su una determinata porta d'uscita solo la luce ad una certa lunghezza d'onda, applicando quindi un effetto congiunto di focalizzazione e dispersione in lunghezza d'onda che ne permette la loro selezione spaziale. La luce in ingresso attraversa percorsi ottici differenti a causa della divergenza della guida slab e della differenza di lunghezza fra le guide dell'array.

La condizione di combinazione in fase delle varie lunghezze d'onda presenta una duplice periodicità descritta da due importanti parametri caratteristici di un AWG: il 'Free Spectral Range' (FSR) e il 'Free Spatial Range' (X_{FSR}).

L' X_{FSR} è l'intervallo fra due posizioni di uscita x in cui si presenta focalizzata la stessa lunghezza d'onda. L'FSR è invece l'intervallo fra 2 lunghezze d'onda consecutive che si presentano focalizzate su di una stessa posizione di uscita x e che sono perciò associate a due ordini di diffrazione consecutivi.

La periodicità di funzionamento dell'AWG ci consente quindi di utilizzarlo simultaneamente su bande ottiche differenti consentendo l'utilizzo del full-duplexing su singola fibra in banda ottica.

Inoltre se si progetta l'AWG in modo che l'FSR sia esattamente N volte la spaziatura fra i canali, con N numero di canali, allora esso può funzionare da multiplexer/demultiplexer ad N ingressi ed N uscite smistando ciclicamente le lunghezze d'onda associate agli N ingressi WDM sulle N uscite [2]. Questi tipi di AWG sono

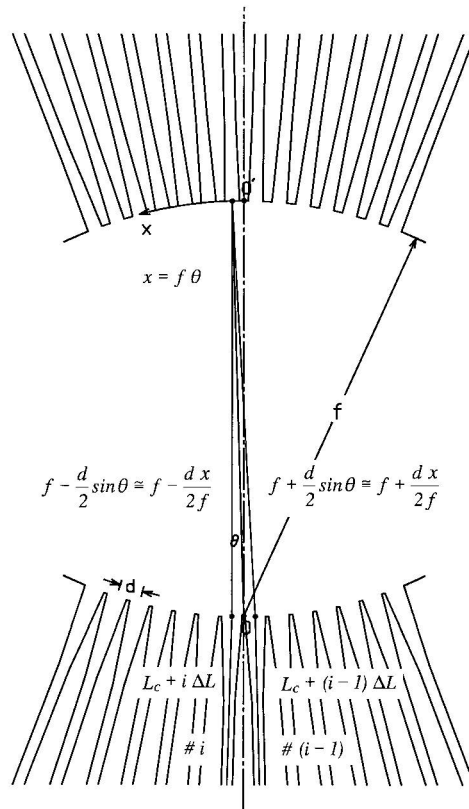


Figura 1.6: Geometria della slab di uscita di un AWG

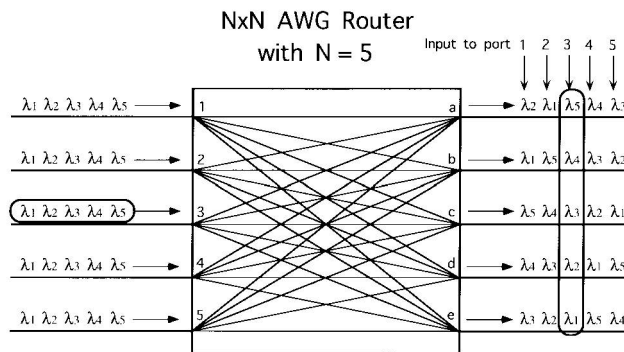


Figura 1.7: AWG Ciclico 5x5

appunto detti ‘ciclici’ e sono la base degli OXC, dispositivi che eseguono il wavelength routing di segnali WDM da N tratte in fibra di ingresso verso N tratte di uscita. Il funzionamento di base di un AWG ciclico 5x5 è mostrato in figura 1.7.

I parametri che condizionano le performance di un AWG sono molteplici. In primo luogo un AWG è affetto da un insertion loss non trascurabile e per altro non

uniforme al variare dei canali. Tipicamente queste perdite variano da -2.5 dB al centro dell'FSR per AWG a pochi canali sino a -6 dB a bordo FSR per AWG 64x64 canali.

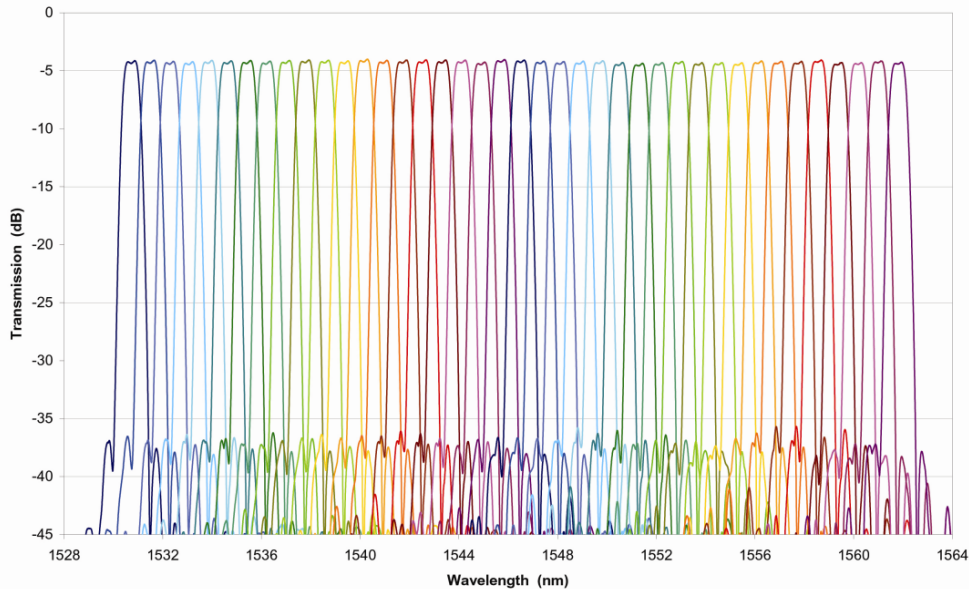


Figura 1.8: *Spettro di trasmissione di un AWG 100 GHz*

Ad un AWG si richiede idealmente di avere una forma di filtro sul singolo canale piatta sul 70% dello spazio fra 2 canali adiacenti. Ciò non è semplice da realizzare soprattutto se le guide utilizzate devono essere monomodali [3] come nel caso degli OXC, mentre l'approccio con guide multimodo con una larghezza maggiore dello 'spot' luminoso può essere realizzato per i ricevitori WDM.

Altra limitazione importante è lo shift di lunghezza d'onda rispetto al valore nominale. Ciò è causato dalla limitata precisione di fabbricazione delle guide e soprattutto del loro indice di rifrazione. Il valore di shift relativo $\frac{d\lambda}{\lambda}$ è uguale allo shift relativo in indice di rifrazione $\frac{dn}{n}$. La deriva dei valori di n rispetto al valore nominale genera un errore di fase che produce, fra le altre cose, anche crosstalk fra canali.

Il crosstalk può assumere valori estremamente importanti quando l'AWG è molto selettivo (più di -5 dB con AWG a 10GHz) sino a ridursi a valori molto bassi quando la spaziatura è larga (-27 dB con un 8x8 200 GHz AWG) [3].

Infine grossa attenzione va posta alla sensibilità in temperatura soprattutto quando l'AWG, come accade nelle WDM-PON, viene posizionato all'esterno. Senza un controllo attivo di temperatura un normale AWG subisce una forte deriva in lunghez-

| Parameter | Symbol | Specification | | | Units | Comments |
|--------------------------------|-------------------|---------------|-----|-------|-------|------------------------------------|
| | | Min | Typ | Max | | |
| Input Channels | | 1 | | | - | |
| Output Channels | - | 40 | | | - | up to 48 channels available |
| Channel Spacing | - | 100 | | | GHz | |
| Free Spectral Range | FSR | > 4800 | | | GHz | |
| Wavelength Accuracy | $\Delta\lambda_c$ | -0.044 | | 0.044 | nm | Offset from ITU grid |
| ITU Band | PB | -12.5 | | 12.5 | GHz | Centered at each ITU frequency |
| Insertion Loss | IL | | 5 | 5.5 | dB | Worst case in ITU Band |
| Insertion Loss Uniformity | ΔIL | | 0.9 | 1.2 | dB | Overall channels |
| Ripple | ΔA | | | 0.5 | dB | Loss variation within the ITU Band |
| 1dB Passband | $\delta 1dB$ | 0.4 | | | nm | Measure 1dB down from min IL |
| 3dB Passband | $\delta 3dB$ | 0.55 | | | nm | Measure 3dB down from min IL |
| Adjacent Channel Isolation | AX | | | -25 | dB | Worst case in ITU Band |
| Non-Adjacent Channel Isolation | NX | | | -30 | dB | Worst case in ITU Band |
| Total Isolation | TX | | | -21 | dB | Cumulative sum of all AX and NX |
| Return Loss | RL | 45 | | | dB | |
| Directivity | D | 50 | | | dB | |
| Polarization Dependent Loss | PDL | | | 0.5 | dB | Maximum within the ITU band |
| Chromatic Dispersion | CD | -20 | | 20 | ps/nm | Over ITU band |
| Polarization Mode Dispersion | PMD | | | 0.5 | ps | Over ITU band |

Figura 1.9: Datasheet di un AWG 100 GHz atermico

za d'onda causata dalla variazione di indice di rifrazione con la temperatura che lo rende inutilizzabile per la quasi totalità delle applicazioni WDM. Per ovviare a questo problema e rinunciare anche ad un dispositivo attivo di controllo di temperatura si utilizzano i cosiddetti Athermal-AWG, che risultano molto meno sensibili alle variazioni di temperatura perchè costituiti in generale da due sezioni in cui l'indice di rifrazione varia in senso opposto, annullando così i due effetti.

1.4 L'Optical Network Unit

Le ONU costituiscono un elemento critico nel design di una WDM-PON e nello studio di soluzioni a basso costo per la loro realizzazione. Ciò è dovuto al fatto che essendo un terminale d'utente deve essere prodotto in larga quantità e il suo costo si riflette direttamente sul sottoscrittore e cioè sul prezzo da lui corrisposto per il servizio di accesso. Il principale fattore di costo che pesa sulle ONU sono i componenti ottici per il WDM che come vedremo più avanti mantengono ancora prezzi non compatibili con una rete di accesso. Di contro al fattore economico si richiede che una ONU presenti delle prestazioni trasmissive adeguate all'utilizzo in una rete ottica passiva basata sulla tecnologia WDM. In generale è necessario che il trasmettitore abbia una buona stabilità in lunghezza d'onda per rimanere entro la griglia stabilita ed evitare problemi di crosstalk in upstream; le sorgenti ottiche devono possedere una sufficiente potenza ottica in uscita per sopperire alla mancanza di amplificazione o rigenerazione del segnale lungo la rete; la luce emessa deve avere caratteristiche di monomodalità ed un livello di rumore di intensità limitato; i componenti ottici devono godere di una relativa stabilità termica perchè il controllo della temperatura in queste apparecchiature non può essere troppo oneroso; le specifiche di potenza assorbita devono tenere conto dell'utilizzo in ambito domestico.

Per questo la maggiorparte dei lavori presenti oggi in letteratura sulle WDM-PON sono indirizzati a trovare soluzioni di compromesso proprio sui dispositivi ONU e sulla loro gestione da parte degli OLT, in modo che anche le attività di Operation Administration Maintenance and Provisioning (OAMP) risultino semplificate e perciò meno onerose. In base a ciò la letteratura ha proposto tre diverse categorie di ONU, legate alla tecnica utilizzata per la fornitura e la gestione delle diverse lunghezze d'onda: le ONU a lunghezza d'onda specifica, le 'colorless' ONU e le 'source-free' ONU. Nello specifico parleremo delle prime due categorie con particolare attenzione alle 'colorless' ONU sulle quali sembra oramai indirizzata gran parte della ricerca.

1.4.1 Trasmettitori etichettati in lunghezza d'onda

In questa categoria di trasmettitori ONU le lunghezze d'onda trasmesse in upstream non sono controllate dall'OLT ma sono fissate staticamente attraverso sorgenti a lunghezza d'onda specifica. Il maggior requisito per questo tipo di soluzione è la stabilità delle sorgenti ONU in lunghezza d'onda rispetto alla banda di trasmissione dell'AWG. I laser più utilizzati per queste ONU sono i diodi laser Fabry-Pérot (F-P LD), i Distributed Feedback (DFB), i DBR (Distributed Bragg Reflector) e i Vertical Cavity Surface-Emitting Laser (VCSEL).

I Fabry-Pérot sono sorgenti laser decisamente più economiche rispetto alle altre ma presentano una emissione multimodale data la grande banda di guadagno che li caratterizza. Fissata una griglia di canali WDM ciò implica un maggiore crosstalk e un maggiore 'mode partition noise' che deriva dalla soppressione da parte dell'AWG dei modi secondari [4]. Oltre a questo le sorgenti multimodo subiscono maggiormente gli effetti dispersivi della velocità di gruppo che la fibra mostra in terza finestra trasmissiva, a causa del fatto che ciascun modo longitudinale si propaga con una velocità di gruppo differente. A causa dunque del grande spettro ottico mostrato da queste sorgenti (modi secondari si estendono sino a qualche nanometro) il loro utilizzo è limitato a delle griglie WDM più larghe (CWDM) e per rate trasmissivi intorno ai $10(\text{Gbit/s}) \cdot \text{Km}$ [5].

I DFB e i DBR sono invece laser monomodo e con larghezza di riga molto ridotta a causa della forte selettività della loro cavità. Questa selettività è dovuta all'introduzione di un reticolo di Bragg interno che, cambiando periodicamente l'indice modale, fa sì che i modi secondari subiscano una forte attenuazione rispetto a quello principale. Mentre nei DFB questo reticolo è disposto lungo tutta la lunghezza della cavità, nei DBR il cambio del modo è affidato a dei riflettori di Bragg distribuiti disposti ai capi della cavità stessa.

Queste sorgenti sono quindi teoricamente ideali per un utilizzo in una griglia WDM stretta (DWDM) e per alti bit-rate ma oltre ad essere relativamente più costose presentano un forte coefficiente di temperatura ($0.1 \text{ nm}/\text{C}^\circ$) che rendono necessario un controllo attivo di temperatura con un feedback sulla lunghezza d'onda prodotta. Un ottimo compromesso fra costo e qualità del comportamento monomodale è rappresentato dai VCSEL. Essi sono laser costituiti da una cavità molto corta (2-5 μm) che consente un'ottimo comportamento monomodale e presentano una regione attiva costituita da diverse buche quantiche e inserita fra due riflettori di Bragg distribuiti. L'effetto è quello di produrre una luce diretta in direzione normale rispetto alla cavità e con un raggio di forma circolare che da perdite di accoppiamento al-

la fibra inferiori. Il vantaggio fondamentale dei VCSEL rispetto agli altri laser monomodali è la sua economicità, che è legata oltre che ai costi di produzione anche al packaging ed al più facile allineamento.

Come si è visto, dunque, le ONU a lunghezza d'onda nominalmente fissata funzionano all'interno di una determinata tolleranza in lunghezza d'onda che deve essere rispettata affinché sia possibile il contemporaneo upstream dei terminali. L'onere del mantenimento della tolleranza e del controllo di queste lunghezze d'onda ricade perciò sui terminali che avranno una maggiore complessità e un costo più elevato. Avere poi ONU pre-etichettate a diverse lunghezze d'onda rende onerosa la produzione su vasta scala degli apparecchi che dovranno essere divisi per lunghezza d'onda emessa. La soluzione alternativa è quella di svincolare la trasmissione delle ONU da una specifica lunghezza d'onda e renderle pressochè indipendenti nel loro funzionamento dal colore utilizzato.

1.4.2 Trasmettitori colorless: spectral slicing e wavelength seeding

La necessità di avere dispositivi 'colorless' per le ONU è legata alla possibilità di usare dispositivi tutti uguali che sappiano assumere la corretta lunghezza d'onda, entro una certa banda ottica, quando installati presso un dato utente. I dispositivi 'colorless' dunque sono indipendenti dal colore nel senso che possono trasmettere allo stesso modo su diverse lunghezze d'onda determinate dal Central Office e/o dalle proprietà dell'AWG al nodo remoto. Le modalità di fornitura di queste lunghezze d'onda può avvenire secondo diverse tecniche fra cui una delle più adottate è lo 'spectral slicing' di sorgenti a larga banda.

La tecnica dello 'spectral slicing' consiste nel fornire alle diverse ONU una porzione univoca di spettro ottico filtrandola otticamente a partire da una sorgente luminosa a larga banda, in modo che su questa porzione possa essere modulata l'informazione in upstream. Le sorgenti ottiche a larga banda (Broadband Light Source o BLS) sono sorgenti che producono luce a causa del fenomeno di emissione spontanea generato dalla agitazione termica ('sorgenti termiche'), come accade nel caso di una semplice lampadina a incandescenza, o dalla promozione di portatori (dovuto al passaggio di una corrente impressa dall'esterno) che poi decadono spontaneamente, come accade nei diodi ad emissione luminosa (LED). La natura caotica di questa emissione porta ad una bassa coerenza della luce prodotta e ciò spiega l'ampio spettro di queste sorgenti. Tipiche BLS sono quindi i LED, i LED superluminescenti (SLED), sorgenti super-continuum ed in generale tutte le sorgenti di tipo 'Amplified

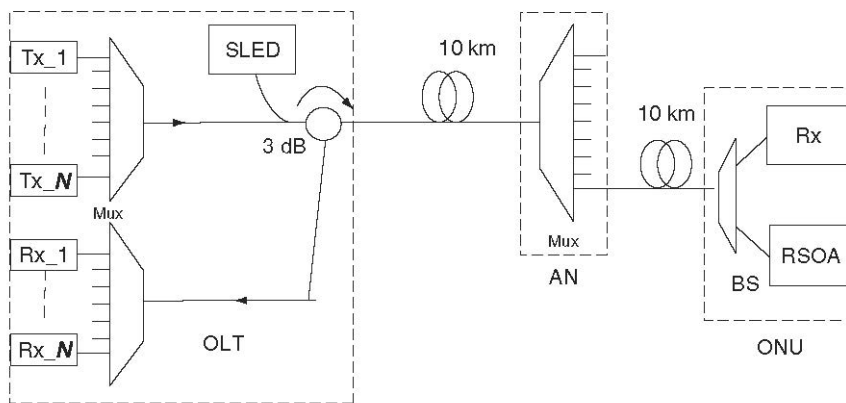


Figura 1.10: Schema WDM-PON con 'spectral slicing' di un SLED

Spontaneous Emission' (ASE) come gli amplificatori 'Erbium Doped Fiber Amplifier' (EDFA) utilizzati senza l'applicazione di un segnale ottico di ingresso. Un modo di utilizzare lo 'spectral slicing' è quello di porre una BLS su ciascuna ONU e modulare su questa luce i dati in upstream. L'AWG successivamente preleva da ciascuna porta solo una piccola porzione di questi spettri potendo così far arrivare parallelamente i vari flussi all'OLT. Il prezzo da pagare è una degradazione del segnale informativo in quanto esso è originariamente distribuito su tutto lo spettro ottico delle ONU.

Alternativamente si può porre una BLS centralizzata all'OLT e distribuita in downstream verso le sorgenti ONU. L'AWG fornirà dunque sulle porte di uscita piccole porzioni di spettro distinte che le ONU provvedono a modulare e ad inviare in upstream. In figura 1.10 è mostrato uno schema di questo tipo, dove la BLS è costituita da un SLED.

Questa seconda soluzione non evita comunque la degradazione del segnale modulato in quanto, come vedremo nel secondo capitolo, più si stringe spettralmente una sorgente di tipo ASE e più se ne incrementa il REN associato a parità di banda elettrica di ricezione.

Oltre al REN, che è una componente dominante di rumore in questi sistemi, gli schemi con fibra bidirezionale di fornitura centralizzata della lunghezza d'onda alle ONU soffrono inerentemente il problema del Rayleigh Back-Scattering (RBS) dovuto al fatto che la fibra feeder trasporta segnali contropropaganti sulla stessa banda ottica: uno è il segnale di iniezione o 'seeding', che viaggia nella stessa direzione del segnale downstream e che serve ad agganciare le ONU, mentre l'altro è il segnale upstream modulato dalle stesse ONU.

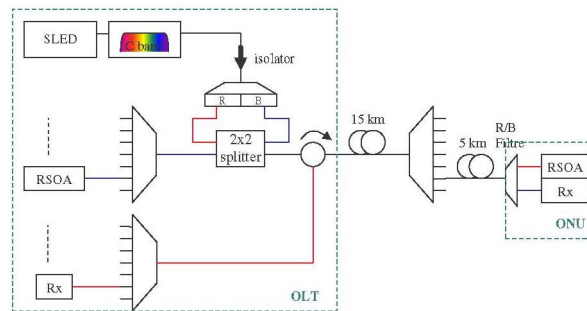


Figura 1.11: WDM-PON basata sulla iniezione ('seeding') di RSOA

L'RBS è legato al livello spettrale della BLS per cui quanta più potenza di vuole far pervenire a pari larghezza spettrale di slice, tanto più alto sarà il livello di back-scattering in ricezione del segnale upstream all'OLT. Tuttavia vedremo più avanti che il rapporto segnale-RBS è indipendente dalla potenza di lancio e può essere migliorato ponendo un elemento attivo che introduca un certo guadagno alle ONU.

Di contro per ottenere buoni valori di soppressione del rumore di intensità è necessario utilizzare questi dispositivi in zona di saturazione, diminuendo il loro guadagno e peggiorando perciò il rapporto SRR (vedi 2.7).

Ambedue gli schemi una forte perdita di potenza dovuto al prelievo di una sottile 'fetta' spettrale da una sorgente che ha uno spettro largo. Questa perdita, indicata in letteratura come 'slicing loss', è una delle componenti maggiori del power budget di questi sistemi ed entra in diretto contrasto con l'esigenza di stringere le 'slice' per ottenere una maggiore efficienza spettrale e cioè più canali WDM a parità di larghezza spettrale della BLS. I valori tipici di perdite di 'slicing' ricadono fra i 25 e i 30 dB quando si vogliono avere 32 o 64 canali WDM.

E' chiaro dunque che le sorgenti ONU devono poter garantire il loro funzionamento a ciascuna delle varie lunghezze d'onda procurate dalle BLS e dall'AWG e proprio questa capacità le caratterizza come 'colorless'. La ritrasmissione in upstream di una luce modulata alla stessa lunghezza d'onda della 'slice' in arrivo può avvenire secondo due fenomeni molto simili, ovvero l'optical injection' e il 'wavelength seeding. Si parla di 'optical injection' quando si inietta una luce esterna su un laser per farlo emettere su un preciso modo longitudinale. Ad esempio si può utilizzare l'optical injection' per fissare un F-P LD su di un singolo modo e limitarne così gli effetti del rumore di partizione modale e di rumore di intensità che ne pregiudicano l'utilizzo come sorgente a lunghezza d'onda fissata.

Nel 'wavelength seeding' invece la luce esterna viene iniettata, amplificata e mod-

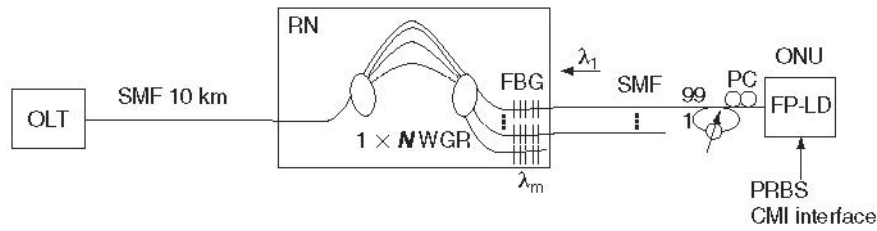


Figura 1.12: *Self-seeding F-P WDM-PON*

ulata sfruttando le caratteristiche del largo spettro di guadagno di cui dispongono gli amplificatori ottici a semiconduttore (SOA). In particolare gli RSOA (Reflective SOA) grazie alla riflettività quasi unitaria della loro faccetta di uscita attraversano due volte il loro strato attivo, ottenendo valori di amplificazione più alti a parità di corrente di alimentazione oltre che disporre della interessante proprietà di emettere la luce di uscita dalla stessa faccetta d'ingresso ma in direzione opposta alla luce di ingresso. Ciò è ideale se vogliamo modulare e reimmettere in upstream le slice di luce ricevute in downstream. Per questi motivi e per la loro relativa economicità rispetto ai laser, gli schemi WDM-PON con 'wavelength seeding' di ONU basate su RSOA sono ad oggi fra i più studiati. E proprio di questo tipo di schema analizzeremo le prestazioni nei capitoli successivi.

Altri schemi proposti in letteratura prevedono l'uso di diodi laser Fabry-Pérot come colorless ONU tramite una cosiddetta self-injection [6]. Questa viene realizzata attraverso dei reticoli di Bragg posti ad ogni porta di uscita dell'AWG e opportunamente sintonizzati alla stessa lunghezza d'onda di quella porta (fig.1.12). In questo modo si riesce a fare a meno del tutto di una sorgente centralizzata e ciò porta oltre che ad un costo inferiore dell'OLT anche un ben più importante vantaggio in termini di Rayleigh backscattering che in questo caso sarebbe inesistente.

Alternativamente sono stati proposti schemi di self-seeding RSOA [7] in cui gli RSOA emettono un luce ASE che si autoseleziona attraverso l'utilizzo dell'AWG e di un circolatore che rimanda indietro la luce dopo averla filtrata attraverso un filtro ottico passabanda di larghezza pari all'FSR dell'AWG. Ciò garantisce che solo una lunghezza d'onda ritorni indietro all'RSOA.

1.5 Aspetti economici nella transizione verso le WDM-PON

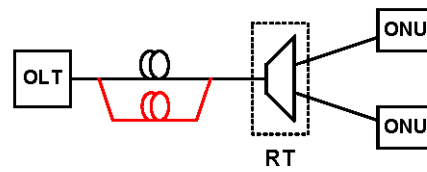
A dispetto di una riconosciuta validità tecnica, l'ostacolo principale all'introduzione delle WDM-PON nell'attuale mercato consiste nei costi da sostenere per la loro messa in opera. Il nodo economico è legato al costo dei dispositivi WDM, in particolare come già detto, quelli inseriti all'interno delle ONU che dovranno essere prodotte in larga scala ad un costo paragonabile ai terminali di rete che dovranno sostituire.

Un'analisi economica di base dovrebbe tenere in considerazione più che i costi attuali dei componenti WDM le loro proiezioni nel giro di almeno un quinquennio quando si prevede che la nuova rete di accesso in fibra ottica (NGAN) potrà avere una certa diffusione e che la richiesta di banda sarà tale da rendere sensati nuovi investimenti per il passaggio alla tecnologia WDM.

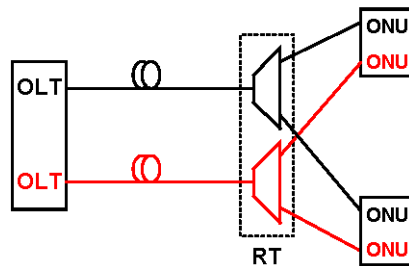
In letteratura esistono diverse analisi economiche sulle PON e sulla loro evoluzione a lungo termine [8]. In particolare in [8] si pone l'accento su una figura di merito legata ad una PON che tenga in considerazione nel contempo i costi, le prestazioni trasmissive e l'affidabilità della rete. Oltre a questo riveste grande importanza il cosiddetto 'take rate' ovvero la percentuale di sottoscrittori rispetto al totale dei nodi terminali disponibili di una PON. Questo perché dovendo affrontare costi infrastrutturali fissi per ciascuna unità servita, come i costi della fibra o dell'elettronica, questi ricadono sulla comunità di utenti effettivamente serviti, portando ad un costo per utente maggiore quanto più il take-rate è basso. Il take-rate determina quindi il costo per utente che in assoluto è più alto per le WDM-PON se si fa l'ipotesi che i componenti per una WDM-PON costino il 50% in più rispetto alle componenti di una EPON. Questo divario però si stringe notevolmente considerando valori di take-rate elevati, sino ad annullarsi quando si considera il costo per utente per Mbit/s fornito. Addirittura con quest'ultimo parametro le WDM-PON diventano meno costose delle concorrenti APON ed EPON quando si supera il 60% di take-rate.

L'affidabilità della rete è calcolata confrontando due diversi schemi di protezione 1.13 e tenendo in considerazione i tassi di rottura associati ai vari componenti insieme ai tempi medi richiesti per la riparazione. La figura di merito che tiene in considerazione tutti i parametri sopra descritti può allora essere definita come:

$$\frac{\text{COSTO PER UTENTE PER MBPS}}{\text{PARAMETRO DI AFFIDABILITA'}} \quad (1.1)$$



(a) Protection type A

Figura 1.13: *Schemi di protezione*

La soluzione di rete risulterà tanto più pregevole quanto più la figura di merito risulterà bassa. In base a questo parametro risulta [8] che le WDM-PON sono la migliore soluzione al momento solo ad alti take-rate, sia in ambienti urbani che in quelli interurbani. Viceversa per take-rate del 50% i costi per utente per Mbit/s, quando si voglia garantire una data affidabilità alla rete, superano quelli per le EPON ed APON e cioè queste presentano una figura di merito inferiore.

In definitiva si può dire che affinché le WDM-PON possano avere un successo commerciale nel prossimo futuro esse devono essere pensate come la naturale ed indolore evoluzione delle attuali PON, inserendosi come un upgrade al contempo dsi costi ragionevoli e di lungo periodo ("future proof") all'interno di una infrastruttura di rete già consolidata. La loro realizzazione e il loro successo è quindi legato a doppio filo alla diffusione di una nuova rete di accesso in fibra ottica (Next Generation Access Network o NGAN) che soppianti la vecchia infrastruttura in rame.

Capitolo 2

Analisi delle prestazioni di uno schema WDM-PON colorless

2.1 Spectral slicing di sorgenti incoerenti per il seeding di RSOA

In questo capitolo analizzeremo un particolare schema di Wavelength Division Multiplexing Passive Optical Network (WDM-PON) ‘colorless’ basato sullo spectral-slicing di sorgenti incoerenti e modulatore con Reflective Semiconductor Optical Amplifier (RSOA) alle Optical Network Unit (ONU), che sono oggetto dell’analisi proposta in questo lavoro di tesi. Verrà effettuata una valutazione teorica delle performance trasmissive attraverso un’analisi dei vari fattori che incidono su di esse al fine di validare la successiva analisi simulativa. L’analisi si concentra sulla trasmissione in upstream e traslascia gli effetti di crosstalk (lineari e nonlineari) fra i canali. Lo schema analizzato è raffigurato in figura 2.1 e si tratta di una topologia semplice mostrata in letteratura in vari articoli [9],[10],[11]). Una sorgente ottica a larga banda è utilizzata per distribuire le differenti lunghezze d’onda agli utenti finali per la ri-modulazione in upstream. Ciò avviene attraverso lo ‘spectral slicing’, cioè il filtraggio ottico dei diversi canali, effettuato da un Arrayed Waveguide Grating (AWG). La sorgente ottica a larga banda (Broadband Light Source o BLS) può essere realizzata attraverso sorgenti incoerenti di tipo Amplified Spontaneous Emission (ASE) o tramite sorgenti coerenti che vengono allargate spettralmente secondo varie metodiche come ad esempio le sorgenti ‘supercontinuum’ [12].

L’utilizzo di sezioni spettrali di sorgenti incoerenti di natura caotica provoca un aumento di rumore in eccesso relativo (Relative Excess Noise o REN) che rappre-

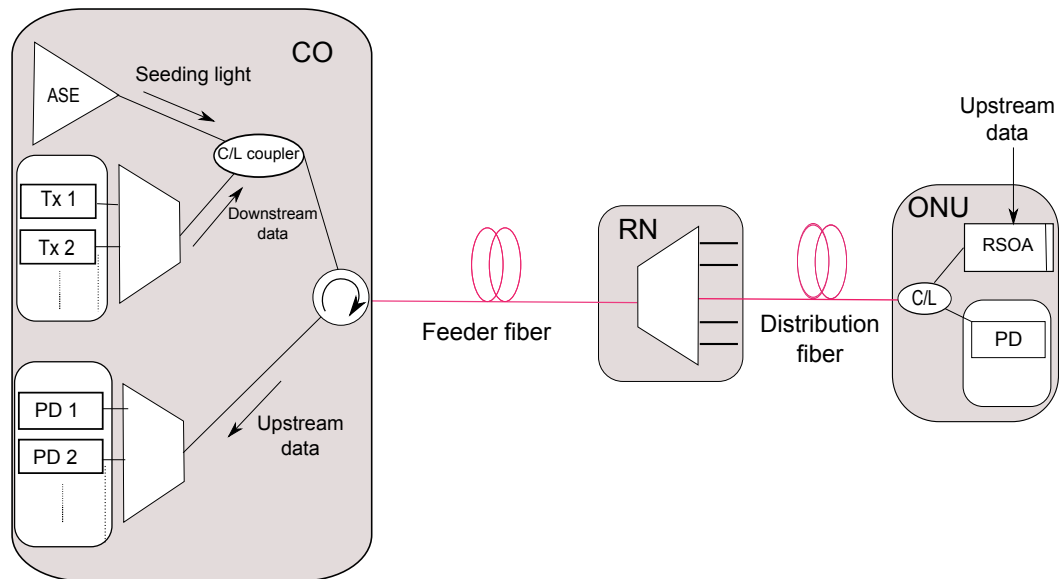


Figura 2.1: Schema di una WDM-PON con spectral-slicing di BLS

senta la maggiore componente di rumore di questo schema. Tuttavia queste sorgenti presentano interessanti proprietà: omogeneità di livello spettrale su larghe bande (>20 nm), larghe potenze di uscita raggiungibili, costi relativamente bassi rispetto alle sorgenti coerenti. I diversi canali così ottenuti vengono distribuiti dalle varie fibre in uscita dall'AWG verso le diverse ONU, che ne effettuano una modulazione con i dati di upstream attraverso un RSOA. Come vedremo successivamente l'RSOA assolve contemporaneamente a 3 diverse funzioni: amplifica il segnale ottico in ingresso indipendentemente dal colore, lo modula attraverso variazioni di corrente impressa e, se utilizzato in regione di saturazione, effettua sulla luce di seeding una parziale 'pulizia' del rumore di intensità.

Nei successivi paragrafi analizzeremo i principali fenomeni che limitano le prestazioni di questo schema WDM-PON nell'ordine mostrato in figura 2.2. Oltre ad esaminare queste problematiche vedremo come un dispositivo 'colorless' come l'RSOA possa migliorare la qualità trasmissiva limitando il REN e il rapporto segnale-backscattering di Rayleigh (Signal-to-Rayleigh backscattering Ratio o SRR).

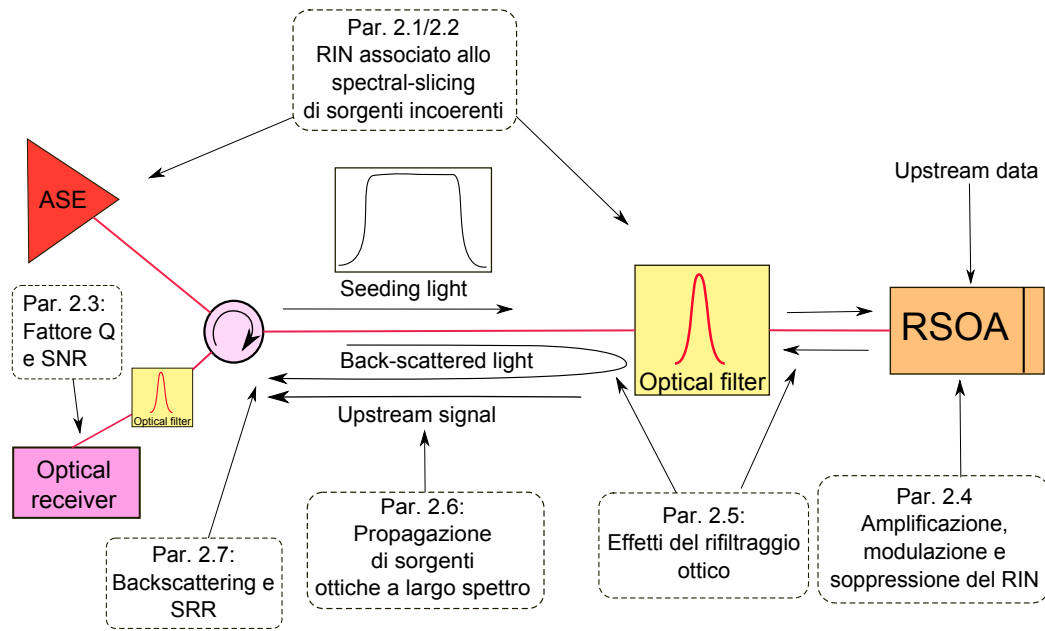


Figura 2.2: Schema della trasmissione upstream di una WDM-PON con tecnica di 'spectral-slicing'

2.2 Il Relative Excess Noise (REN)

Il rumore ottico è convenientemente valutato in termini di varianza di fotoconteggi al ricevitore, dove per fotoconteggio intendiamo il numero di elettroni liberati per effetto fotoelettrico nel tempo fondamentale di osservazione. I risultati della teoria semiclassica della fotorivelazione ci mostrano che una sorgente coerente a singolo modo temporale (lunghezza di riga ottica pari a zero) presenta una statistica di fotoconteggi poissoniana data da [13]:

$$p_n(n) = \frac{\langle n \rangle^n e^{-\langle n \rangle}}{n!} \quad (2.1)$$

dove $\langle n \rangle$ rappresenta il numero medio di fotoconteggi nel periodo fondamentale di osservazione T . Come è noto la varianza associata a questa statistica di fotoconteggio è

$$\langle \Delta n^2 \rangle = \langle n \rangle \quad (2.2)$$

che rappresenta il cosiddetto 'shot-noise' dovuto alla natura quantica della luce e della materia [14]. Se la radiazione luminosa è di tipo termico, supposto che la

sorgente sia polarizzata, l'area del fotoricevitore sia molto più piccola dell'area di coerenza della luce e il tempo di osservazione $T \ll \tau$ con τ tempo di coerenza della sorgente, la varianza diviene:

$$\langle \Delta n^2 \rangle = \langle n \rangle + \langle n \rangle^2 \quad (2.3)$$

dove il termine $\langle n \rangle^2$ viene comunemente indicato 'excess photon noise'[13]. La statistica di fotoconteggio di questo tipo di sorgente ottica è data dalla nota distribuzione Bose-Einstein:

$$\frac{\langle n \rangle^n}{(1 + \langle n \rangle)^{n+1}} \quad (2.4)$$

Nel caso invece molto più comune in cui la luce incoerente abbia più modi temporali e cioè $T \gg \tau$ e lasciando invariata l'ipotesi che la luce sia invece coerente spazialmente su tutta la superficie del fotorivelatore, si ha che il numero di modi è circa $M = \frac{T}{\tau}$ e la varianza è data da [13].

$$\langle \Delta n^2 \rangle = \langle n \rangle + \frac{\langle n \rangle^2}{M} \quad (2.5)$$

Dato che la larghezza ottica a mezza altezza (bilatera) della sorgente B_{o3dB} è proporzionale a $\frac{2}{\tau}$ mentre la banda elettrica a 3 dB unilatera B_{e3dB} è proporzionale a $\frac{1}{T}$, il numero di modi temporali M può essere espresso anche come

$$M = k \frac{B_{o3dB}}{2B_{e3dB}} \quad (2.6)$$

dove k è una costante che dipende dalla forma dello spettro ottico e di quello elettrico. I modi diventano $M' = 2M$ se considero invece una sorgente di luce totalmente depolarizzata [14].

La spiegazione più intuitiva di questa diminuzione rispetto a 2.3 della componente di excess noise è l'effetto di media che ha il ricevitore quando filtriamo la fotocorrente attraverso un filtro a banda limitata. Ciò significa sommare tanti contributi di rumore indipendenti fra loro ottenendo una limitazione della fluttuazione relativa. Per mettere in evidenza questa variazione relativa del rumore di fotoconteggio in 'eccesso' e la sua proporzionalità rispetto all' $\langle n \rangle^2$ si definisce in letteratura [15] un parametro detto 'relative excess noise' o REN dato da

$$REN = \frac{\sigma_W^2}{W^2} \quad (2.7)$$

dove indichiamo con W l'intensità di potenza integrata sul periodo di osservazione T . L'intensità integrata nel tempo è proporzionale in media al numero

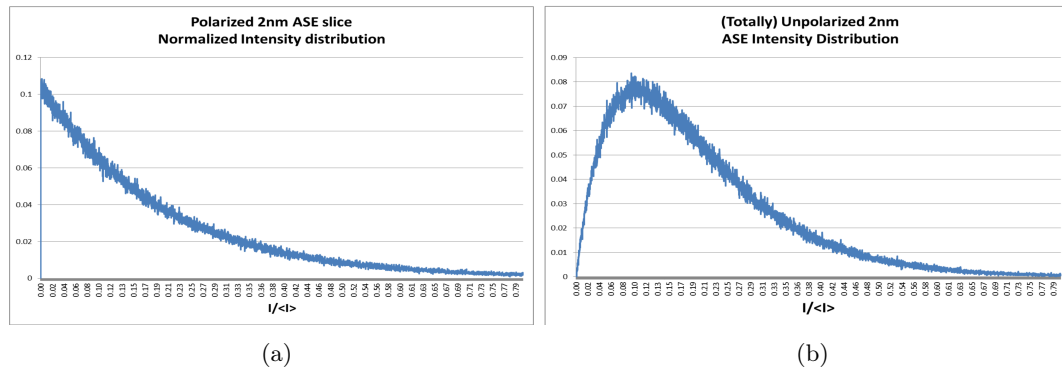


Figura 2.3: *Distribuzioni di intensità ottica associate ad una sorgente ASE filtrata a 2 nm, nel caso di sorgente polarizzata (a) e non polarizzata (b)*

di fotoconteggi e inoltre come si evince da [13] la sua varianza è proporzionale al termine di varianza di fotoconteggio in ‘eccesso’ al termine di shot-noise.

Dunque si ottiene:

$$REN = \frac{\sigma_W^2}{W^2} = \frac{\langle n \rangle^2}{M} = \frac{1}{M} = \frac{2B_{e3dB}}{kB_{o3dB}} \quad (2.8)$$

oppure

$$REN = \frac{B_{e3dB}}{kB_{o3dB}} \quad (2.9)$$

nel caso di sorgente depolarizzata.

Il REN, come si vede, è un numero puro e viene espresso comunemente in dB, inoltre a parità di banda elettrica di fotorivelazione esso è tanto più piccolo quanto più è larga la sorgente ottica. Tuttavia il valore di varianza di fotoconteggio non ci dà alcuna indicazione sulla distribuzione spettrale di questo rumore, attribuibile alle fluttuazioni ondulatorie della luce. Queste fluttuazioni hanno una distribuzione statistica di intensità esponenziale negativa nel caso di sorgente polarizzata, mentre nel caso di sorgente depolarizzata si ha una Erlang-2 (somma di due variabili aleatorie esponenziali negative indipendenti) [14]. Le due distribuzioni sono rappresentate in figura 2.3 e producono una statistica di fotoconteggio descritta, in generale, dalla distribuzione binomiale negativa [14].

Per studiare perciò la distribuzione spettrale di questo rumore dobbiamo prendere in considerazione il campo ottico e calcolarne la sua autocorrelazione normalizzata:

$$\gamma(\tau) = \frac{\langle E(t)E^*(t+\tau) \rangle}{\langle E(t)E^*(t) \rangle} \quad (2.10)$$

e definire nel contempo la funzione di covarianza della fotocorrente rivelata $j(t)$ come

$$C_j(\tau) = \frac{\langle j(t)j(t+\tau) \rangle - \langle j(t) \rangle^2}{\langle j(t) \rangle^2} \quad (2.11)$$

Come si mostra in [13] e in [16] la relazione fra 2.10 e 2.11 è data da:

$$C_j(\tau) = |\gamma(\tau)|^2 \quad (2.12)$$

La $\gamma(\tau)$ non è direttamente misurabile, ma lo è il suo modulo quadro $C_j(\tau)$ in quanto la sua trasformata di Fourier è la densità spettrale di potenza normalizzata della fotocorrente di rumore.

Si definisce allora Relative Intensity Noise o RIN [5] proprio questa densità spettrale:

$$RIN(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} C_I(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.13)$$

dove con C_I indichiamo la funzione di autocovarianza normalizzata dell'intensità di campo ottico che è esattamente interscambiabile [13] con C_j .

In definitiva quindi il RIN indica il contenuto spettrale (normalizzato) delle fluttuazioni dell'intensità di campo ottico (o che lo stesso delle fluttuazioni di fotocorrente) ed è possibile ricavarlo interamente a partire dalla sola informazione di spettro ottico della sorgente [17]. In particolare si ottiene [17] che, nel caso di sorgenti ottiche di forma Gaussiana con banda a mezza altezza pari a B_{o3dB} , l'andamento del RIN è dato da

$$RIN(f) = \frac{1}{B_{o3dB}} \sqrt{\frac{2 \ln 2}{\pi}} \exp \left[-2 \ln 2 \frac{f^2}{B_{o3dB}^2} \right] \quad (2.14)$$

ed è riportato in figura 2.4 al variare della banda.

A differenza del RIN associato a sorgenti di tipo coerente come i laser, la distribuzione spettrale del rumore di intensità per le sorgenti incoerenti è uniforme su bande elettriche sino a larghezze paragonabili a quella della slice ottica. Quindi, a meno di usare slice spettrali estremamente strette (sotto 0.1 nm), il RIN ci appare come un rumore bianco su tutta la banda elettrica di ricezione tipicamente utilizzata per le PON (sino a 2.5 GHz).

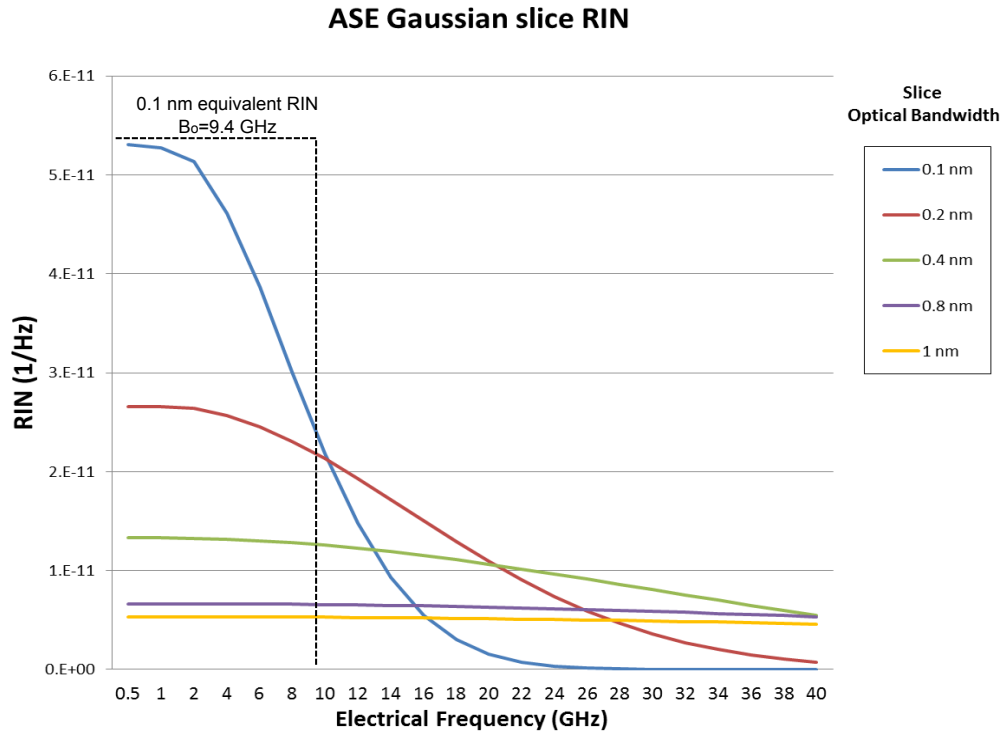


Figura 2.4: RIN di sorgenti ASE a spettro gaussiano

In base a quanto visto si ha che

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \text{RIN}(f) df = 1 \quad (2.15)$$

quando la sorgente termica è polarizzata e

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \text{RIN}(f) df = \frac{1}{2} \quad (2.16)$$

quando la sorgente è depolarizzata [14].

Al fine di formalizzare il legame fra il REN e il RIN si definisce banda equivalente di RIN nel caso di sorgente depolarizzata il valore B_o tale che:

$$B_o \cdot 2 \text{RIN}(0) = 1 \quad (2.17)$$

La banda equivalente si pone pari a 2 volte l'inverso del tempo di coerenza τ che si può misurare a partire dalla $C_I(\tau)$. La B_o differisce dalla $B_{o\ 3dB}$ per una costante dipendente dalla forma dello spettro ottico.

La fotocorrente rivelata attraversa un filtro elettrico, per cui l'autocovarianza della corrente (o tensione) in uscita $C_i(\tau)$, ovvero dell'intensità integrata W vista in 2.7, è data da

$$C_i(\tau) = C_w(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) e^{j2\pi f\tau} df = \int_{-\infty}^{+\infty} \text{RIN}(f) |H(f)|^2 e^{j2\pi f\tau} df \quad (2.18)$$

dove abbiamo indicato con $S(f)$ la densità spettrale di potenza del segnale di uscita ed $H(f)$ la risposta in frequenza del filtro elettrico che supponiamo avere banda equivalente pari a B_e .

Per la ben nota proprietà della trasformata di Fourier troviamo dunque la relazione fra REN e RIN:

$$\text{REN} = C_w(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) df = \int_{-\infty}^{+\infty} \text{RIN}(f) |H(f)|^2 df \quad (2.19)$$

Ipotizzando poi che il RIN sia sostanzialmente costante su tutta la banda elettrica, come avviene nella stragrande maggioranza dei casi pratici, e utilizzando il concetto di banda equivalente sia per il RIN che per il filtro elettrico otteniamo

$$\text{REN} = C_w(0) = \frac{B_e}{B_o} \quad (2.20)$$

cioè la forma vista in 2.8 a meno della costante k che sparisce in quanto risulta incorporata nelle bande equivalenti.

Dalle considerazioni fatte in questo paragrafo si deduce che sia il RIN che il REN sono indici per la valutazione delle fluttuazioni ondulatorie della luce ed essi dipendono solo da parametri ottici della sorgente quali sono la sua banda e la sua forma spettrale. In particolare il RIN a frequenza zero (che nella approssimazione fatta in 2.20 è praticamente uguale al valor medio di RIN in banda elettrica), per le sorgenti incoerenti depolarizzate è uguale all'inverso della loro banda ottica equivalente. Le fluttuazioni del segnale fotorivelato che viene direttamente misurato sono date dall'integrale in banda elettrica di queste fluttuazioni di origine ottica. In seguito alla 2.19, nel Cap.4 si mostreranno risultati sul REN normalizzato alla banda elettrica di misura equivalentemente indicato come RIN medio in banda elettrica.

2.3 Calcolo dell'SNR e del Q asintotico

Il rumore di corrente fotorivelata dovuto alle fluttuazioni di intensità della luce influisce sensibilmente sulle prestazioni di un sistema basato sullo spectral slic-

ing di sorgenti incoerenti. Questo perchè in questi sistemi il segnale informativo è trasportato dal valore medio di intensità di un campo ottico che presenta le caratteristiche proprie di un rumore a causa delle sue importanti fluttuazioni relative.

Supponiamo di modulare in intensità l'informazione su questo tipo di sorgente (Intensity Modulation-Direct Detection IM-DD) con rapporto di estinzione fissato a R . Supponiamo altresì che sul nostro segnale si aggiungano in ricezione solo rumori di origine elettrica e trascuriamo eventuali altri contributi di ASE. Quest'ultima ipotesi non ci fa perdere in generalità in quanto eventuali contributi di ulteriore ASE, che sono incorrelati con la sorgente termica usata, non mutano la statistica di rumore ottico complessivo e si possono tenere in considerazione semplicemente aggiungendo la loro varianza in quella del rumore della sorgente.

Come visto, il rumore relativo è indipendente dalla intensità ottica della sorgente, quindi ci attendiamo che il rapporto segnale-rumore (Signal-to-Noise Ratio o SNR), così come il fattore Q , abbiano un limite massimo oltre il quale, fissata la banda ottica della sorgente, non è possibile andare.

L'SNR del segnale ricevuto è definito:

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} \quad (2.21)$$

dove P_s e P_n sono rispettivamente le potenze di segnale e di rumore associati al segnale elettrico ricevuto. Come è noto questi valori sono proporzionali ai valori analoghi in termini di fotoconteggio μ^2 e σ_μ^2 [18]. Per cui possiamo scrivere:

$$SNR = \frac{\mu^2}{\sigma_\mu^2} \quad (2.22)$$

L'espressione in termini di fotoconteggio ci permette di scrivere agevolmente tutti i contributi di rumore agenti sul sistema. Possiamo suddividere questi contributi in contributi ottici e contributi elettrici e avremo così:

$$\sigma_\mu^2 = \sigma_{ott}^2 + \sigma_{el}^2 = \sigma_{shot}^2 + \sigma_{EIN}^2 + \sigma_{el}^2 \quad (2.23)$$

Come visto nel paragrafo precedente il contributo alla varianza di fotoconteggio dato dall'excess noise è $\frac{\langle n \rangle^2}{M'}$ dove con M' stavolta teniamo in considerazione tutti i modi temporali della luce su ambo le polarizzazioni (cioè $M' = 2M$). Avremo così

$$SNR = \frac{\mu^2}{\mu + \frac{\mu^2}{M'} + \sigma_{el}^2} \quad (2.24)$$

e dato che i rumori elettrici sono indipendenti da μ , per alte potenze ottiche l'SNR assume il suo valore asintotico

$$SNR_{ex} = M' = \frac{2B_o}{B_e} = \frac{1}{REN} \quad (2.25)$$

Per quanto semplice, questo risultato è estremamente utile come valore di riferimento nei sistemi che utilizzano sorgenti incoerenti ed approssima molto bene il valore effettivo di SNR già a potenze ottiche di ricezione intorno ai -25 dBm [15]. A questo valore di potenza si può facilmente verificare che l'excess photon noise supera lo shot-noise sia i rumori termici dato che le sensitività dei fotorecettori si attestano generalmente a valori più bassi. Si può parlare dunque di rumore di intensità dominante.

Un fattore che determina in modo più diretto il Bit-Error Rate (BER) del sistema è il noto fattore Q , definito come

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (2.26)$$

dove μ e σ indicano media e varianza di fotoconteggio per il segnale associato al bit 1 e 0. Nella approssimazione gaussiana della statistica di segnale ricevuto si ha la ben nota relazione

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \approx \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{Q^2}{2} \right) \quad (2.27)$$

Sebbene questa approssimazione non sia sufficientemente valida per questo tipo di sistemi [19] allorchè si voglia effettuare il calcolo del BER, il fattore Q rimane pur sempre un indice importante della qualità di trasmissione.

Detto ciò possiamo ottenere un'espressione del Q che è dato da

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{\frac{R-1}{R(R+1)}\mu_m}{\sqrt{\frac{R+1}{R}\mu_m + \left(\frac{R+1}{R}\right)^2\mu_m^2 + \sigma_{el}^2} + \sqrt{\frac{2}{R+1}\mu_m + \left(\frac{2}{R+1}\right)^2\mu_m^2 + \sigma_{el}^2}} \quad (2.28)$$

Analizzando la 2.28 si vede che fissato il rapporto di estinzione e per potenze sempre più alte si ottiene un Q asintotico che è dato da

$$Q_{ex} = \frac{R-1}{R+1} \sqrt{M'} = \frac{R-1}{R+1} \sqrt{SNR_{ex}} \quad (2.29)$$

in cui si distingue il fattore $\frac{R-1}{R+1}$ dovuto alla penalità data dall'ER finito e il fattore $\sqrt{SNR_{ex}}$ che è legato all'excess noise. Quindi anche il Q , quando l'excess noise diviene dominante, si avvicina ad un valore limite indipendente dalla potenza ottica media ricevuta. Il limite di Q , fissato dal valore M' , ci impone di trovare

un compromesso fra la banda elettrica e quella ottica della slice. Come vedremo, l'unico modo per aggirare questo problema è abbassare il livello di RIN associato alla sorgente ottica, agendo direttamente sulle fluttuazioni di intensità.

2.4 Effetti della dispersione cromatica in fibra

Nel precedente paragrafo abbiamo valutato i limiti di SNR e Q associati alla trasmissione IM-DD con sorgenti incoerenti filtrate. Se vogliamo aumentare il bit-rate di trasmissione mantenendo la medesima qualità è necessario aumentare la larghezza di banda ottica della slice che si va a modulare per diminuirne le fluttuazioni relative di intensità. Tuttavia utilizzare slice ottiche più larghe riduce il numero di canali WDM che possono essere prodotti. Si potrebbero utilizzare BLS più larghe e ottenere il numero di canali voluto anche con slice ottiche più larghe, ma in questo caso diverrebbero di primaria importanza le penalità associate alla dispersione cromatica in fibra. Infatti la larghezza ottica delle sorgenti utilizzate impone un significativo limite al prodotto Frequenza di cifra · Lunghezza percorsa [18].

Gli effetti dispersivi sono valutabili in termini di allargamento temporale che l'impulso sperimenta fra l'inizio e la fine della propagazione su una fibra di lunghezza L . Per un impulso di forma qualunque la larghezza temporale è quantificabile come

$$\sigma_p^2 = \langle t^2 \rangle - \langle t \rangle^2 \quad (2.30)$$

dove i momenti di ordine ennesimo degli istanti temporali t sono calcolati in base alla potenza dell'impulso $|A(z, t)|^2$ ovvero

$$\langle t^m \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} t^m |A(z, t)|^2 dt \quad (2.31)$$

Si tratta perciò di confrontare la larghezza $\sigma_p^2(0)$ all'inizio della propagazione e il $\sigma_p^2(L)$ alla fine.

In [18] si deriva il seguente risultato per sorgenti ottiche a riga larga:

$$\sigma_p(L) \approx \beta_2 L \sigma_\omega = |D| L \sigma_\lambda \quad (2.32)$$

con β_2 e D parametri di dispersione della fibra, σ_ω e σ_λ la larghezza di riga ottica rispettivamente in frequenza e in lunghezza d'onda. Per legare questo risultato ad un limite in termini di bitrate di dati trasmessi è sufficiente imporre un criterio di

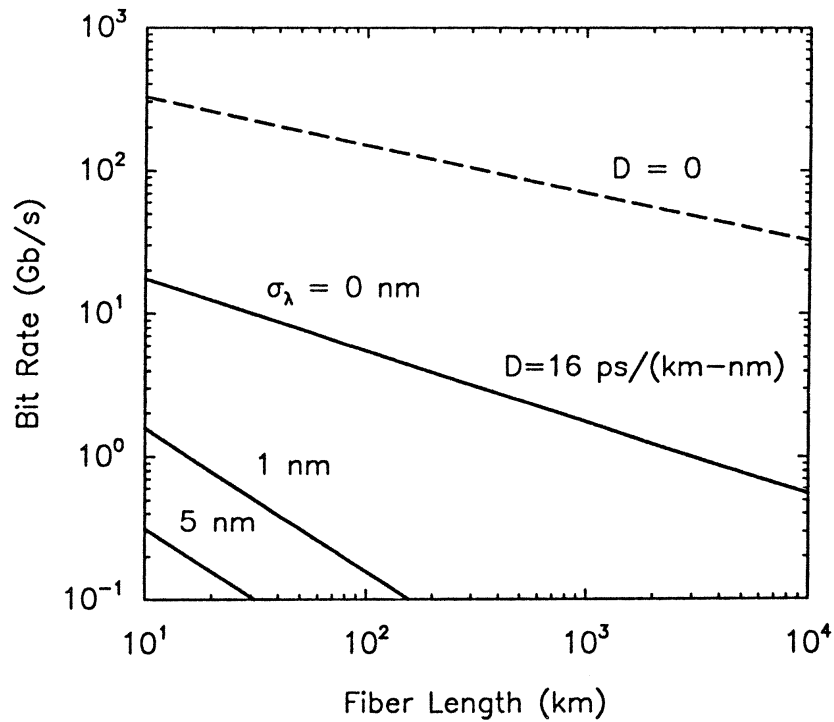


Figura 2.5: *Limitazione del prodotto Frequenza di cifra · Lunghezza percorsa al variare della larghezza di riga della sorgente (ref. [18])*

limitazione dell'allargamento dell'impulso relativamente allo stesso bitrate R . Un criterio spesso usato è [18] $\sigma_L < \frac{T_b}{4}$ con T_b tempo di bit dato da $T_b = \frac{1}{R}$. Questo fa sì che, ad esempio nel caso di impulsi di forma gaussiana, il 95% della energia rimanga all'interno del tempo di bit.

Con questo criterio si ottiene il limite di dati che è possibile trasmettere nell'unità di tempo con una sorgente ottica di larghezza spettrale σ_λ , per una data lunghezza di fibra L caratterizzata da un parametro di dispersione D , che è dato da:

$$4RL|D|\sigma_\lambda < 1 \quad (2.33)$$

Questo limite è rappresentato in Fig.2.5

2.5 L'RSOA come modulatore colorless

Gli amplificatori ottici a semiconduttore (Semiconductor Optical Amplifiers o SOA) sono dispositivi a semiconduttore utilizzati per l'amplificazione ottica pompata elettricamente.

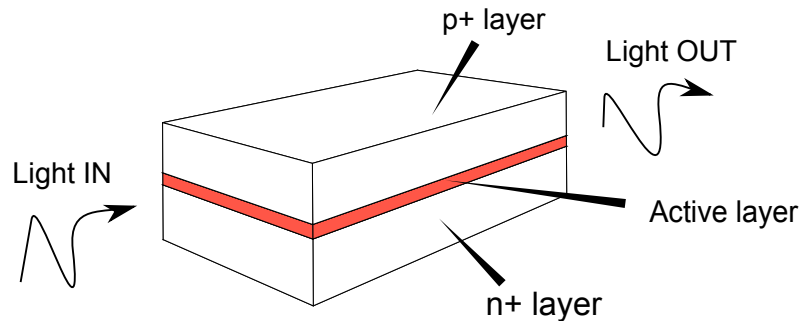


Figura 2.6: *Raffigurazione di un SOA*

Il meccanismo di funzionamento è quello tipico della amplificazione ottica che avviene a causa del fenomeno di emissione stimolata che si instaura quando il numero dei portatori in uno stato energetico 'alto' è sufficientemente elevato da contrastare il numero di fotoni che vengono assorbiti. Un SOA tipicamente è costituito (Fig.2.6) da una zona attiva in cui i portatori sono confinati e dove quindi viene amplificata la luce e da una zona esterna di guida fortemente drogata che mantiene convogliati nella zona attiva sia i portatori che la luce emessa. La luce di ingresso entra attraverso la faccetta di ingresso e attraversa la zona attiva amplificandosi lungo di essa a causa del fenomeno di emissione stimolata. Al fenomeno di emissione stimolata si aggiunge quello di emissione spontanea che introduce rumore ottico. Questo tipo di amplificatori sono detti ad 'onda viaggiante' in quanto il meccanismo di amplificazione è previsto solo nella direzione di propagazione dell'onda, così come nel caso degli amplificatori in fibra ottica.

Uno specifico tipo di SOA chiamato 'Reflective-SOA' (RSOA) sfrutta la pressochè totale riflettività della faccetta di uscita amplificando la luce in ingresso sia in andata che al ritorno. La proprietà di riflettere la luce amplificata indietro dalla stessa porta di ingresso a cui è stata applicata lo rende particolarmente interessante per l'applicazione nelle ONU di una rete WDM-PON.

Un RSOA infatti può amplificare la luce di seeding proveniente dal Central Of-

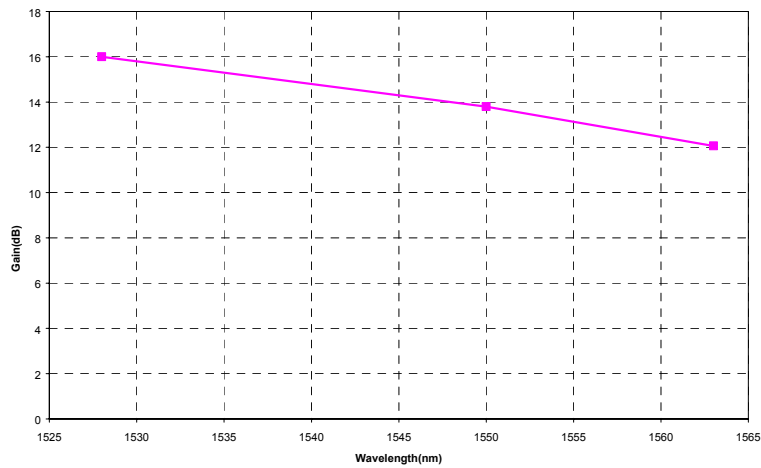


Figura 2.7: *Spettro di guadagno di un RSOA in terza finestra di trasmissione*

fice (CO) e reimmetterla sulla stessa fibra di provenienza senza altri dispositivi di ricircolo. Può essere utilizzato allo stesso tempo da modulatore ottico variando opportunamente la corrente di iniezione con il segnale informativo, sfruttando cioè la variazione del guadagno ottico con la corrente iniettata. La linearità di modulazione è legata al punto di lavoro in cui l'RSOA sta funzionando; vedremo nei successivi capitoli che la modulazione in corrente è più lineare in zona di saturazione piuttosto che in zona di amplificazione lineare.

La prima importante proprietà che rende gli RSOA dispositivi adatti a soluzioni 'colorless' è la loro relativa larga banda di guadagno (Fig.2.7), che ci consente di utilizzarli pressocchè in modo indipendentemente dal colore impostato dal CO e dalle proprietà dell'AWG entro un'ampia finestra ottica. La banda mostrata da un RSOA in modulazione diretta si aggira generalmente intorno ai 2 GHz [20] ed è legata al tempo di vita dei suoi portatori. Questo ci consente di poterlo utilizzare agevolmente per modulare dati a 1.25 e 2.5 Gbps senza avere importanti penalità di interferenza intersimbolica (InterSymbol Interference o ISI).

Oltre a ciò l'RSOA viene utilizzato da soppressore di rumore di intensità adoperandolo in zona di saturazione. Questo fenomeno è legato alla caratteristica di guadagno in zona di saturazione, per cui superata la zona lineare si assiste ad una diminuzione del guadagno stesso. Immaginando che le fluttuazioni di intensità della luce siano piccole rispetto al valore medio in ingresso, il rumore che si sovrappone al segnale vedrà un decremento del guadagno quando esso tende ad eccedere il valore medio e un aumento del guadagno quando esso tende a scendere al di sotto. Ne deriva un complessivo effetto di compressione della componente rumorosa attorno

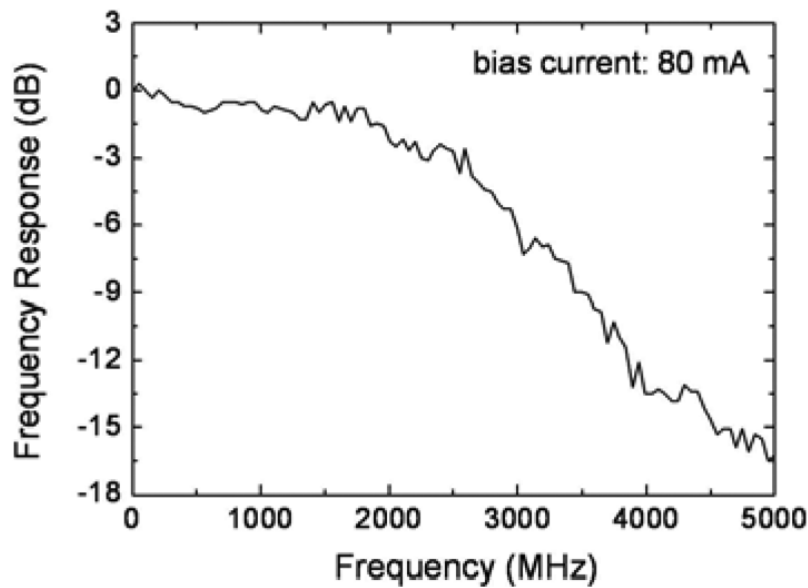


Figura 2.8: Banda di modulazione di un RSOA a 80 mA di bias (ref.[20])

al valore medio e quindi un valore di REN inferiore.

Questo effetto di compressione dell'excess noise può essere molto efficace sino a superare i 10 dB di riduzione di REN in alcuni punti della caratteristica dove le potenze di seeding sono molto alte (>0 dBm per la maggior parte degli RSOA). In effetti potenze di seeding tanto alte sono impraticabili per i motivi già esposti in precedenza, ma nella pratica si hanno vantaggi consistenti per potenze più basse. Basti pensare che in condizioni di SNR limitato dall'excess noise e considerando il RIN costante su tutta la banda elettrica di rivelazione del segnale (cosa ragionevole, come visto in 2.2, per la larghezza ottica degli AWG tipicamente utilizzati), guadagnare 3 dB in reiezione del rumore significa sostanzialmente poter raddoppiare il bitrate di trasmissione mantenendone, a parità di tutti gli altri fattori, la qualità invariata (BER o fattore Q).

Oltretutto l'effetto di compressione del rumore da parte dell'RSOA non è bianco in termini spettrali [21] e mostra una chiara attitudine a sopprimere le componenti di RIN più a bassa frequenza piuttosto che quelle ad alta frequenza. In particolare come si vede in figura 2.9 la banda di reiezione del RIN associata all'RSOA, definita come la frequenza di caduta a -3 dB rispetto al massimo valore riscontrato alle alte frequenze, è proprio la banda su cui viene allocato il segnale informativo che così ne riceve beneficio in termini di SNR. Questa proprietà dell'RSOA, che varia in base al punto della caratteristica in cui viene fatto lavorare, è da addebitare alla risposta del

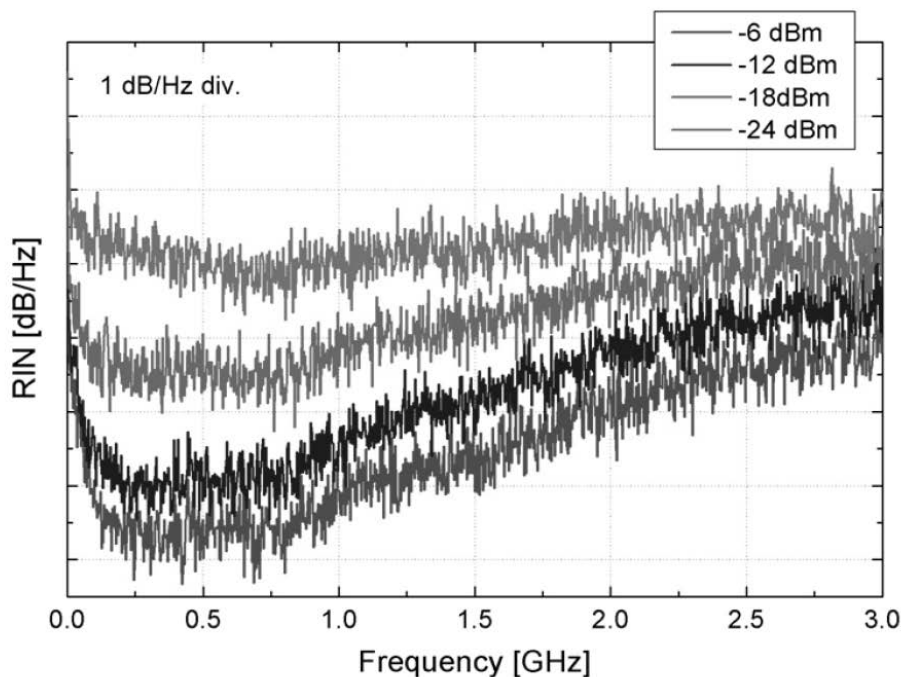


Figura 2.9: *RIN in uscita da un RSOA (ref.[21])*

guadagno alle fluttuazioni di intensità, che è responsabile della reiezione del rumore e ha una banda limitata.

Uno degli svantaggi maggiori associato all'utilizzo di RSOA nei sistemi in fibra ottica è la sensibilità del guadagno alla polarizzazione della luce, fenomeno riferito in letteratura come Polarization Dependent Gain (PDG). Il guadagno di un SOA infatti è significativamente diverso fra le due polarizzazioni ortogonali della luce e dato che lo stato di polarizzazione in fibra cambia durante la propagazione (a meno di effettuare un controllo della stessa polarizzazione) in generale avremo due componenti amplificate in modo differente e ciò genera una distorsione nel segnale informativo. Per ovviare a questo problema esistono in letteratura diverse configurazioni che riescono a ridurre questa variazione di guadagno sino al di sotto di 1 dB [22].

2.6 Effetti indesiderati del ri-filtraggio ottico

L'effetto di soppressione del rumore di intensità da parte dell'RSOA in saturazione è spesso decisivo per raggiungere livelli asintotici di SNR tali che sia possibile garantire una buona qualità trasmissiva e recuperare successivamente l'infor-

mazione attraverso una opportuna codifica di canale (Forward Error Correction o FEC). Questa pulizia del segnale effettuata dalla non linearità dell'RSOA è però soggetta ad una successiva degradazione legata al ri-filtraggio ottico che il segnale modulato in upstream subisce passando dall'AWG.

Questa degradazione è legata ad un allargamento spettrale dato dall'RSOA in saturazione [23], che è ascrivibile a due differenti effetti non lineari presenti: la Self-Phase Modulation (SPM) e il Four-Wave Mixing (FWM) intra-canale [24]. L'allargamento è più accentuato quanto più è stretto lo spettro della slice di ingresso, questo perchè è dominante l'effetto di auto-modulazione di fase che aumenta con l'aumentare del rumore di intensità, a sua volta maggiore quando lo spettro ottico è più piccolo. Il 'red-shift' riscontrabile all'uscita dell'RSOA è imputabile invece al chirp indotto dalla modulazione di fase.

L'allargamento spettrale in uscita dovrebbe apportare un miglioramento in termini di RIN della sorgente se la statistica del processo che descrive la luce in uscita rimanesse identico a quello di ingresso. In realtà le non-linearità fanno interagire fra di loro le componenti spettrali del segnale ottico che in ingresso sono fra loro incorrelate e genera fra di loro una anti-correlazione, ovvero il coefficiente di correlazione definito come

$$\rho = \frac{\text{cov}(A, B)}{\sqrt{\text{Var}(A)\text{Var}(B)}} \quad (2.34)$$

risulta pari a -1. Più intuitivamente, la limitazione delle fluttuazioni di intensità è dovuta, in frequenza, all'opportuno combinarsi in fase e ampiezza di componenti spettrali vicine che quindi devono essere correlate. E' dunque comprensibile il perchè del nuovo incremento di excess noise quando effettuiamo un nuovo filtraggio ottico: il filtro ottico infatti dà dei pesi differenti alle diverse componenti armoniche, reintroducendo un certo grado di decorrelazione fra di esse che quindi non possono più efficacemente combinarsi per elidere il rumore di intensità. Più il filtro ottico si stringe, più la decorrelazione aumenta tendendo a ripristinare il rumore di intensità che si aveva prima dell'RSOA. Questo effetto è stato dimostrato sperimentalmente in [23] e in [25].

In definitiva, nell'ambito dello schema analizzato di WDM-PON gli effetti di compressione del rumore da parte dell'RSOA vengono limitati se non addirittura annullati dal successivo filtraggio ottico da parte dell'AWG, che è tanto più dannoso quanto più risulta stretta la banda del filtro. Sempre in [23] sono stati segnalati vari approcci per mantenere la reiezione di rumore da parte dell'RSOA anche in presenza di un successivo filtro ottico. Ad esempio grande importanza riveste in

questo meccanismo non lineare il fattore di allargamento di riga α . Esso è legato alla SPM del segnale ottico che attraversa l'RSOA ma non è implicato nella soppressione del rumore di intensità. Avere a disposizione quindi RSOA con basso α (Valori tipici di α sono compresi fra 2 e 6) può limitare questo effetto di degradazione. Nel Cap.4 sarà valutato quanto il parametro α impatti nell'introduzione di nuovo rumore di intensità, sia in continua che per effetto del chirp indotto dalla modulazione diretta.

2.7 Rayleigh backscattering

L'utilizzo bidirezionale di una stessa fibra dal CO verso il nodo remoto per inviare la luce di seeding e allo stesso tempo ricevere i segnali modulati dalle ONU in upstream alle stesse lunghezza d'onda, implica una importante limitazione sulla qualità della ricezione dettata dal fenomeno del Rayleigh backscattering. Lo scattering di Rayleigh è una delle principali cause di attenuazione in fibra ottica, come in altri mezzi dove si hanno fluttuazioni microscopiche dell'indice di rifrazione del mezzo di propagazione. Con Rayleigh backscattering (RBS), nell'ambito delle fibre ottiche, si identifica invece quella componente del fenomeno di diffusione rayleighiano che risulta contropropagante rispetto al campo incidente che lo genera. Come si vede in figura 2.2, nello schema analizzato in questo capitolo il backscattering che disturba la fotorivelazione dei segnali upstream è provocato dalla luce di seeding che propaga in direzione downstream nella fibra feeder. Questo disturbo pone un vincolo sul Signal-to-Rayleigh backscattering-Ratio (SRR) in ricezione all'Optical Line Terminal (OLT) che, come vedremo in dettaglio in questo paragrafo, dipende dalla lunghezza della fibra feeder e dal guadagno dell'RSOA all'ONU.

Considerando campi ottici monocromatici si può associare una costante α_S che indica quanta potenza associata al campo di scattering viene reirradiata nello spazio per unità di volume dV e relativamente all'intensità di campo ottico incidente sul volume dV . La α_S varia con la lunghezza d'onda della luce incidente come $\alpha_S = \frac{C}{\lambda^4}$ dove C è una costante che cambia in base al mezzo. In una guida dielettrica quale è la fibra ottica, non tutta la potenza diffusa viene però 'ricatturata' ovvero guidata, ma solo quella porzione che si accoppia con i modi specifici della guida. Dunque in fibra monomodale va tenuta in considerazione solo quella parte di potenza che si accoppia col modo fondamentale nelle sue 2 diverse polarizzazioni e in ambo le direzioni di propagazione permesse dalla fibra. Si definisce allora 'fattore di ricattura' S quel coefficiente, variabile anch'esso in lunghezza d'onda, che indica quanta parte di potenza diffusa viene guidata dalla fibra in direzione contropropagante e cioè

quanta potenza di scattering diventa backscattering all'interno della fibra.

I contributi allo scattering totale dati da ogni sorgente dV si sommano fra di loro in campo apportando un contributo in fase e ampiezza, ma dato che essi sono statisticamente incorrelati già ad una distanza paragonabile alla lunghezza d'onda della luce si può, con buona approssimazione, sommarli direttamente in potenza.

Ne deriva la seguente relazione:

$$P_{BS}(z - dz) - P_{BS}(z) = \alpha_{BS}P_+(z)Sdz - \alpha P_{BS}(z)dz \quad (2.35)$$

dove si tiene in considerazione anche l'attenuazione di potenza in fibra ottica caratterizzata dalla costante α . In forma differenziale la 2.35 diventa

$$\frac{dP_{BS}}{dz} = \alpha P_{BS}(z) - P_+(z)S\alpha_{BS} \quad (2.36)$$

Inoltre $P_+(z)$ è una funzione nota legata alla $P_+(0) = P_{Launch}$ ovvero la potenza di lancio del segnale di seeding ed è data da

$$P_+(z) = P_{Launch}e^{-\alpha z} \quad (2.37)$$

Sostituendo perciò questa espressione in 2.38 si ottiene

$$\frac{dP_{BS}}{dz} = \alpha S P_{BS}(z) - P_{Launch}e^{-\alpha z} \quad (2.38)$$

che integrata tra L e la generica coordinata z ci restituisce la potenza di backscattering lungo la fibra:

$$P_{BS}(z) = \frac{P_{Launch}S\alpha_S}{2\alpha} (e^{-\alpha z} - e^{-\alpha L}) \quad (2.39)$$

e quindi all'OLT avremo una potenza di backscattering pari a

$$P_{BS}(0) = \frac{P_{Launch}S\alpha_S}{2\alpha} (1 - e^{-\alpha L}) \quad (2.40)$$

Una volta calcolato il valore della potenza di disturbo all'OLT si può calcolare il valore dell'SRR, che nel nostro particolare schema dipenderà dal guadagno dell'RSOA all'ONU. A questo fine dobbiamo però ricordare che l'analisi fatta per il backscattering vale per un campo ottico monocromatico, mentre la luce di seeding

esibisce una larghezza spettrale non trascurabile. Tuttavia il fenomeno del backscattering è lineare e dunque le frequenze su cui genera disturbo sono le stesse della luce che lo ha generato, quindi per calcolare l'SRR su un singolo canale è necessario calcolare solo la potenza di RBS che si ha su una porzione di spettro pari alla larghezza di una slice. Inoltre se consideriamo costanti su questa banda ottica tutti i parametri che agiscono sull'SRR si potrà considerare l'SRR complessivo pari a quello relativo ad una sorgente monocromatica situata alla frequenza centrale della slice. Affinchè questa approssimazione sia valida è necessario che risultino costanti su tutta la larghezza della slice l'attenuazione dell'AWG, il guadagno dell'RSOA e infine che il coefficiente di backscattering $S\alpha_S$. Se si considera che le slice considerate sono nella pratica sempre inferiori al nanometro di larghezza di riga, tutte e tre le condizioni sono ben verificate.

Detto ciò consideriamo per semplicità il sistema mostrato in 2.2 dove si ipotizza un tratto di fibra feeder lungo L e attenuazione della fibra di distribuzione trascurabile, un RSOA di guadagno G , le perdite complessive non dovute alla propagazione, sia sulla tratta di andata che su quella di ritorno, pari ad A .

L'SRR all'OLT del segnale in upstream sarà allora pari a

$$SRR = \frac{P_{Sig}}{P_{RBS}} = \frac{P_{Launch}GA e^{-2\alpha L}}{P_{Launch} \frac{S\alpha_S}{2\alpha} (1 - e^{-\alpha L})} = \frac{2\alpha GA}{S\alpha_S} \frac{e^{-2\alpha L}}{1 - e^{-\alpha L}} \quad (2.41)$$

che, nell'ipotesi ragionevole che il guadagno G sia 10 dB superiore alle perdite A dovute principalmente all'insertion loss dell'AWG (generalmente 5+5dB), diventa

$$SRR = 10 \frac{2\alpha}{S\alpha_S} \frac{e^{-2\alpha L}}{1 - e^{-\alpha L}} \quad (2.42)$$

e cioè a 1550 nm e in dB

$$SRR_{dB} = \frac{2\alpha}{S\alpha_S} |_{dB} - 2Loss \approx 42 - 2Loss - 10 \log(1 - e^{-\alpha L}) \quad (2.43)$$

dove con Loss indichiamo le perdite di propagazione lungo la fibra di feeder in dB.

Nell'ipotesi di fibre di feeder lunghe la 2.43 si può semplificare nella semplice formulazione (per $L > 30$ km l'errore è < 1 dB)

$$SRR|_{dB} = 42dB - 2Loss \quad (2.44)$$

Quindi si vede che l'SRR è indipendente dalla potenza di lancio e per 40 km di fibra feeder si ha $SRR \approx 22dB$, valore che in sistemi come quello studiato non rappresenta un limite per il raggiungimento di una buona qualità trasmissiva.

L'analisi svolta tiene comunque in considerazione solo l'effetto di Rayleigh backscattering e la sua limitazione nel rapporto segnale-interferenza ottica nello specifico schema analizzato in questa tesi. In [26] si mostrano altre componenti di rumore, come le retroriflessioni o il backscattering degli altri segnali che si propagano in fibra bidirezionale, che si possono instaurare lungo la PON.

2.8 Considerazioni finali

Si sono analizzati da un punto di vista teorico i principali limiti di uno schema WDM-PON con RSOA con luce iniettata tramite lo spectral slicing di BLS incoerenti posizionate all'OLT. Questa analisi ci dà dei punti fermi nel possibile design di questo tipo di rete. Innanzitutto è necessario raggiungere un compromesso nella larghezza di slice da attribuire al singolo canale. A slice troppo larghe (> 0.6 nm) si associa una limitazione di rate trasmissivo a causa degli effetti dispersivi della fibra mentre a slice troppo strette (< 0.2 nm) si associa un elevato RIN. L'RSOA è un'ottima soluzione per la modulazione diretta dei dati in upstream perchè fornisce allo stesso tempo elevati guadagni e buona compressione del rumore di intensità, se usato in saturazione. Vedremo inoltre nel Cap.4 che non introduce penalità da chirp di modulazione diretta, anche se il parametro di allargamento di riga ad esso associato genera un peggioramento del RIN in seguito ad un successivo filtraggio ottico. L'efficacia della compressione del rumore di intensità da parte dell'RSOA è maggiore in forte saturazione dove il guadagno è molto più basso di quello in zona lineare e ciò, come visto in 2.7, diminuisce l'SRR.

Il Rayleigh backscattering può essere una significativa limitazione quando si vogliono realizzare fibre di feeder molto lunghe (>40 km). Questo lo si può facilmente verificare confrontando i due rapporti segnale-rumore visti in 2.25 e 2.42. Se si ipotizza di avere slice da 0.43nm e modulare a rate 1.25 Gbps filtrando con B_e pari al rate trasmissivo si ottiene un SNR_{ex} pari a circa 16 dB. Nelle ipotesi fatte in 2.7 per avere un SRR paragonabile all' SNR_{ex} abbiamo un margine di attenuazione di fibra feeder di 13 dB a cui corrisponde una fibra di lunghezza pari a circa 52 km.

Inoltre in questo specifico caso i due contributi di rumore sommati restituirebbero un SNR=13 dB, al quale corrisponde, in approssimazione gaussiana del segnale ricevuto e modulazione IM-DD On-Off Keying (OOK), un BER pari a

$$BER \approx \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{SRR}{2}\right) \approx 2.26 * 10^{-5} \quad (2.45)$$

valore accettabile per un successivo utilizzo del FEC.

In definitiva si può concludere che l'RBS produce una limitazione della qualità trasmissiva secondaria a quella apportata dal RIN, a meno di non utilizzare fibra di feeder molto lunghe (> 50 km).

Capitolo 3

Modello numerico

In questo capitolo verrà mostrato nel dettaglio come è stato realizzato il modello simulativo che della topologia WDM-PON presentato nel capitolo precedente. Il modello è stato realizzato avvalendosi anche di OptSim, un software commerciale di simulazione di sistemi ottici prodotto dalla RSOFTE. La versatilità di OptSim richiede da parte dell'utente una accurata definizione delle modalità simulative e dei parametri fisici da utilizzare per emulare correttamente gli specifici fenomeni che influenzano il sistema che si vuole caratterizzare. Verranno quindi in questa sede illustrate le scelte effettuate e le si motiveranno basandosi su quanto visto nel precedente capitolo.

3.1 Optsim

OptSim è programma di simulazione di sistemi di comunicazione ottica con un approccio basato sull'interconnessione mediante interfaccia grafica di blocchi a 'scatola chiusa' utilizzabili mediante porte ingresso e di uscita. In questo lavoro di tesi è stata impiegata la modalità di simulazione di tipo block, alternativa a quella 'sample', che opera su un blocco temporale definito dai generatori di segnale. Ciascun dispositivo applica la propria trasformazione sull'intero blocco, generalmente costituito da un segnale digitale che veicola una stringa di bit, prima di passare i dati al dispositivo successivo. Operare su blocchi temporali piuttosto che su campioni consente di applicare trasformazioni sia nel dominio del tempo che nel dominio della frequenza per ogni elemento che compone lo schema, rendendo più efficienti gli algoritmi basati sulla trasformata veloce di Fourier (FFT). Le simulazioni di tipo 'block' sono quindi generalmente più veloci ma hanno un limite importante nella dimensione del blocco, che dipende in modo congiunto dalla lunghezza della finestra temporale che si vuole analizzare e dal numero di campioni che la compongono. Questa modalità di operazione è quindi più orientata alla trasmissione di dati e alla valutazione delle prestazioni trasmissive, ad esempio tramite il BER o il fattore Q osservato al ricevitore e per questo è stata individuata come la più adatta a questo lavoro.

3.2 Rappresentazione dei segnali

OptSim rappresenta i segnali tempo-continui attraverso un blocco di campioni prelevati all'interno di una finestra temporale e ad una frequenza di campionamento fissate indirettamente attraverso i parametri presenti nei generatori di segnale. Nella modalità 'block' sono definiti il numero di bit che compongono il blocco simulato, la frequenza di cifra a cui vengono trasmessi e il numero di campioni assegnati alla forma d'onda che rappresenta ogni singolo bit. In base a questi valori sono definiti anche i parametri fondamentali della simulazione quali sono la banda di simulazione e la sua risoluzione in frequenza. Con un blocco di N bit, trasmessi a frequenza di cifra pari a R/s e con M campioni per bit si ottiene infatti una banda bilatera di simulazione pari a $M \cdot R$ Hz con una risoluzione in frequenza data da $R/NHz/sample$. Le dimensioni del blocco vanno dunque regolate in base alle precise esigenze di ciascuna simulazione e spesso è necessario variarne la dimensione anche all'interno dello stesso schema per migliorare l'accuratezza della rappresentazione numerica piuttosto che ridurre il carico computazionale. OptSim pone dei vincoli nella rappresentazione

del campo ottico che ricalcano le modalità matematiche utilizzate per rappresentare onde vettoriali lentamente fluttuanti nello spazio (relativamente alla loro lunghezza d'onda) e nel tempo (relativamente alla frequenza centrale di oscillazione). In generale infatti un campo ottico ad una sezione z di una guida può essere rappresentato come:

$$\mathbf{E}(t) = E(t)f(x, y)\hat{e} \quad (3.1)$$

\hat{e} è la componente di polarizzazione del campo, x e y sono le coordinate trasverse alla direzione di propagazione e $E(t)$ è l'involuppo complesso del campo ottico, ovvero la sua rappresentazione equivalente passabasso quando si conosca la frequenza centrale di oscillazione. Affinchè la rappresentazione tramite involuppo complesso sia efficace è necessario che il campo risulti un segnale a banda stretta, ovvero il rapporto fra la frequenza centrale e la banda sia molto maggiore di 1. Ciò è sempre verificato nei sistemi ottici, dove la portante oscilla a frequenze di diversi THz.

La funzione $f(x, y)$ non viene rappresentata nella modalità 'block-mode' base, ma viene tenuta in considerazione solo la componente che varia nel dominio del tempo. Ciò equivale a tenere in conto un singolo modo di propagazione e considerare solo la variazione del campo in un generico punto della sezione trasversa. La polarizzazione, ovvero l'informazione vettoriale associata al campo, viene tenuta in conto (se richiesto) tenendo in memoria i due segnali associati alle due polarizzazioni ortogonali \hat{x} e \hat{y} che componendosi possono rappresentare un qualunque vettore di polarizzazione \hat{e} trasverso rispetto alla direzione di propagazione.

In definitiva quindi OptSim tiene in memoria un blocco di campioni relativo ai segnali complessi:

$$\mathbf{E}_x(t) = E_x(t)\hat{x} \quad (3.2)$$

$$\mathbf{E}_y(t) = E_y(t)\hat{y} \quad (3.3)$$

Il rumore ottico può essere rappresentato in due modi differenti: nel dominio della frequenza o nella modalità stocastica. Nella prima modalità vale l'ipotesi che il rumore ottico sia bianco su tutta la banda ottica simulata e si tiene in memoria solo la banda di rumore, il numero di campioni all'interno della banda e il loro livello spettrale. Il numero di campioni e la banda stabiliscono la risoluzione in frequenza del rumore ottico, che è importante se si effettuano dei filtri ottici stretti. Il livello spettrale determina invece la potenza di rumore complessiva. Se mantenuto

in questa forma il rumore ottico attraversa lo schema subendo solo trasformazioni nel dominio della frequenza per poi essere convertito in un valore di varianza al fotorecettore. Questa modalità è molto efficiente dal punto di vista computazionale in quanto si tengono in memoria solo una quantità relativamente limitata di campioni in frequenza e ciò è sufficiente per bene approssimare la maggior parte degli effetti dovuti al rumore ASE. Tuttavia non è possibile rappresentare effetti non lineari dove è necessario agire sul rumore nel dominio del tempo piuttosto che su quello della frequenza. Inoltre convertendo il rumore ottico in una varianza elettrica al fotorecettore si dà per scontato che la sua statistica sia gaussiana, cosa che risulta vera in prima approssimazione sino a quando le bande ottiche di riferimento sono molto maggiori di quelle elettriche utilizzate in ricezione [19]. E' necessario invece per simulare gli effetti su cui si è posta l'attenzione in questo lavoro di tesi includere il rumore ottico come componente stocastica sovrapposta al segnale in modo che possa essere processato da ciascun elemento dello schema allo stesso modo. OptSim quindi, in questa seconda modalità, genera una realizzazione del rumore e lo somma al segnale in modo che essi siano processati in maniera congiunta. Non è quindi più possibile distinguere cosa sia rumore e cosa sia segnale, ma una qualunque statistica di rumore può essere correttamente rappresentata al ricevitore sfruttando le proprietà di ergodicità del processo ottico così generato. Il passaggio da semplice componente in frequenza a componente stocastica nel dominio del tempo viene effettuato sommando ad ogni campione in frequenza del rumore una variabile gaussiana a varianza proporzionale al livello spettrale fissato. Questo nuovo spettro ottenuto viene quindi antitrasformato nel dominio del tempo per ottenere la figura stocastica da sommare al segnale.

Si noti che la potenza di rumore fissata come livello spettrale viene ugualmente ripartita sulle due polarizzazioni x e y , ammesso che si siano utilizzate in partenza sorgenti depolarizzate. In caso contrario viene riversata metà della potenza di rumore su di una singola polarizzazione.

3.3 Calcolo del Q e del BER

I rumori di origine ottica così come quelli di origine elettrica vengono trattati al fotorecettore come varianza sul segnale elettrico ricevuto. In particolare, il fotorecettore filtra la fotocorrente rivelata producendo un segnale di tensione che campionato nel punto più opportuno dell'intervallo di bit produce un valore proporzionale al fotoconteggio nel tempo di bit. Questo fotoconteggio è quindi rumoroso e pre-

senta una varianza a cui contribuiscono i diversi rumori coinvolti in un sistema di comunicazione ottica. OptSim tiene in considerazione queste componenti in due diversi modi: la modalità ‘Quasi-Analitica’ (QA) e quella ‘Monte-Carlo’ (MC). Nella modalità QA i rumori visti in ricezione non sono altro che varianze che vengono sommate fra loro a formare la varianza complessiva, indipendentemente dall’origine del rumore, sia esso ottico, legato alla fotorivelazione come nel caso del rumore ‘shot’, oppure di origine elettrica. Ogni rumore viene convertito in varianza e i diversi contributi sono integrati nella banda di ricezione. Tutti i rumori sono supposti bianchi in banda elettrica e con distribuzione gaussiana di cui è nota la varianza.

Il calcolo del bit error rate può così avvenire in forma analitica: viene in prima istanza calcolato il fattore Q , avendo a disposizione al ricevitore i valori medi del segnale e le deviazioni standard del rumore complessivo dal fattore Q e secondo l’approssimazione gaussiana di statistica del segnale ricevuto, il BER è calcolato secondo la definizione presentata nel paragrafo 2.27.

Le ipotesi del metodo QA sono per lo più adeguate, tuttavia qualora sia necessario caratterizzare il rumore da un punto di vista spettrale per valutare ad esempio effetti non lineari che agiscono su di esso questa soluzione non è adeguata. Inoltre la rappresentazione stocastica del rumore ottico lo rende indistinguibile dal segnale, portando ad un errato calcolo della media di segnale.

Per ovviare a questi problemi si può utilizzare la modalità ‘Monte-Carlo’ (MC) di calcolo del Q e del BER. La modalità Monte-Carlo si fonda su di un calcolo a posteriori della varianza di rumore, cioè essa viene stimata direttamente sul segnale ricevuto. Le componenti di rumore vengono infatti in una prima fase sommate al segnale in una loro specifica realizzazione temporale. Successivamente vengono formati dei diagrammi ad occhio da cui si ottengono gli istogrammi della distribuzione statistica del segnale ricevuto attraverso i valori di media e varianza relativi ai bit 1 e 0. Il calcolo del Q e del BER vengono poi effettuati in modo analitico così come avviene per la rappresentazione QA. Tuttavia in questo caso il fattore Q viene correttamente calcolato, a meno di un’incertezza che dipende dal numero di bit utilizzati nella costruzione del diagramma ad occhio.

L’unico modo di stimare correttamente il BER (a meno di incertezze statistiche) per ogni statistica del segnale ricevuto è il metodo del conteggio ‘Monte-Carlo’ degli errori (diverso dalla rappresentazione MC del rumore sopra descritta), ovvero la stima del BER effettuata trasmettendo sequenze di bit e verificando uno per uno se essi vengono correttamente ricevuti tramite confronto con la sequenza trasmessa. Questo è il tipico approccio di stima del BER nell’ambito delle misure sperimentali,

ma in un simulatore di sistema questo conteggio richiederebbe tempi computazionali inaccettabili per ottenere stime con confidenze ragionevoli anche per valori di BER attorno al 10^{-9} .

Entrambi i metodi di stima del fattore Q tengono in considerazione l'eventuale interferenza intersimbolica sui bit trasmessi a causa delle distorsioni lineari che possono incorrere all'interno del sistema sul segnale informativo. Nel caso QA l'ISI viene naturalmente tenuto in considerazione con il calcolo della media del segnale ricevuto. Ogni forma d'onda viene infatti campionata ad un opportuno istante all'interno del tempo di bit e il valore ottenuto viene mediato su tutta la sequenza di bit ricevuta.

Viceversa il metodo MC non può eseguire questo tipo di media in quanto ha bisogno di costruire un diagramma ad occhio preliminare per stimare il segnale ed il rumore. L'ISI può essere però tenuto in considerazione costruendo diversi diagrammi ad occhio relativi a sottosequenze della sequenza principale trasmessa, ciascuno contenente stessi pattern di bit trasmessi. In questo modo vengono calcolati gli effetti dell'ISI separando le statistiche relative a pattern differenti ed effettuando poi una media ponderata sull'insieme delle sottosequenze generate. La lunghezza della sottosequenza viene fissata dall'utente che può così includere nell'occhio gli effetti di n bit precedenti il bit su cui viene costruito l'occhio in base a quanto ci si aspetta che l'ISI possa influire sul segnale ricevuto. In generale costruire sottosequenze più lunghe porta a risultati più accurati ma solo se la statistica di sottosequenze è sufficientemente numerosa. A parità di bit trasmessi infatti aumentare il numero di bit delle sottosequenza riduce il numero di occorrenze di ciascuna sottosequenza all'interno della sequenza 'madre' e ciò riduce l'affidabilità del diagramma ad occhio generato. Il modo migliore per valutare quale sia il valore corretto del numero di bit da impostare per ciascuna sottosequenza relativamente ad un dato sistema simulato e il conseguente opportuno numero di bit trasmessi, è valutare la convergenza del fattore Q. Fissato infatti un dato numero di bit per sottosequenza, aumentando il numero di bit trasmessi, l'intervallo di confidenza del Q calcolato deve risultare sempre più piccolo in termini relativi al valore atteso.

In conclusione si può sostenere che il metodo QA è preferibile nella maggior parte dei casi all'MC perchè generalmente più rapido e più accurato nei valori di BER e Q quando i rumori in ricezione risultano con buona approssimazione bianchi in banda elettrica. In certi casi specifici è però inutilizzabile e come vedremo nel successivo paragrafo, proprio nel caso del sistema simulato in questo lavoro di tesi sarà necessario utilizzare il metodo MC.

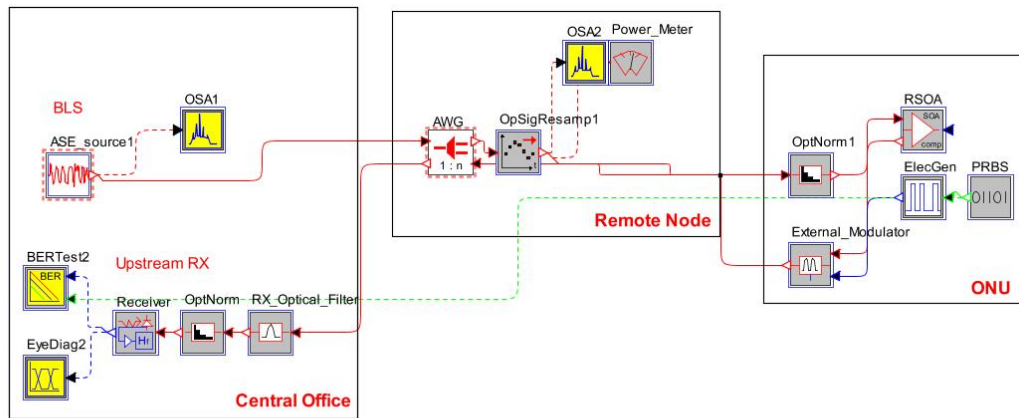


Figura 3.1: Schema impiegato per la valutazione dello ‘spectral-slicing’ della sorgente ASE BLS con utilizzo di Optical Resampler

3.4 Setup simulativo

In questo paragrafo saranno illustrate le scelte dei parametri principali per i setup simulativi per le diverse caratterizzazioni effettuate e le motivazioni che hanno portato a queste scelte.

Considerando una frequenza di cifra pari a 1.25 o 2.5 Gbit/s, il numero dei punti di sovracampionamento per potere visualizzare una banda ottica pari almeno a quella della BLS. Quindi per una BLS di 20 nm sono necessari almeno 2^{11} punti di sovracampionamento per ciascuna forma d’onda, per ottenere una banda simulata di $R * 2^{11} = 0.01 * 2048 = 20,48 \text{ nm}$. Tuttavia questa banda può essere ridotta notevolmente incrementando l’efficienza computazionale senza alterare i risultati simulativi che siamo interessati a ricavare. Infatti questa larga banda ottica è necessaria solo sino al punto in cui l’AWG filtra la BLS selezionandone una piccola porzione di spettro. Da quel punto in poi si può ricampionare il segnale in modo che la banda sia sufficiente a racchiudere semplicemente la slice ricavata dall’AWG. Essendo interessati a valutare sezioni di larghezza spettrale massima pari a 1 nm, si può reimpostare la banda ottica a circa 2 nm dopo il primo filtraggio ottico, cosa che equivale a portare il numero di punti di sovracampionamento a 8 e ad un risparmio di un fattore $2^4 = 16$ nel numero di campioni da processare.

Inoltre per una corretta valutazione delle prestazioni di un sistema basato sullo ‘spectral-slicing’ di sorgenti incoerenti è necessario assicurarsi che sia correttamente modellato il rumore di intensità in eccesso che abbiamo trattato nel Capitolo 2.

OptSim tiene in considerazione il RIN includendolo in termini di livello spettrale additivo su sorgenti ottiche di tipo coerente. Questo rumore non viene aggiunto ‘otticamente’ ma viene tenuto in considerazione solo nella sua forma elettrica in ricezione, dove viene tenuto in considerazione in termini di varianza nel caso QA o sommato come realizzazione stocastica gaussiana nel caso MC. Nel nostro caso però non ci interessa modellare il RIN di una sorgente coerente, su cui per altro non è possibile agire nel dominio del tempo. Ci interessa piuttosto rappresentare il RIN di una sorgente incoerente che mostri le sue fluttuazioni statistiche nel dominio del tempo dato che nel nostro sistema essa non funge da componente di rumore, bensì è il vero e proprio segnale su cui viene modulata l’informazione. Oltre a ciò siamo interessati a rivelare gli effetti che le varie componenti del sistema hanno su questa sorgente, come ad esempio l’effetto di filtraggio dell’AWG o gli effetti non-lineari dell’RSOA in saturazione e ciò non può essere tenuto in considerazione attraverso una semplice rappresentazione del rumore in termini di varianza. L’unica soluzione applicabile è quindi la creazione di realizzazioni temporali di una sorgente di rumore ASE nel dominio ottico, in modo da potere processare i campioni di questo rumore come se si trattasse di un segnale, tenendo in considerazione tutti gli effetti ottici all’interno del sistema (lineari e non-lineari). La varianza di questa sorgente di rumore insieme agli altri contributi di rumore devono quindi essere valutate al ricevitore con il metodo MC e con conseguente calcolo del fattore Q. E’ importante ricordare che con il metodo MC il segnale e il rumore sono entità indistinguibili in quanto le realizzazioni di rumore vengono unite al segnale. E’ il ricevitore stesso che esegue una misura per ricostruire i valori di media e varianza per il calcolo del Q.

Tuttavia per il calcolo del Q il metodo MC richiede un elevato numero di bit per ottenere la medesima accuratezza di un equivalente calcolo QA. La scelta del numero di bit da inserire nella sequenza trasmessa è legata principalmente a questo fattore e al fatto che, come visto in 3.3, è necessario generare un opportuno numero di sottosequenza per stimare correttamente gli effetti dell’ISI. Dato che risoluzione spettrale è data dal rapporto fra la frequenza di cifra e il numero di bit della sequenza simulata, si può verificare che ad un rate pari a $R = 1.25 \text{ Gbps}$ la specifica di una buona accuratezza spettrale è molto meno stringente rispetto a quella di avere un numero di bit sufficienti per una buona confidenza nel calcolo del Q.

La propagazione in fibra viene simulata tramite il classico algoritmo ‘split-step’ che suddivide la fibra in passi dz dove alternativamente viene simulata la parte lineare e quella non lineare dell’equazione di propagazione, rispettivamente nel dominio della frequenza e in quello del tempo. Tuttavia per le reti di accesso i livelli di

potenza ottica e le distanze impiegate consentono di trascurare l'effetto delle non-linearità di propagazione. Infatti nelle WDM-PON i livelli spettrali bassi che si propagano in fibra e la ridotta lunghezza delle fibre utilizzate autorizzano a pensare che le non-linearità impattino in modo del tutto secondario rispetto ai già citati fenomeni degradativi. Ciò porta a due diverse semplificazioni: riduzione della banda della BLS e semplificazione dell'algoritmo 'split-step'. Infine la simulazione viene effettuata per un singolo canale allora simulare la propagazione di un intero segnale a 20 nm risulta ridondante, in quanto gli effetti propagativi lineari si manifestano sulle stesse frequenze che li hanno generati, quindi se successivamente si esegue un filtraggio ottico al di sotto di 1 nm (AWG), gli effetti in uscita al filtro saranno identici a quelli che avremmo propagando una sorgente molto più stretta. L'unica specifica è infatti quella di garantire che lo spettro in arrivo all'AWG sia sufficientemente più largo della banda dello stesso AWG. La scelta effettuata è stata quindi quella di propagare solo 5 nm, incorrendo in un notevole risparmio di campioni da far processare all'algoritmo 'split-step'.

La seconda semplificazione riguarda lo stesso algoritmo 'split-step'. Come si può vedere in [27], lo 'split-step' offre una accuratezza crescente al diminuire del passo dz . Tuttavia se si escludono le non-linearità legate all'effetto 'Kerr', l'algoritmo di propagazione si riduce ad una semplice moltiplicazione del segnale ottico nel dominio delle frequenze per un fattore propagativo $e^{-j\beta(\omega)L}$ (vedi 2.4), dove con L si è indicata la lunghezza di propagazione.

In ricezione si è utilizzato un blocco di fotorivelazione unico in cui sono condensati un modello di fotodiodo, un preamplificatore e un filtro. Si sono regolati i parametri di rumore del fotoricevitore in modo che la sua sensitivity risulti, in condizioni ideali, pari a -28 dBm. Come detto il modello di rumore utilizzato è l'MC dove lo shot-noise e i rumori di origine elettrica vengono aggiunti come realizzazione stocastiche, supponendo che ciascun processo componente di rumore risulti gaussiano. Anche il rumore di emissione spontanea è stato inserito in modo da valutare il rumore ASE che si aggiunge alla sorgente, come l'ASE relativo all'RSOA. Il RIN, come detto, viene già aggiunto 'otticamente' attraverso la creazione di una sorgente ASE di cui parleremo nel dettaglio nel prossimo paragrafo.

3.5 Modelli dei dispositivi ottici

La corretta modellizzazione della sorgente incoerente a larga banda è cruciale nella corretta stima delle prestazioni nel sistema analizzato. Come detto in precedenza



Figura 3.2: Schema impiegato per l'emulazione di sorgente ASE

è necessario utilizzare una rappresentazione stocastica del rumore ottico unitamente al metodo MC.

Si è allora creato un blocco 'custom' all'interno del quale si è posto un laser in continua (Continuous Wave Laser o CW Laser) seguito da un blocco detto 'Noise Adder' che lega al segnale al suo ingresso un rumore ASE di cui si può definire la banda e il livello spettrale (Fig.3.2). Infine si è posto un blocco 'Optical Power Normalizer' che serve a rinormalizzare la potenza media in uscita al valore desiderato. L'idea è quella di aggiungere un rumore che sovrasti la sorgente coerente, la quale in uscita non sarà più distinguibile e ha la sola funzione di supporto alla generazione della sorgente ASE a larga banda.

L'ASE può essere aggiunto fissando il livello spettrale assoluto o direttamente il rapporto segnale-rumore ottico in uscita dal blocco. In ogni caso il rumore viene generato spettralmente fissando la sua lunghezza d'onda centrale, la banda ottica e la risoluzione spettrale. Merita una nota la risoluzione spettrale che può essere impostata anche più larga dei filtri ottici (risoluzioni di 1 nm sono più che sufficienti) posti successivamente nello schema, in quanto il rumore che vogliamo rappresentare è bianco su una banda molto più larga. I campioni in frequenza dell'ASE vengono convertiti successivamente in una rappresentazione stocastica nel dominio del tempo sommando agli stessi campioni una variabile aleatoria gaussiana e antitrasformando la sequenza. Si noti che questo spettro si riferisce alla combinazione delle due polarizzazioni, infatti la sorgente ASE è stata impostata per essere del tutto depolarizzata al fine di avere un valore di RIN più basso (vedi 2.2). L'aggiunta del rumore ottico

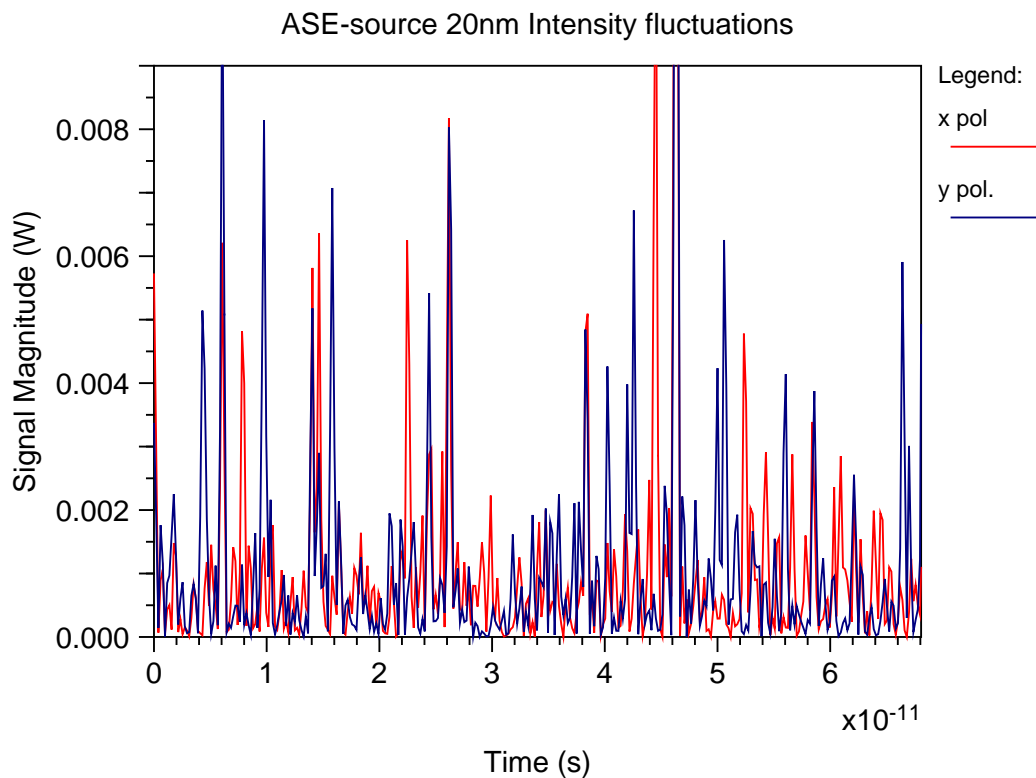


Figura 3.3: *Fluttuazioni di intensità sulle due polarizzazioni della sorgente ASE*

sulle due polarizzazioni ortogonali si è ottenuta forzando la sorgente CW a mostrare una fittizia polarizzazione y che di base risulta nulla, a causa della caratteristica delle sorgenti laser di presentarsi generalmente polarizzate. La figura 3.3 mostra nel dominio del tempo l'effetto di depolarizzazione ottenuto.

OptSim contiene all'interno della sua vasta libreria di dispositivi ottici anche un modello di SOA dotato di due ingressi, uno ottico e uno elettrico e una singola uscita ottica. Il SOA può essere facilmente commutato in RSOA variando la riflettività della sua faccetta posteriore. Il modello tiene in considerazione tutti i principali fenomeni fisici all'interno di un RSOA, come il meccanismo dell'amplificazione ottica, la variabilità temporale del guadagno in regime di saturazione, la Self Phase Modulation (SPM) introdotta dall'accoppiamento intensità di ingresso-indice di rifrazione della regione attiva e infine la generazione di rumore ASE. OptSim modella l'RSOA come un dispositivo concentrato e quindi non sono simulati effetti distribuiti lungo la cavità, come per esempio la variazione della densità di portatori. La densità di portatori utilizzata nel modello di RSOA va quindi interpretata come il valore medio di densità attraverso la lunghezza del dispositivo. Il modello generale per un SOA prevede infatti la risoluzione di un sistema di tre equazioni differenziali

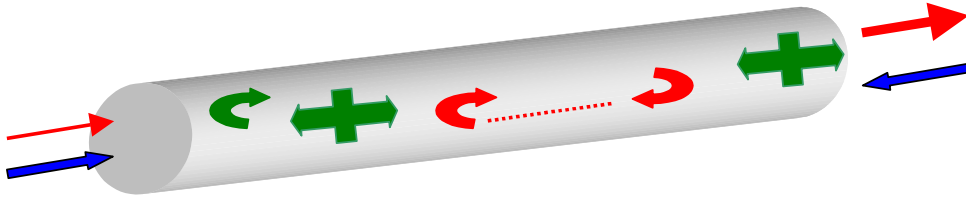


Figura 3.4: Schema di interazione segnale-Rayleigh backscattering in propagazione bidirezionale

relative alla potenza del segnale, la potenza di ASE e al tasso di portatori all'interno di ogni singola sezione della cavità, effettuando una integrazione sulla lunghezza del dispositivo. In letteratura è stato mostrato che questo approccio fornisce risultati attendibili [28]. Queste equazioni vengono risolte attraverso il metodo numerico di Runge-Kutta del quarto o del quinto ordine. Dalla risoluzione numerica di queste equazioni si possono ricavare i valori di potenza e di fase del campo in uscita oltre che la potenza di ASE aggiunta. In particolare i valori della fase in uscita sono dettati dall'equazione:

$$\phi_{out} = \phi_{in} - \frac{1}{2}\Gamma\alpha gL \quad (3.4)$$

dove il parametro α è il cosiddetto fattore di allargamento di riga ('linewidth enhancement') già analizzato nel paragrafo 2.6 in cui abbiamo visto come esso caratterizzi la SPM. OptSim fornisce inoltre una serie di modelli per il guadagno che ne descrivono la variazione in lunghezza d'onda e numero di portatori, lasciando all'utente la scelta del modello più indicato. Nel caso delle simulazioni effettuate le variazioni di guadagno in lunghezza d'onda sono state trascurate in quanto si sono simulate solo trasmissioni su singolo canale e si è perciò fissato il guadagno costante su tutta la banda di simulazione.

Al fine di analizzare gli effetti del Rayleigh Backscattering è necessario avere a disposizione un modello di fibra bidirezionale, ovvero che consenta la propagazione dei segnali ottici in ambo le direzioni e tenga in considerazione gli effetti di ciascun segnale nella direzione opposta.

Il blocco 'Bidirectional Non-Linear Fiber' implementa un tipo di fibra che unisce agli effetti lineari e non lineari di una semplice fibra unidirezionale anche la possibilità di far propagare un segnale in direzione opposta al principale e di tenere in considerazione gli effetti che un segnale ha sul segnale contropropagante, fra cui il Rayleigh Backscattering (RBS). Il blocco è composto da due coppie di ingressi e una

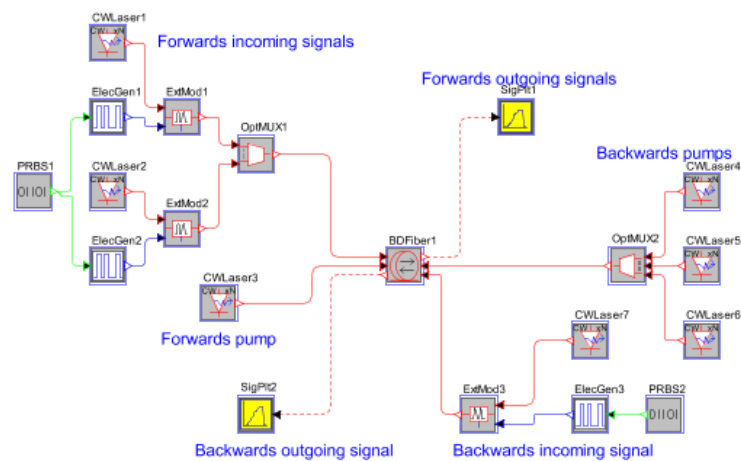


Figura 3.5: Schema utilizza per la valutazione della interazione segnale-Rayleigh backscattering con fibra bidirezionale

coppia di uscite. Gli ingressi posti superiormente sono dedicati ai segnali coerenti ovvero segnali informativi di cui deve essere simulata per intero la propagazione. La coppia di ingressi centrali è invece riservata agli ingressi di potenza. Si tratta cioè dei cosiddetti segnali di ‘pompa’ per la simulazione degli effetti non-lineari in una fibra bidirezionale (Raman, Brillouin etc.). Infine le due uscite contengono il relativo segnale ottico dopo l’insieme degli effetti propagativi della fibra in ambo le direzioni. Sebbene l’RBS sia un effetto lineare in cui non vi è interazione reciproca fra i segnali contropropaganti, per simulare questo effetto su OptSim è necessario utilizzare il modello di fibra bidirezionale in modalità ‘Raman’, lasciando però gli ingressi di pompa con un segnale nullo. I segnali propaganti nelle due direzioni opposte vengono inseriti invece sugli ingressi per i segnali coerenti. Di ciascun segnale coerente il blocco di fibra bidirezionale considera la sua distribuzione di potenza e la utilizza come ingresso per valutare la distribuzione di potenza di backscattering lungo la fibra. Vengono infine trascurati gli effetti di doppio-backscattering, ovvero il backscattering non genera nuovo backscattering nella direzione di propagazione del segnale che lo ha generato. Questo effetto può ragionevolmente essere trascurato nella maggior parte delle applicazioni in quanto molto debole.

Capitolo 4

Risultati simulativi

In questo capitolo verranno presentati i risultati simulativi ottenuti con lo schema Wavelength Division Multiplexing -Passive Optical Network (WDM-PON) presentato nel Cap.2 tramite il modello visto nel Cap.3 e si effettuerà un confronto con i risultati predetti dalla teoria ed esposti nel Cap.2. In particolare nel paragrafo 4.1 viene presentata una caratterizzazione simulativa di un modello di Reflective Semiconductor Optical Amplifier (RSOA) con parametri fisici standard, che verrà poi utilizzato come amplificatore/modulatore per tutte le simulazioni successive con corrente di polarizzazione fissata a 100 mA. Nel paragrafo 2.2 si mostrano le misure di Relative Intensity Noise (RIN) medio (o Relative Excess Noise (REN) normalizzato) di sorgenti derivate da Amplified Spontaneous Emission (ASE) filtrato, si valutano le capacità di soppressione del rumore da parte dell'RSOA e si misura l'aumento del RIN in seguito ad un successivo filtraggio ottico. Nel paragrafo 4.5 si valutano le penalità introdotte dal filtraggio ottico, sia a causa del effetto di compressione dell'RSOA, sia a causa del fattore α . Nel paragrafo 4.6 si esamina invece l'effetto della propagazione in fibra ottica su sorgenti a larga banda. Infine nei paragrafi 4.7 e 4.8 si valutano le prestazioni con corrente di polarizzazione dell'RSOA di 70 mA e con rate a 2.5 Gbit/s.

| Nome Parametro | Unità di misura | |
|--|-----------------|-----------------|
| Riflettività | 1 | |
| Lunghezza | 5.00E-04 | m |
| Larghezza | 3.00E-06 | m |
| Spessore | 8.00E-08 | m |
| Efficienza di iniezione di corrente | 1 | |
| Perdita di ingresso | 0 | dB |
| Perdita di uscita | 0 | dB |
| Fattore di confinamento | 0.15 | |
| Fattore di allargamento di riga (α) | 5 | |
| PDG | 0 | dB |
| Coefficiente di perdita interna | 4.00E+03 | m ⁻¹ |

Figura 4.1: *Parametri fisici dell'RSOA utilizzato*

4.1 Caratterizzazione dell'RSOA

E' stato definito un componente RSOA con parametri fisici standard desunti in parte dalla letteratura e in parte dai dati forniti da alcuni produttori (tabella in figura 4.1). Alcuni parametri, come la Polarization Dependent Gain (PDG), sono stati mantenuti ideali perchè ritenuti non significativi per lo studio effettuato. L'RSOA è stato analizzato sia in regime continuo, per ottenerne il guadagno e la figura di rumore, sia applicando una modulazione della corrente per valutarne le sue caratteristiche come modulatore, tra cui il rapporto di estinzione corrispondente ad una certa profondità di modulazione.

Lo schema utilizzato per la valutazione di queste caratteristiche è presentato in Fig.4.2. Si è utilizzato un laser a potenza fissa indicato nello schema con 'CW-Laser' e un successivo blocco di normalizzazione di potenza ('OptNorm') per valutare diverse condizioni di potenza in ingresso. L'RSOA è seguito da un blocco di analizzatori composto da un 'power meter' e un 'gain/NF analyzer' che misurano rispettivamente la potenza in uscita e il guadagno, oltre che da un analizzatore di diagramma ad occhio per la misura del rapporto di estinzione. Si è modulato l'RSOA usando una sequenza pseudo-casuale ('PRBS') e un generatore di segnali elettrici ('Electrical Generator'). L'RSOA è stato inizialmente operato con corrente costante e si sono valutate le diverse curve di guadagno per diversi valori di corrente. La figura 4.3 mostra le diverse curve di guadagno ottenute. In base alla figura 4.3 si vede che il guadagno dell'RSOA in zona lineare aumenta come atteso all'aumentare della corrente di polarizzazione passando da 26 dB a circa 37 dB quando passiamo

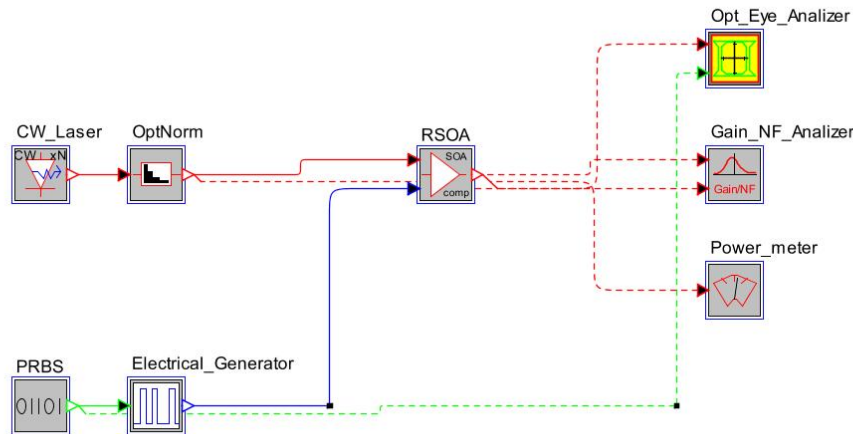


Figura 4.2: Schema utilizzato per la caratterizzazione dell'RSOA

da 70 a 100 mA. La zona di linearità e quella di saturazione dell'RSOA arretrano in termini di potenza di iniezione (ovvero potenza di ingresso) quanto più aumentiamo la corrente di polarizzazione. Far funzionare l'RSOA ad alte correnti riduce quindi il valore di potenza di iniezione richiesto per un dato livello di saturazione. Ad esempio a 100 mA di corrente la potenza per cui il guadagno si comprime di 10 dB è pari a circa -15 dBm mentre con 70 mA è pari a circa -7 dBm. Inoltre a pari compressione di guadagno si ha un guadagno maggiore per correnti di polarizzazione più alte.

Ad esempio con l'RSOA analizzato a 100 mA di polarizzazione si ottiene una compressione del guadagno di circa 14 dB già a -10 dBm di potenza di iniezione mantenendo comunque un valore di guadagno intorno ai 21 dB.

Il grafico 4.4 ci mostra le curve di figura di rumore al variare della potenza di iniezione e della corrente di polarizzazione. Con correnti di polarizzazione maggiori e a parità guadagno anche la figura di rumore migliora mentre a pari corrente di polarizzazione si nota che la figura di rumore inizia a salire quando si entra in zona di saturazione. Tuttavia con corrente di polarizzazione di 100 mA si nota che la figura di rumore appare accettabile (<10 dB) sino a valori molto alti di compressione del guadagno.

Lo schema in figura 4.2 è stato utilizzato anche per la misura dei rapporti di estinzione al variare dell'ampiezza di corrente di modulazione applicata e della potenza di iniezione. La corrente di polarizzazione è stata invece fissata a 100 mA. I valori ottenuti sono riportati in figura 4.5. Si nota che più è bassa la potenza di iniezione meno corrente è necessaria per raggiungere determinati rapporti di estinzione. In-

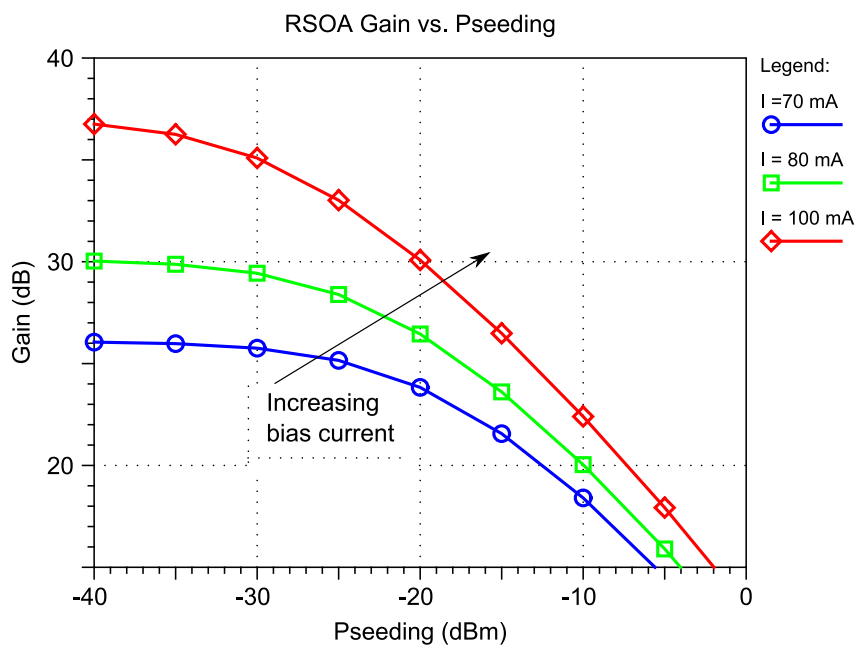


Figura 4.3: Curve di guadagno dell'RSOA al variare della corrente di bias

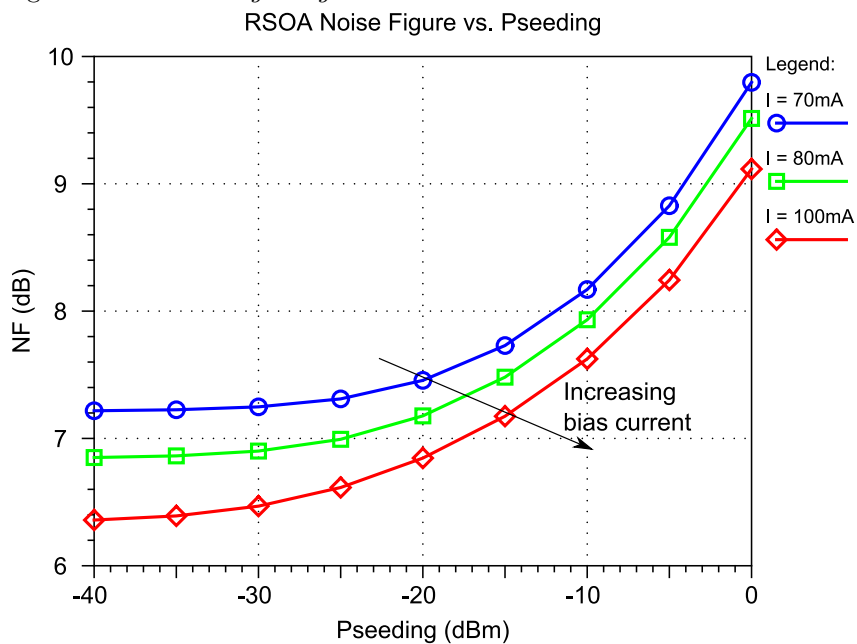


Figura 4.4: Figura di rumore dell'RSOA al variare della potenza di iniezione

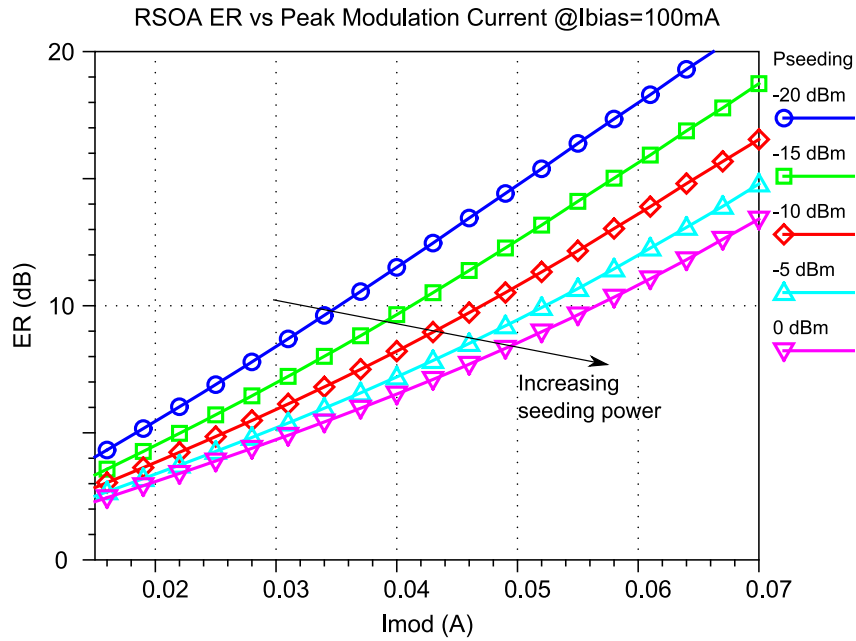


Figura 4.5: Rapporti di estinzione di un RSOA a correnti di bias=100mA al variare della profondità di modulazione e della potenza di iniezione

fine si è posta l'attenzione sulla qualità della modulazione di intensità valutando, in figura 4.6, il diagramma ad occhio ottenuto per impulsi di corrente applicati a frequenza di cifra 1.25 Gbit/s all'RSOA con corrente di polarizzazione pari a 100 mA e i relativi impulsi ottici in uscita dall'RSOA con potenze di iniezione applicate pari a -30, -20 e 0 dBm. Risulta evidente la distorsione dell'impulso a basse potenze di iniezione a causa di una risposta di modulazione che si restringe in banda quanto più si diminuisce la potenza di iniezione. Infatti il tempo di vita efficace dei portatori è inversamente proporzionale alla potenza di ingresso [5]. Per l'RSOA analizzato questo effetto di distorsione è già evidente a rate di 1.25 Gbit/s quando lo si utilizza in zona di guadagno lineare. Tuttavia già sopra i -20 dBm di potenza di iniezione l'occhio non riporta distorsioni significative dovuto al tempo di vita efficace dei portatori. Le successive simulazioni in cui risulta presente l'RSOA sono state effettuate tutte con una corrente polarizzazione pari a 100 mA tranne dove diversamente indicato.

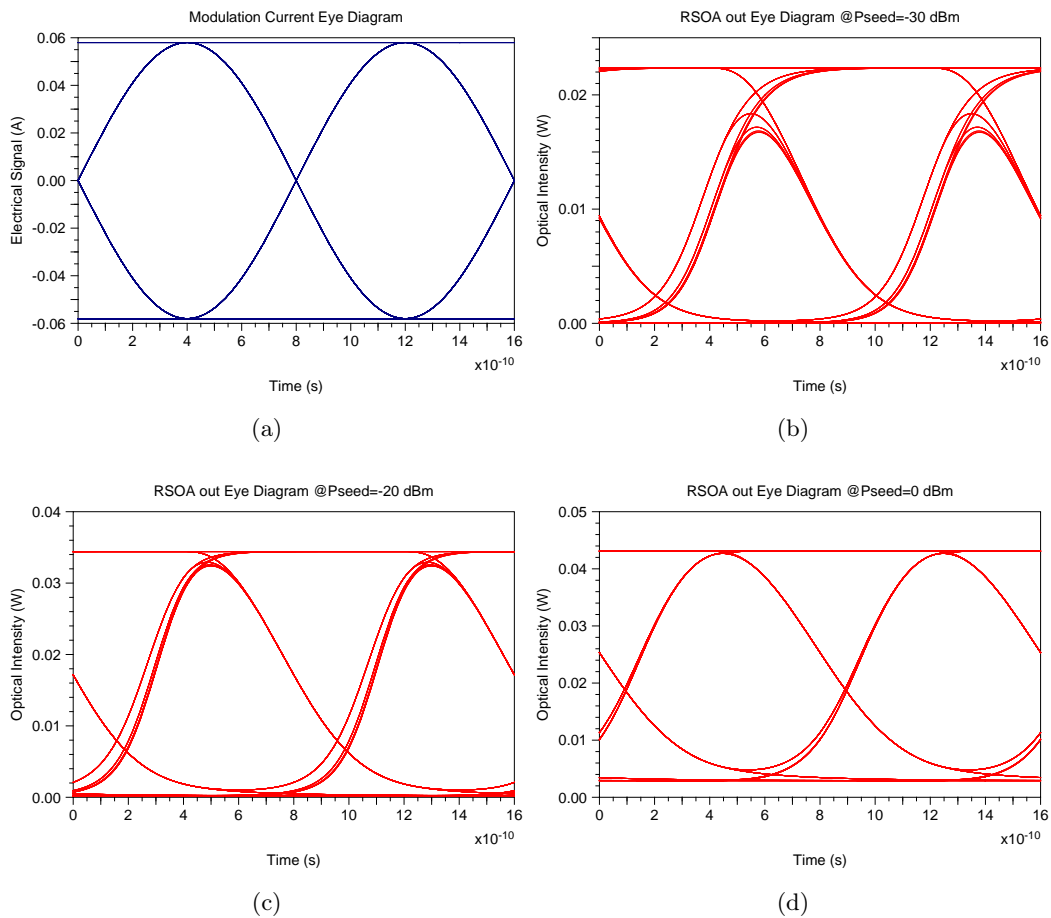


Figura 4.6: *Diagramma ad occhio degli impulsi di corrente forniti all'RSOA (a). Risposta di intensità a Piniezione -30 dBm (b), -20 dBm (c) e 0 dBm (d)*

4.2 Misure di REN

Sono state effettuate diverse valutazioni del Relative Excess Noise (REN) normalizzato alla banda elettrica di ricezione spesso riportato in letteratura come Relative Intensity Noise (RIN) medio. Lo schema di simulazione impiegato è presentato in fig.4.7. Una sorgente ASE seguita da un filtro ottico di forma gaussiana di cui si è variata la banda è stata iniettata in un RSOA con le caratteristiche descritte nel paragrafo precedente. Anche la potenza iniettata nell'RSOA viene variata per valutare le capacità di soppressione del rumore dell'RSOA utilizzato in regione di saturazione.

Introducendo un successivo filtraggio ottico si è valutato l'effetto di peggioramento del RIN. Il RIN è stato espresso come valore medio ricavato con filtro di Bessel del quinto ordine con una banda di 625 MHz. Come si vedrà nel paragrafo 4.3 questa

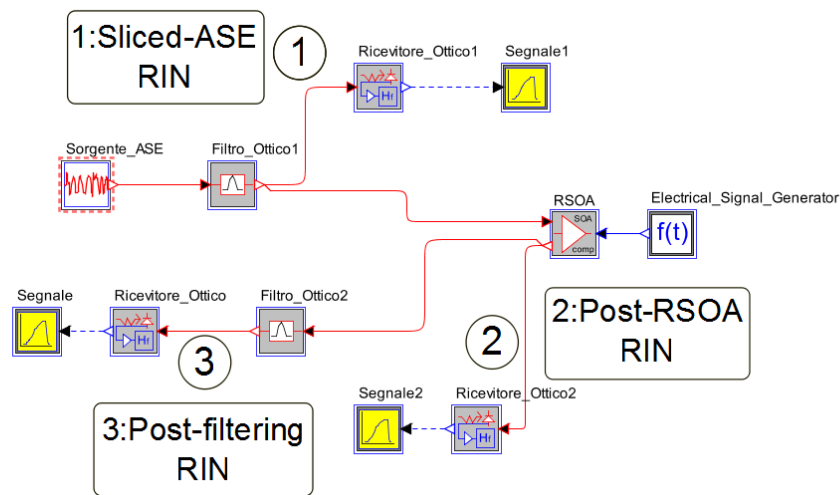


Figura 4.7: Schema utilizzato per la valutazione del RIN

risulterà essere la banda ottimale di ricezione per il sistema analizzato. Come visto in 2.2, il RIN medio non varia in modo significativo sino a bande comparabili con la banda ottica del filtro utilizzato per selezionare la fetta spettrale.

La figura 4.8 mostra due differenti curve: la prima rappresenta i valori di RIN medio su 625 MHz relativi ad una sorgente ASE filtrata con differenti bande ottiche; la seconda mostra invece il peggioramento del RIN in seguito ad altri due successivi filtraggi alla medesima banda ottica. I valori di RIN medio decrescono all'aumentare della larghezza spettrale del filtro e rispecchiano quelli attesi dalla teoria illustrata nel par. 2.2 allorchè si abbia una sorgente con spettro gaussiano e un filtro elettrico di Bessel del quinto ordine. La curva relativa a tre filtraggi indica una degradazione del RIN equivalente ad avere un singolo filtro più stretto di 0.38 nm. Nelle successive simulazioni ci si è focalizzati sulle bande ottiche caratteristiche degli AWG con spaziatura 50 GHz e 100 GHz, a cui corrispondono bande ottiche di filtro pari rispettivamente a 0.21 nm e 0.43 nm.

La figura 4.9a mostra l'effetto di soppressione del RIN medio dato dalla saturazione dell'RSOA al variare della potenza di iniezione con una sezione spettrale in ingresso da 0.21 nm. Viene mostrato inoltre il peggioramento dato da un filtraggio ottico successivo all'RSOA. Si vede la progressiva riduzione del rumore da parte dell'RSOA all'aumentare della potenza di iniezione a causa della maggiore saturazione ottenuta. Il riferimento di RIN in ingresso, pari a circa -105 dB/Hz, ci permette di valutare qual è il valore di compressione raggiunto per ciascuna potenza di iniezione. Come si vede il massimo valore di compressione è stato stimato in circa 15 dB e lo

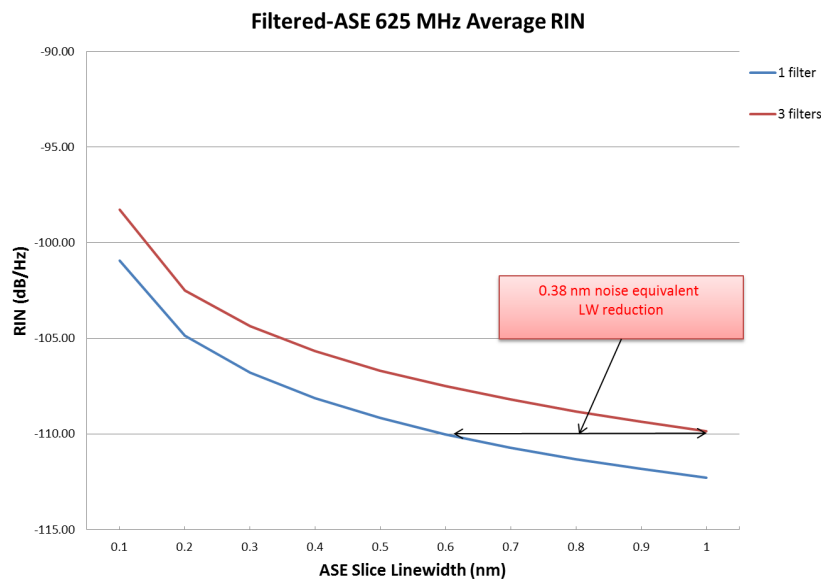


Figura 4.8: *RIN medio su 625 MHz al variare della larghezza del filtro ottico*

si raggiunge a 20 dBm di potenza di iniezione. Si tratta tuttavia di un valore di potenza, ancorchè praticabile, associato ad un valore di guadagno dell'RSOA quasi nullo. Un valore più ragionevole lo si ottiene a circa 2 dBm di potenza di iniezione con una compressione raggiunta di circa 12 dB e un guadagno che si attesta sui 13 dB. È interessante notare come la curva di RIN non sia strettamente decrescente all'aumentare della potenza di iniezione e anzi ci sia un andamento oscillante sopra i 2 dBm. Ciò è legato al fatto che il valore di compressione del rumore di intensità non è dipendente dalla sola compressione del guadagno raggiunta, ma anche da altri parametri legati alla stessa curva di guadagno, come ad esempio la sua pendenza. La curva di RIN post-filtro mostra come parte della compressione del rumore ottenuta grazie all'RSOA si perda in seguito al successivo filtraggio ottico, cosicché si riescono a conservare al massimo solo 5 dB di compressione.

Risultati diversi si sono ottenuti nel caso di filtri a 0.43 nm (Figura 4.9b). Il RIN all'uscita dell'RSOA si abbassa sino ad un valore minimo di -118 dB/Hz ovvero solo 10 dB sotto il valore di RIN di ingresso che è pari a -108.2 dB/Hz nel caso di sorgente a spettro gaussiano da 0.43 nm di banda. Questo valore di compressione massima è ottenuto all'incirca alla potenza di iniezione del caso precedente ma risulta inferiore ai 15 dB visti precedentemente. Ciò si spiega a causa di una limitata banda di reiezione del RIN, definita in 2.5 e cioè la tendenza dell'RSOA a sopprimere maggiormente il rumore di intensità alle basse frequenze. A pari banda di reiezione infatti è una sorgente da 0.21 nm a ricevere i maggiori benefici in termini di riduzione

del rumore in quanto il suo RIN è più addensato alle basse frequenze rispetto ad una sorgente a 0.43 nm. All'uscita del successivo filtraggio ottico il valore di compressione massimo si riduce a 4 dB.

Al fine di comprendere meglio il peggioramento del RIN dopo un successivo filtraggio ottico la figura 4.11 ci mostra l'effetto che l'RSOA in saturazione ha sullo spettro ottico del segnale al suo ingresso. Si è simulato l'effetto su due diverse forme spettrali: una sorgente gaussiana e una sorgente a coseno rialzato con un roll-off pari a 0.6. Quest'ultimo caso, come si vede in figura 4.10, approssima bene la forma dello spettro relativo ad AWG cosiddetti 'Flat Top'. L'RSOA utilizzato ha una corrente di polarizzazione di 100 mA ed in ingresso la potenza è stata fissata a -10 dBm, dove si ha una compressione di guadagno di 14 dB. Lo spettro in uscita dall'RSOA risulta più allargato rispetto allo spettro di ingresso e con un leggero spostamento verso le lunghezze d'onda più alte ('red shift'). Questo allargamento è più evidente nel caso di spettro a coseno rialzato piuttosto che nel caso gaussiano dove questo fenomeno è trascurabile. Come esposto in [23], infatti, l'effetto di allargamento spettrale dato dalla non-linearità dell'RSOA è più evidente con spettri di ingresso più ripidi.

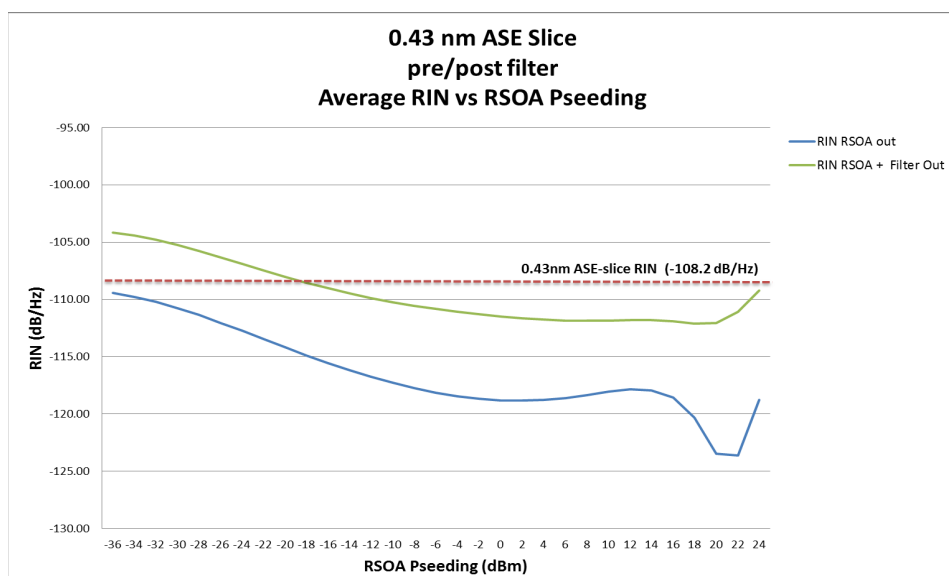
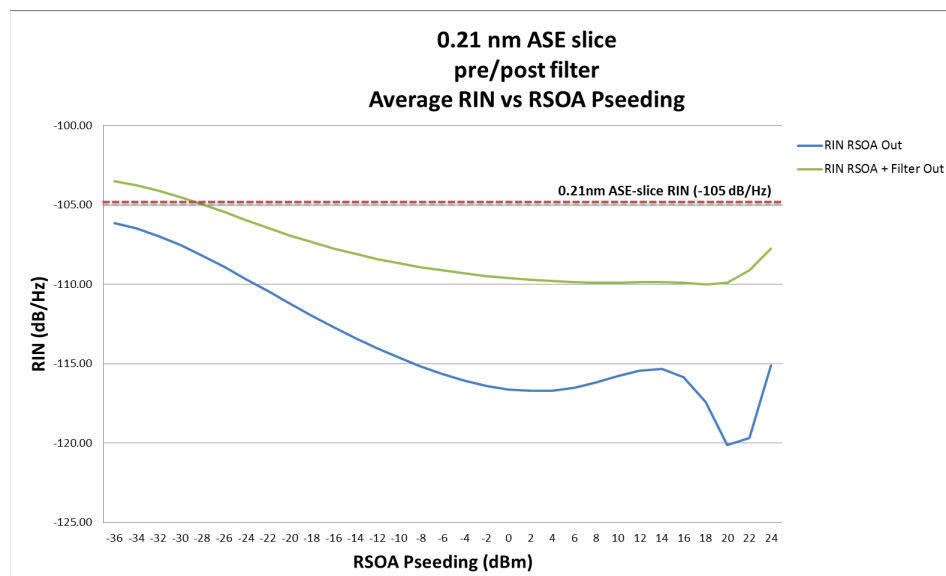
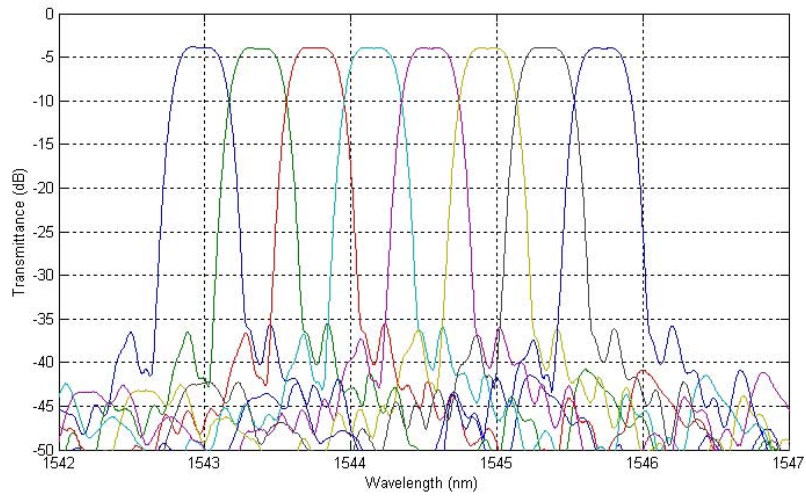
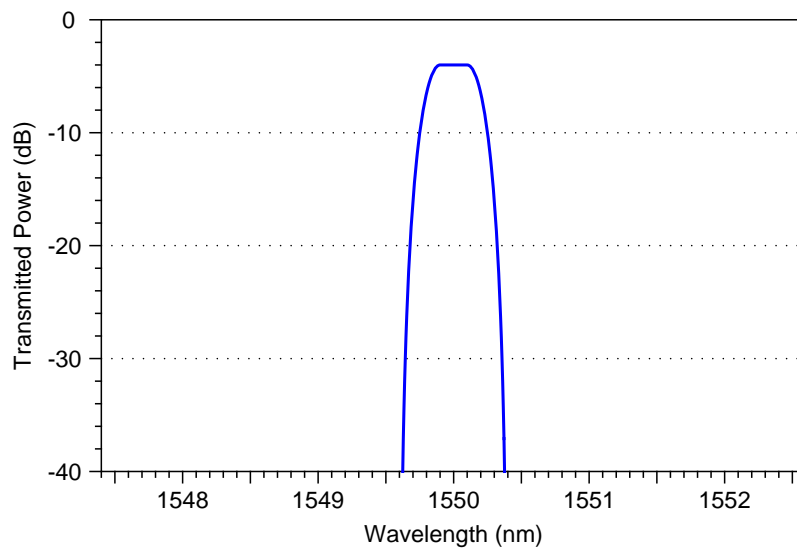


Figura 4.9: *RIN medio prima e dopo il ri-filtraggio ottico con sorgente di iniezione gaussiana da 0.21nm (a) e 0.43nm (b)*



(a)



(b)

Figura 4.10: Spettro di trasmissione di un AWG 'Flat top' 50 GHz (a) confrontato con lo spettro del filtro a coseno rialzato con roll-off=0.6 utilizzato in simulazione (b)

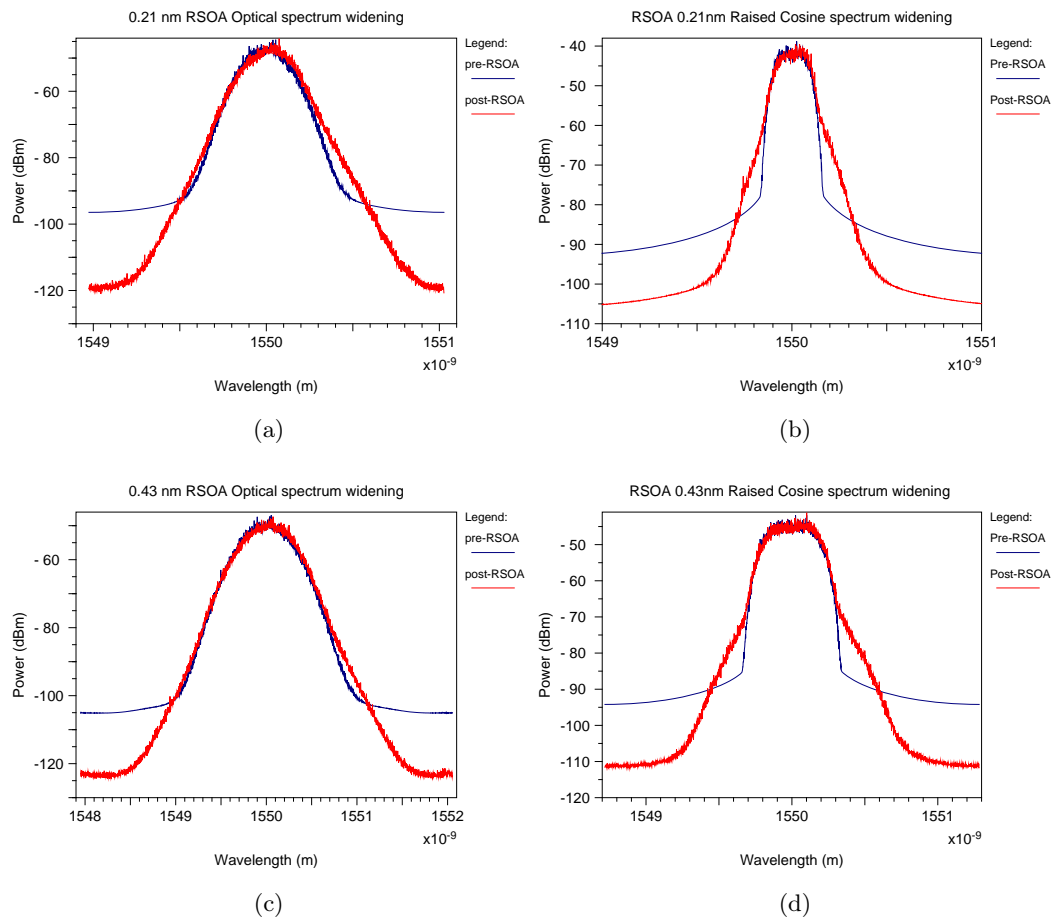


Figura 4.11: Effetti di allargamento spettrale di un RSOA in saturazione con: sorgente da 0.21 nm con spettro gaussiano (a), 0.21 nm a coseno rialzato (b), 0.43 nm con spettro gaussiano (c), 0.43 nm con spettro a coseno rialzato (d)

4.3 Banda elettrica ottima di ricezione

Prima di procedere alla valutazione del fattore Q in sistemi WDM-PON con spectral-slicing di sorgenti incoerenti si è ricercata la banda di ricezione ottima per la quale si ricava il massimo valore dello stesso Q . In letteratura è noto che le bande di ricezione ottimale in sistemi otticamente preamplificati, dominati cioè dal rumore di battimento segnale-ASE e ASE-ASE è circa pari a 0.75 volte la frequenza di cifra di trasmissione. In sistemi con modulazione Non-Return-to-Zero (NRZ) ed impulso a coseno rialzato, con bande ottiche di ricezione molto più ampie del rate del segnale, si mostra [29] come il valore ottimale di banda normalizzata al rate trasmissivo sia poco al di sotto di 0.75 per un impulso puramente cosinusoidale e con una tendenza a spostarsi a valori verso lo 0.5 per impulsi a forma più ripida il cui caso limite è rappresentato dall'impulso rettangolare.

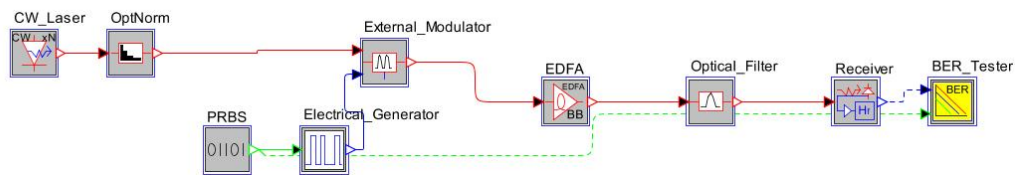
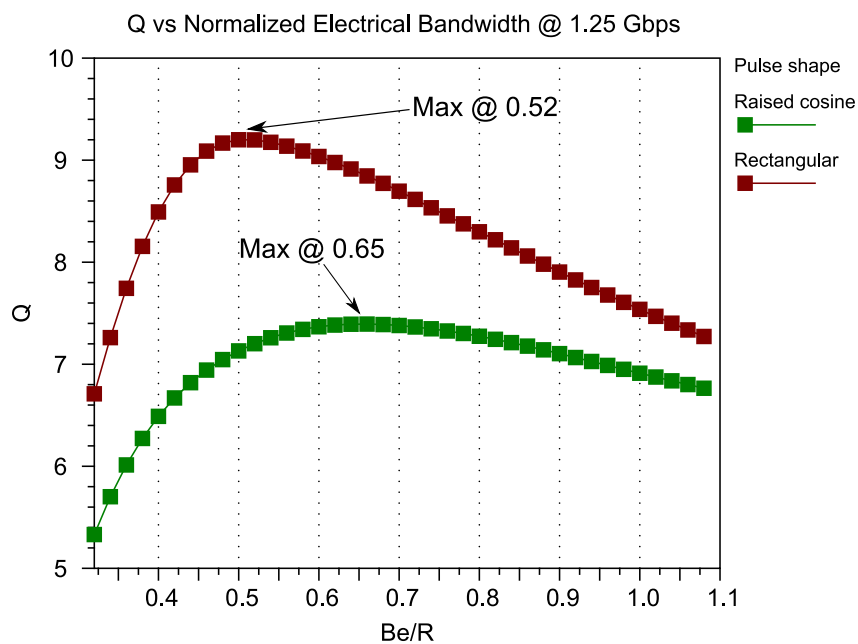
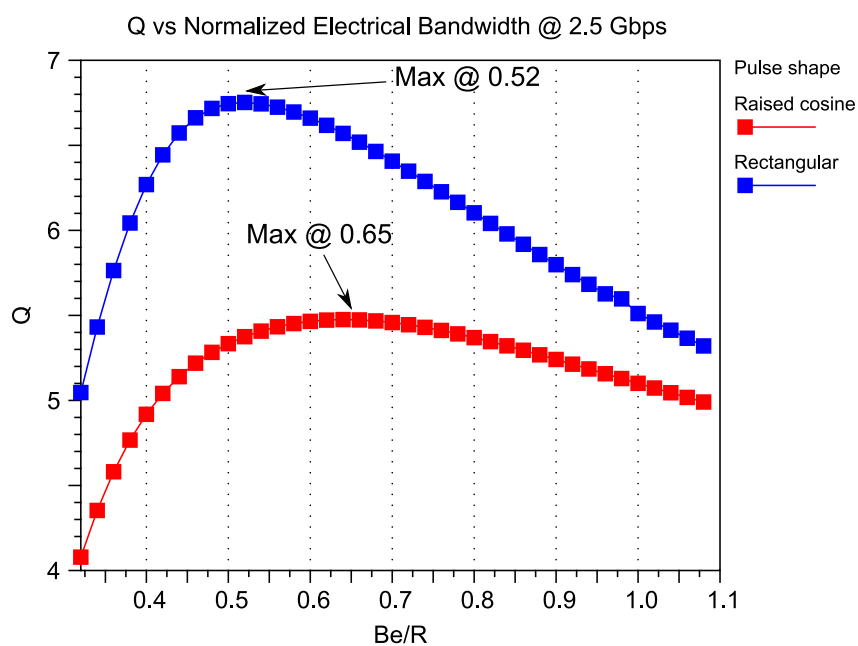


Figura 4.12: *Schema per la valutazione della banda ottima di ricezione in sistemi Intensity Modulation-Direct Detection (IM-DD) preamplificati*

In prima istanza si sono verificati questi valori per supportare la validità del metodo di calcolo del Q effettuato con OptSim. Lo schema utilizzato a questo scopo ricalca quello descritto in [29] e lo si può vedere in figura 4.12: un CW laser viene modulato esternamente da un modulatore di intensità ottica pilotato da un generatore di impulsi elettrici e viene successivamente amplificato otticamente da un EDFA e filtrato otticamente prima di essere ricevuto. La modulazione adottata è una On-Off Keying Non-Return-to-Zero (OOK-NRZ) e sarà la stessa nel resto delle valutazioni di questo capitolo.



(a)



(b)

Figura 4.13: Valori di Q al variare della banda di ricezione a 1.25 Gbit/s (a) e 2.5 Gbit/s (b) in schema IM-DD preamplificato

Il guadagno dell'amplificatore è stato posto a 30 dB, cioè sufficientemente alto da far sì che i rumori dominanti siano quelli da battimento ASE-segnale e da battimento ASE-ASE. La banda del filtro in ricezione è stata posta a 0.43 nm. In figura 4.13 si mostrano i valori di Q al variare della banda elettrica di ricezione normalizzata alla frequenza di cifra nei due casi di impulso elettrico a coseno rialzato e nel caso di forma rettangolare e per i rate di 1.25 Gbit/s e 2.5 Gbit/s.

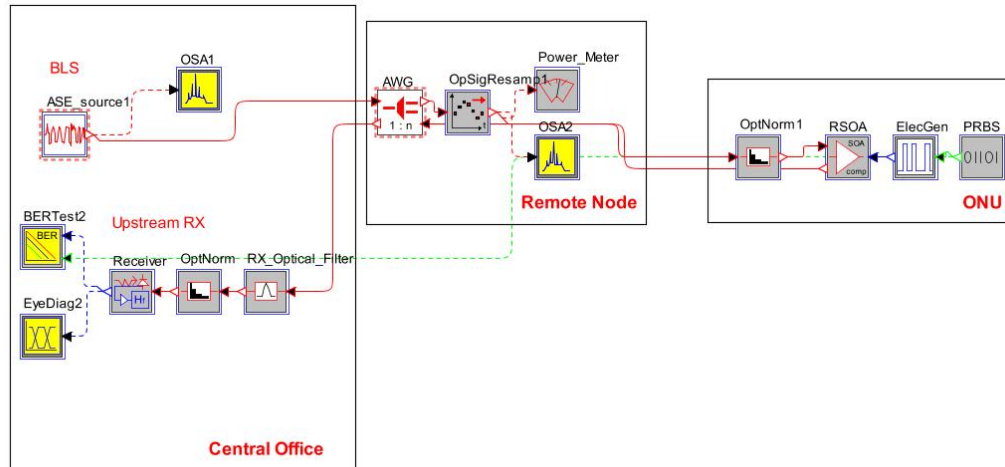


Figura 4.14: *Layout back-to-back di uno schema WDM-PON basata su RSOA iniettato da sezione spettrale*

In ambedue i casi i valori di banda elettrica a cui si ottengono i massimi di Q rispecchiano i risultati ottenuti in [29]. Per un impulso perfettamente cosinusoidale (roll-off=1) si ottiene un valore ottimale di 0.65, mentre si ha circa una banda normalizzata ottimale di 0.52 quando l'impulso è rettangolare. Si è effettuata lo stesso tipo di valutazione per il sistema WDM-PON analizzato in questo lavoro di tesi in assenza di propagazione in fibra, il cui layout è presentato in figura 4.18. Questo schema è formato da una sorgente ASE che viene filtrata da un AWG con funzione di trasferimento gaussiana e iniettata in un RSOA pilotato da impulsi di corrente associati ad una sequenza binaria.

Il segnale ottico così modulato viene ri-filtrato prima dall'AWG e poi dal filtro ottico in ricezione prima di essere fotorivelato. Le simulazioni sono state fatte ponendo la banda dei filtri ottici a 0.43 nm con un rapporto di estinzione dell'RSOA ideale e con una potenza di iniezione fissata a -10 dBm, sia nel caso a 1.25 Gbit/s che in quello a 2.5 Gbit/s.

Le figure in 4.15 mostrano l'andamento del fattore Q al variare della banda

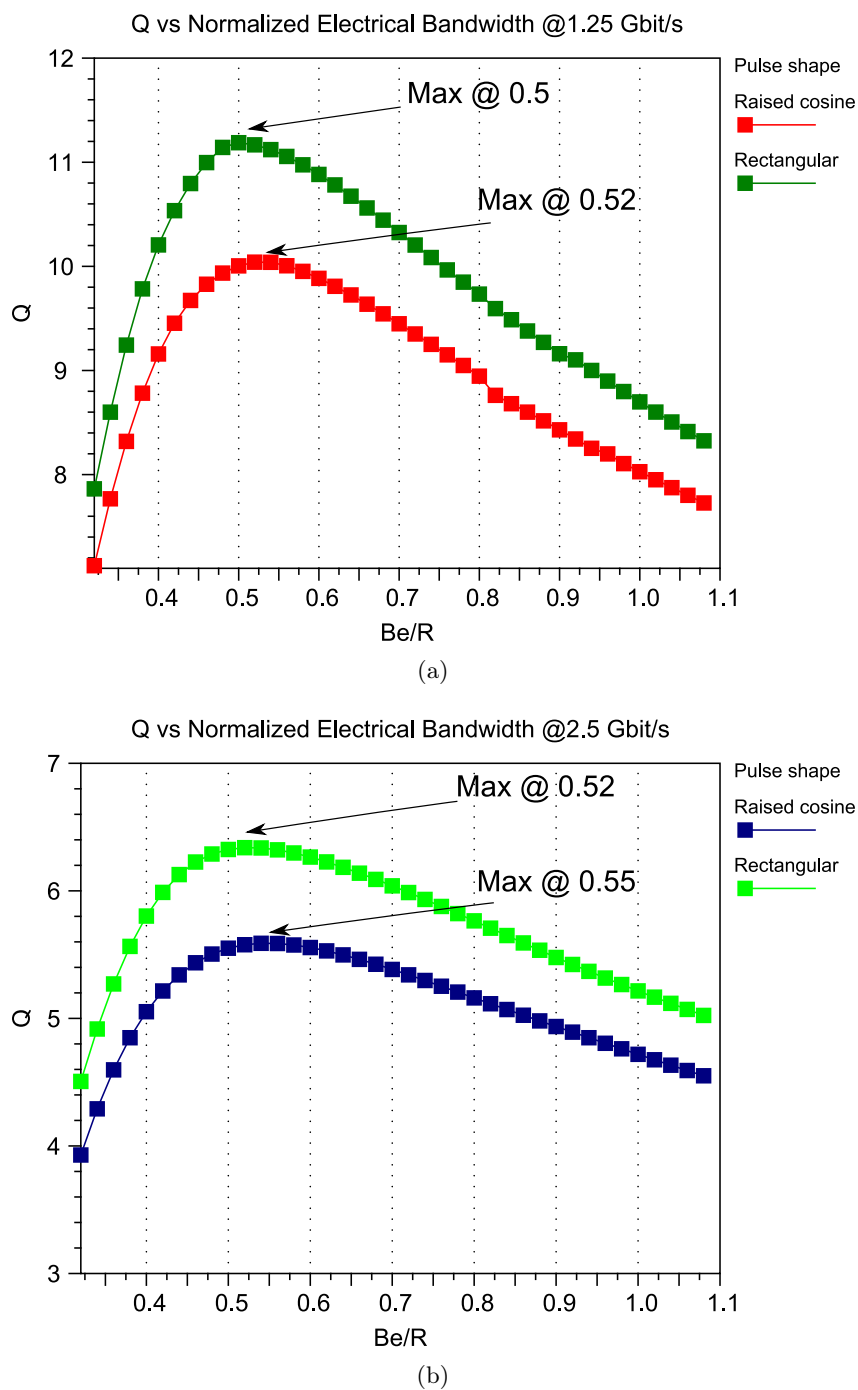


Figura 4.15: Valori di Q al variare della banda di ricezione a 1.25 Gbit/s (a) e 2.5 Gbit/s (b) in schema RSOA iniettato da sezione spettrale di sorgente incoerente

elettrica di ricezione nei due casi di impulso a coseno rialzato e rettangolare per i due casi 1.25 Gbit/s e 2.5 Gbit/s. Si nota che i massimi si trovano a valori inferiori a quelli visti nel caso precedente di IM-DD con sorgenti coerenti. A 1.25 Gbit/s si ha un valore ottimo normalizzato di 0.5 nel caso di impulso rettangolare e di 0.52 nel caso di impulso cosinusoidale. Anche a 2.5 Gbit/s la banda ottima si restringe a valori inferiori, pari a 0.52 nel caso rettangolare e 0.55 nel caso cosinusoidale. La leggera differenza è attribuibile ai differenti effetti del filtro ottico di ricezione quando moduliamo l'informazione a due differenti rate su sorgenti a largo spettro ottico. Il restringimento della banda ottima di ricezione rispetto al caso di utilizzo di sorgenti coerenti è dovuto al maggiore livello di rumore complessivo che si riscontra in banda, che è causato dal RIN della sorgente ASE e dalle sue successive degradazioni. In questo caso dunque nel compromesso fra limitazione dell'ISI e limitazione del rumore risulta più vantaggioso limitare il rumore, filtrandolo sino a bande intorno alla metà del rate di trasmissione. Nelle simulazioni successive si è scelto quindi di calcolare il fattore Q su una banda pari alla metà di quella del rate di trasmissione sia a 1.25 Gbit/s che a 2.5 Gbit/s.

4.4 Prestazioni in back-to-back

La valutazione della qualità del segnale modulato, come detto nel Cap.3, è stata condotta tramite il calcolo del fattore Q . Per validare i risultati di questo metodo di simulazione si è effettuato un raffronto con le predizioni teoriche fatte nel par.3.3.

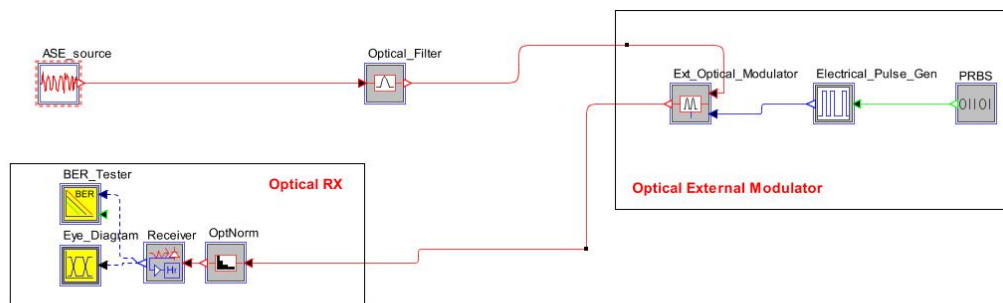


Figura 4.16: Schema utilizzato per la valutazione della qualità del segnale ottenuto da sorgente ASE filtrato e modulato esternamente

Affinchè ci si avvicinasse alle ipotesi di calcolo del Q asintotico si è simulato il sistema rappresentato in figura 4.16, dove una sorgente di ASE filtrato viene modulata esternamente e successivamente fotorivelata. Il filtro ottico ha funzione di trasferimento gaussiana mentre quello elettrico in ricezione (blocco 'Receiver') è un filtro di Bessel del quinto ordine. Il rapporto di estinzione del modulatore esterno si è supposto ideale e la banda di ricezione si è posta pari al rate di trasmissione, in modo che l'ISI risulti trascurabile. Si sono a questo punto calcolati i valori di Q al variare della banda del filtro ottico applicato e con potenza ricevuta abbastanza alta da poter considerare trascurabile lo shot noise. Questa valutazione è stata fatta a frequenza di cifra 1.25 Gbit/s e 2.5 Gbit/s.

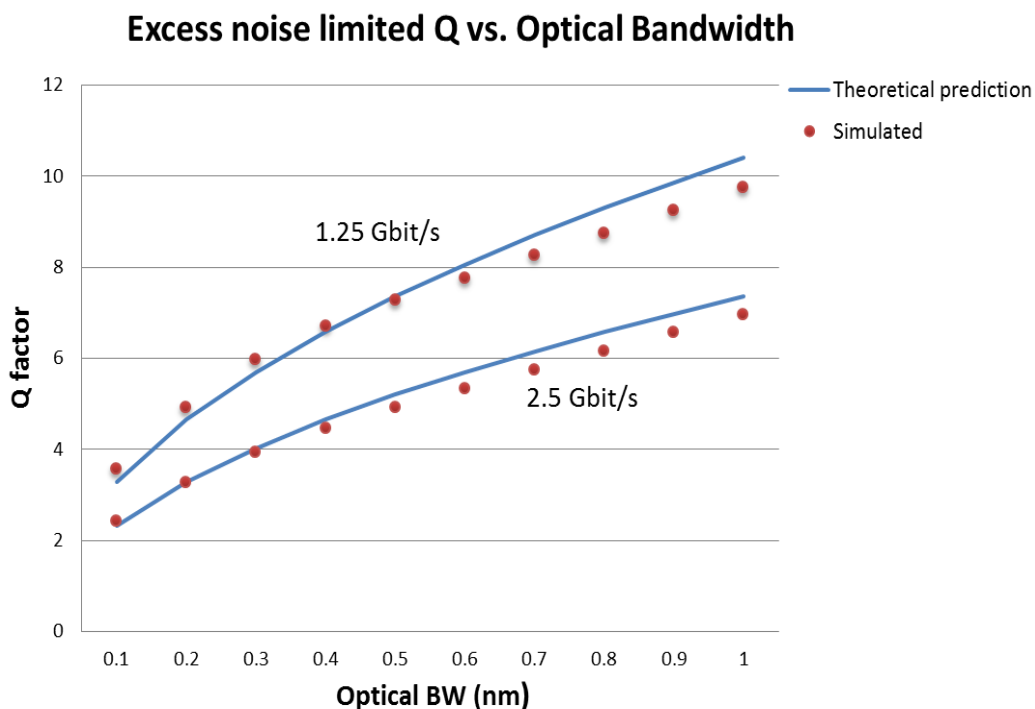


Figura 4.17: Valori di Q excess noise limited al variare della banda ottica di sorgente

La figura 4.17 riporta il fattore Q per diversi valori di banda ottica del filtro utilizzato. In figura sono confrontati i valori ottenuti dal modello numerico con la relativa curva teorica. Si osserva un accordo per i valori di Q più significativi 1.25 Gbit/s che per quello a 2.5 Gbit/s, in particolar modo per i valori di Q più significativi. Per valori elevati di Q l'errore cresce a causa dell'incertezza dovuta al calcolo con metodo Montecarlo.

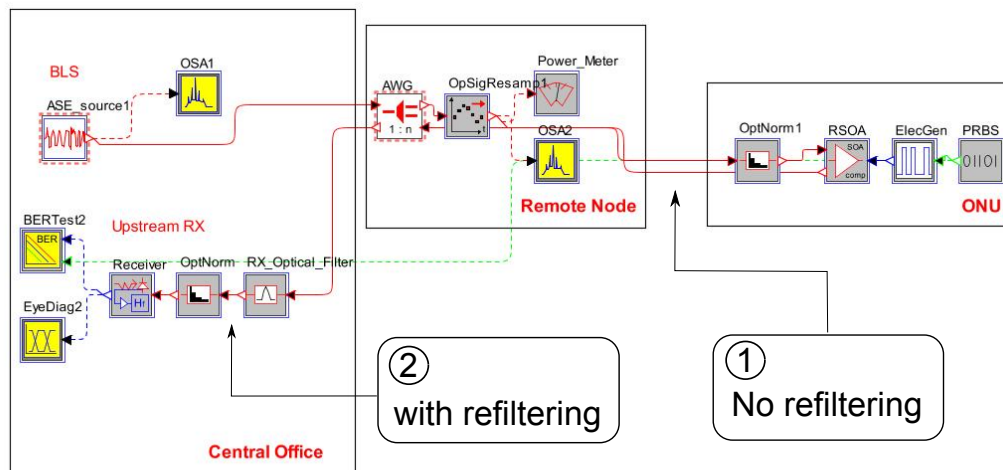


Figura 4.18: Schema per la valutazione degli effetti dei filtri ottici successivi all'RSOA

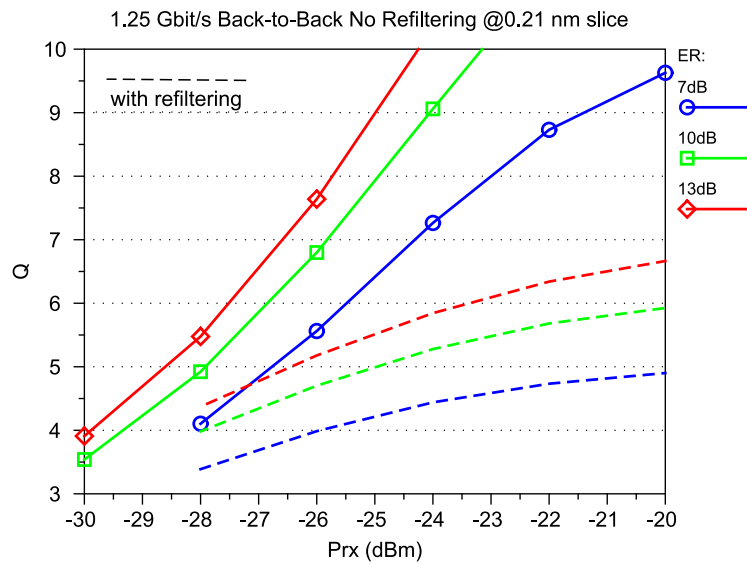
4.5 Penalità introdotta dal ri-filtraggio ottico in uscita dall'RSOA

Nel paragrafo 2.6 si è posta l'attenzione sugli effetti negativi dati dai successivi filtri ottici del segnale in uscita dell'RSOA.

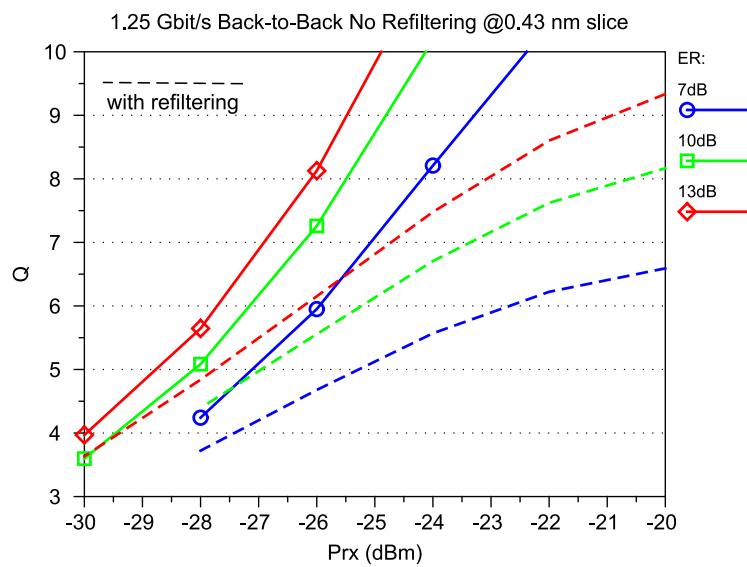
L'analisi simulativa effettuata punta a distinguere i due differenti effetti connessi a questa degradazione: la componente principale è data dall'effetto di de-correlazione creato dai successivi filtri ottici sulle componenti spettrali della luce in uscita dall'RSOA in saturazione; la seconda componente è legata al parametro α di allargamento di riga dell'RSOA che è stato presentato in 2.6.

Per isolare gli effetti del primo fenomeno si è utilizzato lo schema di fig.4.18 già descritto per le misure condotte nel par.4.3. Si sono ricavate le curve di Q ottenute in back-to-back con e senza filtri ottici dopo l'RSOA a cui è stato posto il parametro $\alpha = 0$. I risultati sono mostrati in figura 4.19, dove si vede l'importante penalizzazione introdotta dal doppio filtraggio ottico dopo l'RSOA.

A 0.21 nm (fig. 4.19a) la penalità riferita al valore $Q = 5$ è di circa 2 dB per ER=13 dB, 3 dB per ER=10 dB e ben 7 dB per ER=7 dB. A 0.43 nm (fig. 4.19b) le stesse penalità risultano molto inferiori a causa della maggiore larghezza dei filtri. Si riscontra infatti una penalità di 0.9 dB per ER=13 dB, 1 dB per ER=10 dB e soli 1.9 dB per ER=7 dB. Attraverso il confronto delle curve di Q precedentemente derivate con lo schema con filtri ottici post-RSOA con quelle ottenute ponendo il

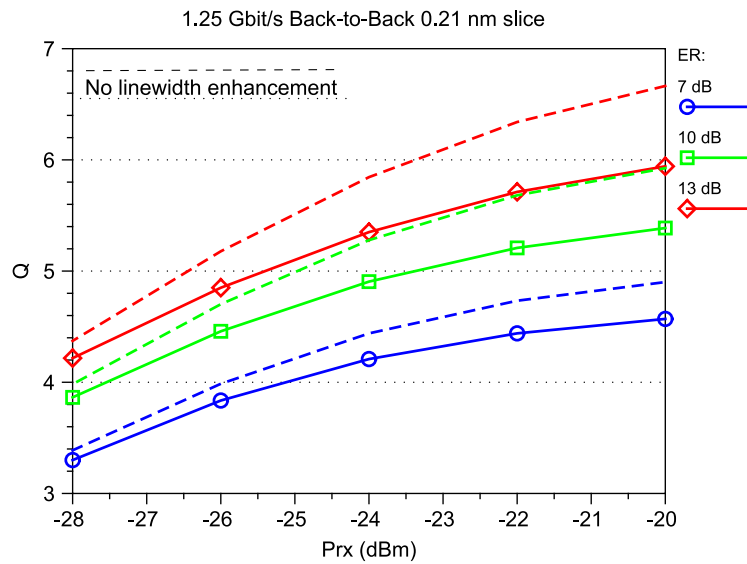


(a)

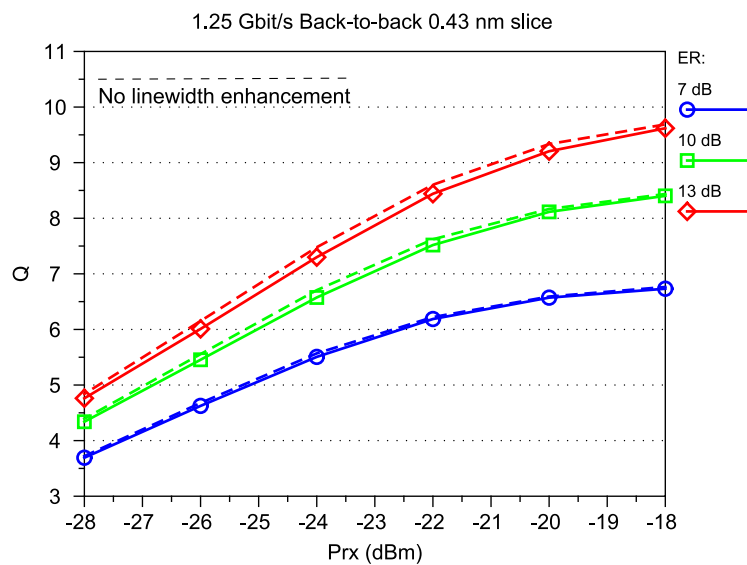


(b)

Figura 4.19: Curve di Q ottenute in back-to-back con sorgente filtrata a 0.21 nm (a) e 0.43 nm (b) senza ri-filtraggio ottico



(a)



(b)

Figura 4.20: Prestazioni in back-to-back di schema RSOA iniettato da sezione spettrale di 0.21 nm (a) e 0.43 nm (b)

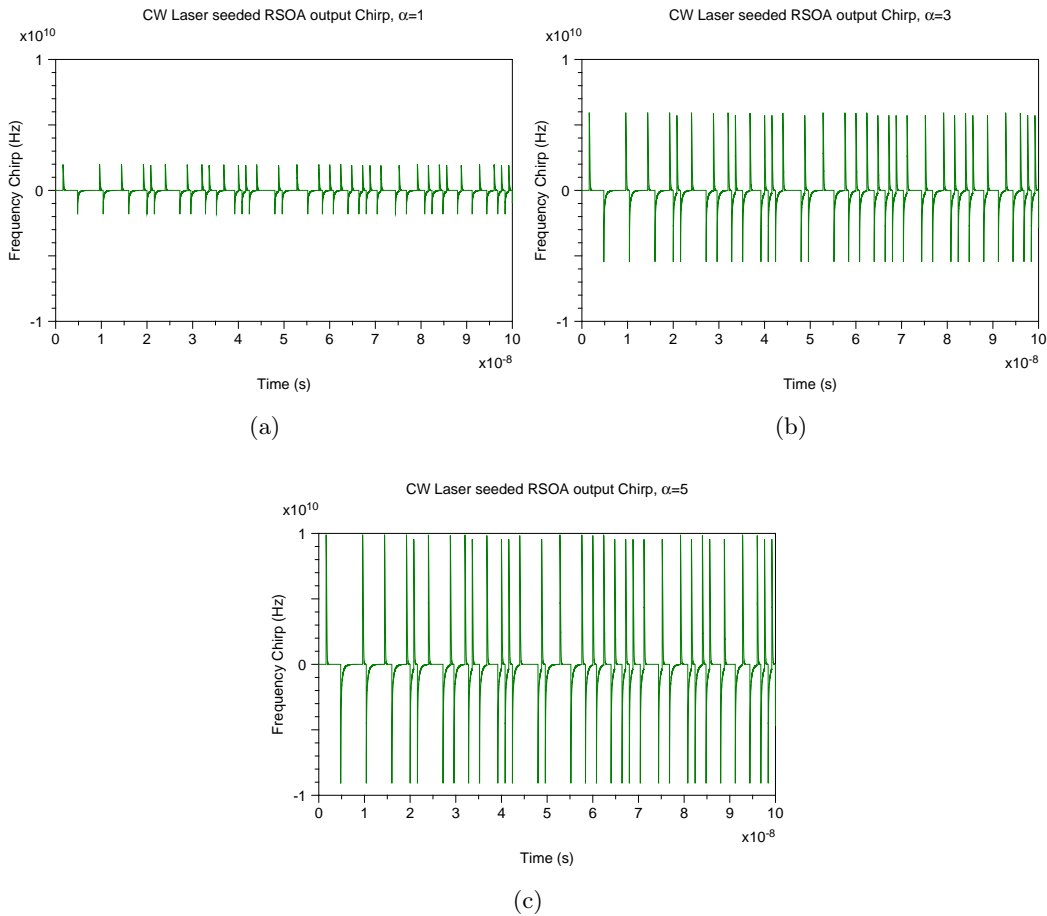


Figura 4.21: *Chirp* introdotto dalla modulazione diretta dell'RSOA su un CW laser con $\alpha=1$ (a), $\alpha=3$ (b), $\alpha=5$ (c)

valore $\alpha = 5$ si è valutata la penalizzazione data dal fattore di allargamento di riga.

I grafici di figura 4.20 rappresentano l'andamento del fattore Q in funzione della potenza ottica ricevuta e al variare dei rapporti di estinzione nei casi di RSOA con $\alpha = 0$ e $\alpha = 5$. La figura 4.20a mostra il caso con sorgente filtrata a 0.21 nm. Il fattore α applica una penalità riferita a $Q = 5$ pari a 1.2 dB nel caso ER=13 dB e 1.5 dB nel caso ER=10 dB. A ER=7 dB invece la curva di Q si appiattisce prima del valore $Q=5$. Nel caso di filtraggio a 0.43 nm invece, mostrato in figura 4.20b, la penalizzazione introdotta è inferiore a 0.2 dB per tutti i rapporti di estinzione.

Per capire se la penalità legata al fattore α sia dovuta alla modulazione diretta si è misurato il chirp introdotto dall'RSOA su un laser in continua per valori diversi del parametro α quando è applicata una modulazione in corrente. Si è poi valutato l'effetto che quest'ultimo può avere sulle sorgenti incoerenti misurando le loro variazioni di frequenza.

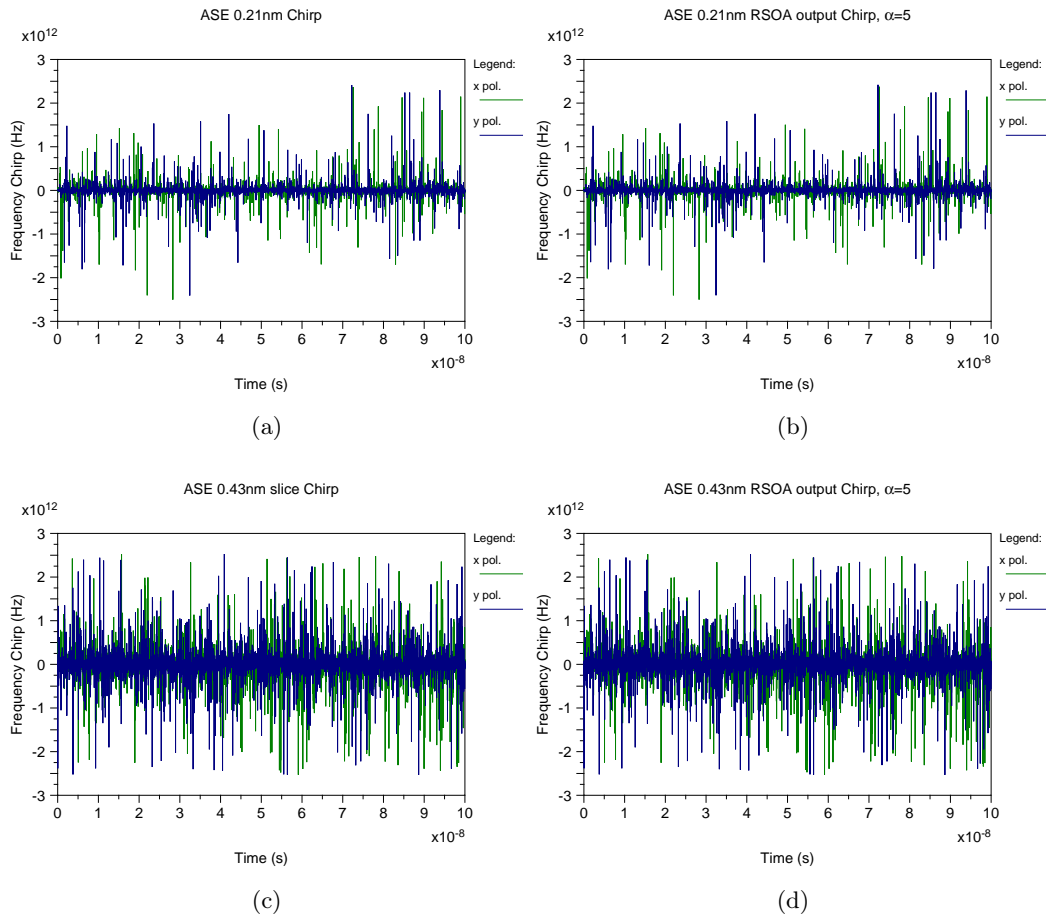


Figura 4.22: *Variazioni di frequenza di una sezione spettrale da 0.21 nm in ingresso (a) e uscita dall'RSOA (b) e da 0.43 nm in ingresso (c) e uscita (d) dall'RSOA*

In figura 4.21 si vede il chirp introdotto dall'RSOA in caso di modulazione diretta quando viene iniettata una sorgente continua al suo ingresso. La corrente di modulazione applicata è la stessa visualizzata in figura 4.6a. Le fluttuazioni di frequenza introdotte aumentano al crescere del parametro α ed in particolare, come visto nel par. 2.6, esse risultano ad esso proporzionali. Inoltre si riscontra un picco massimo di deviazione in frequenza pari 10 GHz quando $\alpha=5$. Effettuando la stessa misura su una sorgente ASE filtrata a 0.21 nm e 0.43 nm si riscontrano delle fluttuazioni di frequenza molto forti con picchi di deviazione superiori al THz, come si vede in figura 4.22a e 4.22c. Queste fluttuazioni di frequenza sono dovute all'incoerenza della sorgente analizzata e perciò risultano più ampie e veloci nel caso di sorgente a 0.43 nm rispetto al caso di sorgente da 0.21 nm. Le variazioni di frequenza del segnale di uscita dall'RSOA rimangono dunque invariate rispetto a quelle dell'ingresso, come si vede nelle figure 4.22b e 4.22d. Se ne deduce che il chirp di modulazione diretta

abbia un effetto di degradazione dovuto ai successivi filtraggi ottici molto limitato. La degradazione che l' α introduce è perciò interamente da addebitare all'effetto di allargamento dello spettro in uscita dall'RSOA.

4.6 Effetti legati alla propagazione

Nel paragrafo 2.4 abbiamo visto come la propagazione in fibra di sorgenti ottiche a largo spettro limiti in modo importante il prodotto frequenza di cifra · lunghezza percorsa raggiungibile a causa degli effetti dispersivi della fibra.

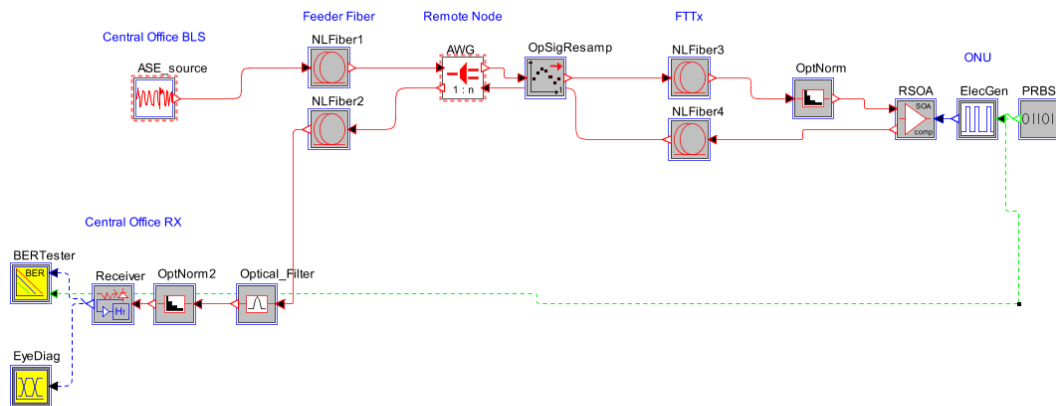
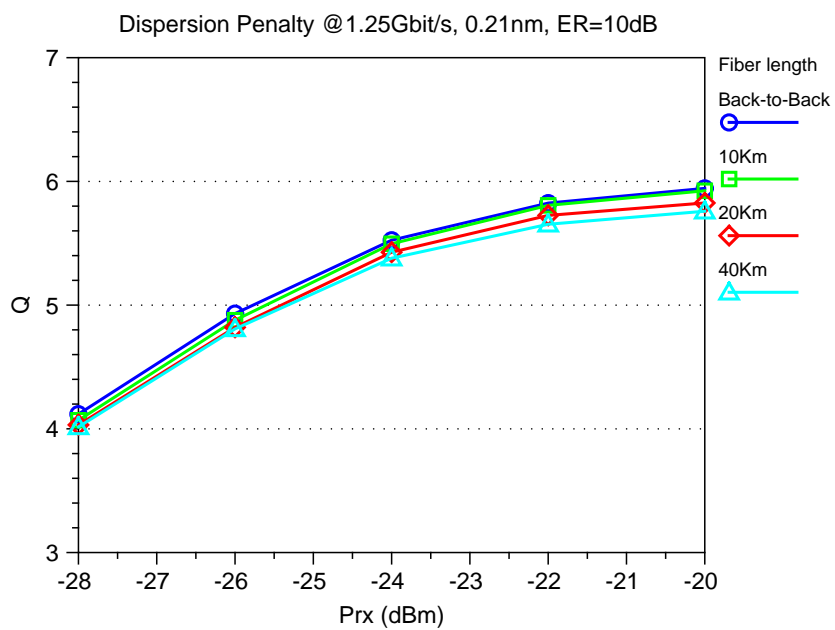


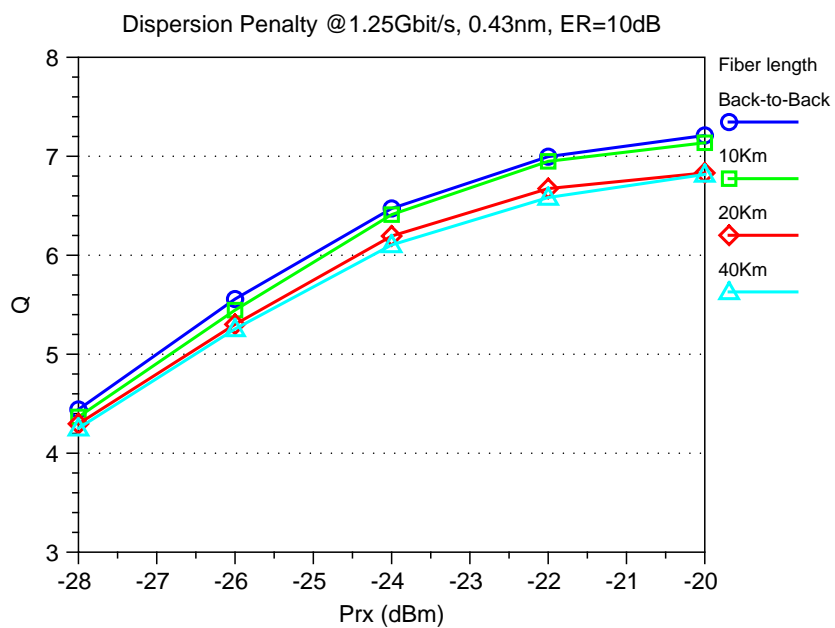
Figura 4.23: *Schema WDM-PON con RSOA iniettato da sezione spettrale e doppia fibra feeder*

Per valutare le penalità di propagazione nello schema analizzato si è utilizzato il modello riportato in figura fig.4.23, in cui si è usata una coppia di fibre per la propagazione del segnale ottico in upstream e del segnale ottico in downstream in modo da evitare l'incidenza del Rayleigh backscattering. La fibra utilizzata ha caratteristiche dispersive tipiche di una fibra singolo modo standard (SMF) con dispersione a 1550 nm pari $17ps/nm \cdot km$ e pendenza di dispersione nulla. Inoltre, in tutte le simulazioni in propagazione sono stati trascurati gli effetti non-lineari, sotto l'ipotesi ragionevole che i livelli spettrali che si propagano in fibra e le lunghezze della fibra stessa non siano tali da procurare significative penalità.

Per queste simulazioni la potenza di iniezione dell'RSOA è stata fissata a -10 dBm. In figura 4.24 è mostrata la penalità di dispersione per una modulazione On-Off Keying (OOK) IM-DD a frequenza di cifra di 1.25 Gbit/s, con sorgenti filtrate a 0.21 nm e 0.43 nm. La figura 4.24a mostra come a 0.21 nm le penalità introdotte



(a)



(b)

Figura 4.24: Penalità di dispersione per una sorgente a 0.21 nm (a) e a 0.43nm (b)

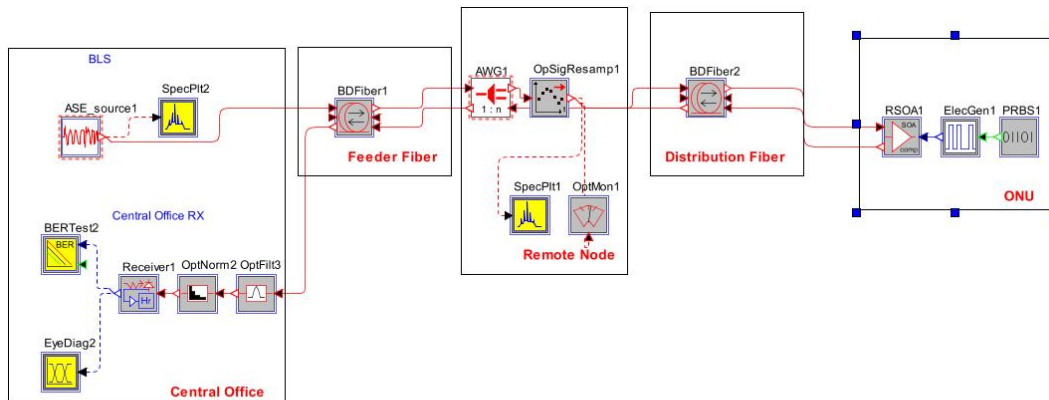


Figura 4.25: *Schema WDM-PON bidirezionale basata su RSOA iniettato da sezione spettrale*

dalla sola dispersione cromatica per tratti di fibra sino a 40 km sono estremamente limitate. In particolare la penalità riferita a $Q=5$ è al di sotto di 0.5 dB. Tuttavia queste curve saturano ad un valore di $Q=6$ a causa del RIN associato alla sorgente da 0.21 nm.

In figura 4.24b si mostra invece l'andamento della penalità per dispersione nel caso in cui la larghezza spettrale sia di 0.43 nm. Anche in questo caso le penalità riferite a $Q=5$ sono limitate a circa 0.5 dB per fibra da 40 km. Nel caso 0.43 nm si può anche valutare la penalità riferita a $Q=6$, che si attesta poco al di sotto di 1 dB nel caso dei 40 km.

Nonostante la larghezza di riga associata alle sorgenti incoerenti utilizzate, il rate di trasmissione e le lunghezze di fibra limitate fanno sì che le penalità associate alla semplice dispersione siano relativamente basse. La penalità dovuta all'RBS è stata invece valutata utilizzando lo schema mostrato in figura 4.25, dove tutti gli effetti studiati nel capitolo 2 sono inclusi: RIN, degradazione da filtraggio ottico, propagazione e RBS. La figura 4.25 mostra tutte le parti componenti dello schema WDM-PON analizzato nel Cap.2: un 'central office' con una sorgente a larga banda per il iniezione degli RSOA posti alle ONU e un blocco di ricezione per i segnali in upstream composto da filtro ottico e fotorivelatore; una fibra di feeder bidirezionale che conduce dal central office al nodo remoto; un nodo remoto composto da un AWG per distribuire i diversi canali; una fibra di distribuzione bidirezionale di lunghezza pari a 1 km; una ONU con un modulatore RSOA pilotato in corrente e iniettato

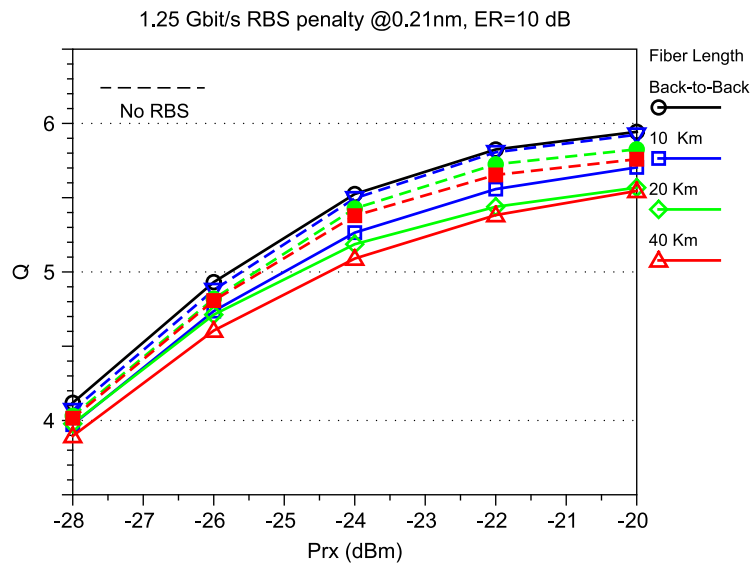
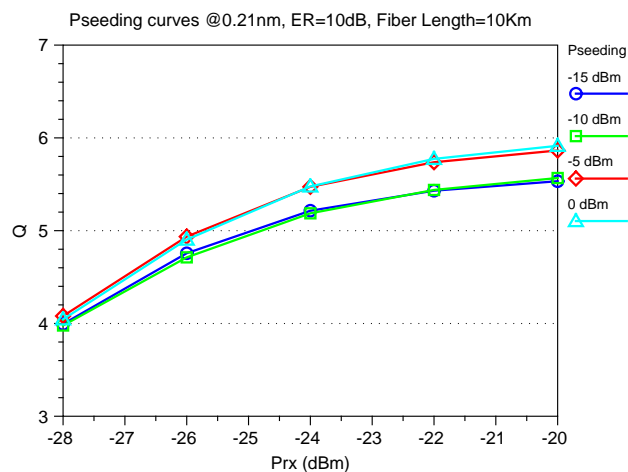


Figura 4.26: Curve di Q ottenute con propagazione in fibra bidirezionale di sorgente a 0.21 nm

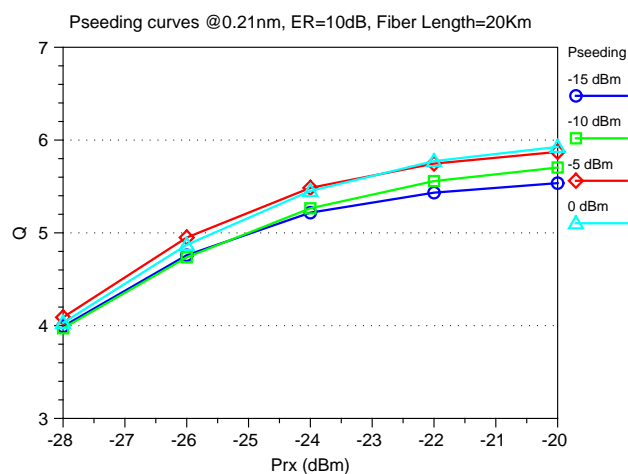
dal iniezione proveniente dal nodo remoto. A differenza del precedente schema utilizzato per misurare le penalità dispersive la fibra feeder è unica ed è utilizzata bidirezionalmente comprendendo quindi gli effetti di RBS. Confrontando perciò i risultati ottenuti con la sola dispersione cromatica si possono valutare le penalità aggiunte dall'RBS.

In figura 4.26 si confrontano le curve ottenute con semplice dispersione cromatica con quella in cui è presente anche l'effetto dell'RBS, quando la sorgente ASE utilizzata è filtrata con una banda ottica di 0.21 nm e viene modulata con ER=10 dB. La potenza di lancio della sorgente ASE è regolata per far giungere -10 dBm di potenza di iniezione all'RSOA nei diversi casi di lunghezze di fibra di feeder. Stimando una penalità di circa 27.25 dB sulla tratta downstream per una fibra da 10 Km, comprensiva della perdita di sezione spettrale dell'AWG, la potenza di lancio della sorgente ASE è circa 17.25 dBm. La penalità totale di propagazione in fibra bidirezionale è pari a 1.5 dB nel caso di fibra da 40 km, mentre scende a 1 dB nel caso di fibra da 20 km e 0.8 dB per il caso di fibra da 10 km. Se ne conclude che la penalità data dal solo RBS è circa 1 dB nel caso peggiore di fibra da 40 km, mentre scende a 0.6 dB e 0.4 dB rispettivamente per fibra da 20 km a da 10 km.

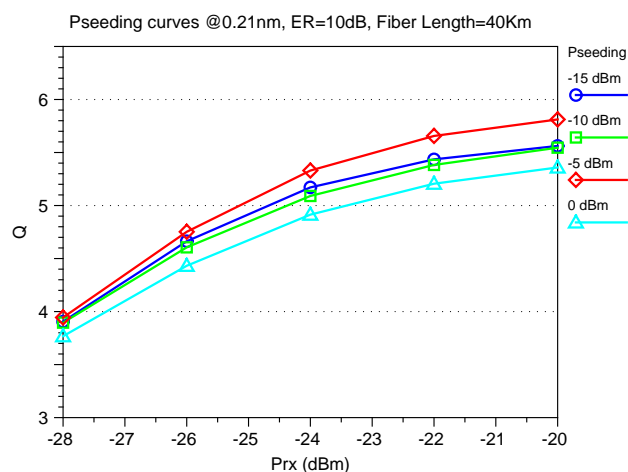
Come illustrato nel paragrafo 2.7 l'SRR è legato oltre che alla lunghezza della fibra di feeder anche al valore di guadagno dell'RSOA presente nell'ONU. Quando aumentiamo la potenza di iniezione dell'RSOA al fine di aumentarne il valore di soppressione del RIN, andiamo allo stesso tempo a diminuirne il guadagno G e in



(a)



(b)



(c)

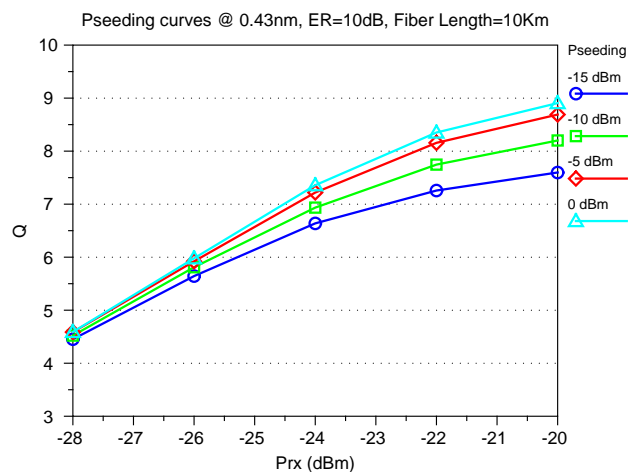
Figura 4.27: Curve di Q al variare della potenza di iniezione dell'RSOA con sorgente a 0.21 nm in propagazione su 10 km (a), 20 km (b) e 40 km (c) di fibra bidirezionale

questo modo diminuiamo dello stesso valore l'SRR. Ne consegue un valore ottimo di potenza di iniezione, compromesso fra la compressione del RIN e il valore di SRR. Si sono quindi misurate diverse curve di Q a potenze di iniezione differenti e al variare della lunghezza della fibra, sia nel caso di filtraggio con banda di 0.21 nm che in quello con banda di 0.43 nm.

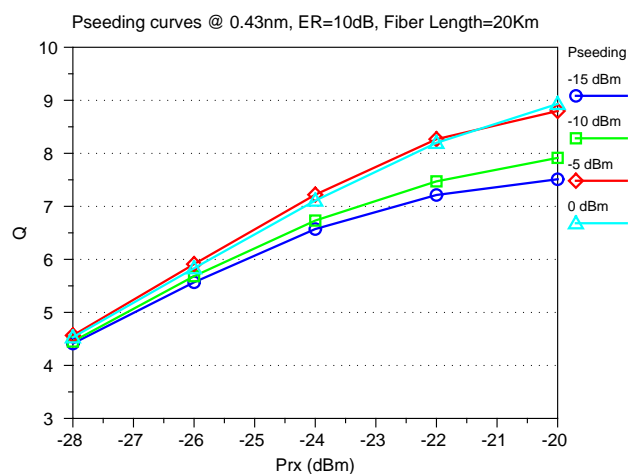
Nelle figure 4.27 si mostrano le curve di Q in funzione della potenza ottica ricevuta, con diverse potenze di iniezione e sulle distanze 10, 20 e 40 km per una sorgente da 0.21 nm. Si vede come la potenza di iniezione ottima vari a seconda della lunghezza di fibra utilizzata. Nel caso 10 km le curve di Q migliorano sino al valore di potenza di iniezione pari a 0 dBm, che sostanzialmente dà prestazioni identiche al caso -5 dBm. Nel caso 20 km l'andamento è sostanzialmente lo stesso, mentre a 40 km si vede che l'ottimo di iniezione è -5 dBm ma con un brusco peggioramento per la potenza di iniezione di 0 dBm che addirittura produce valori Q peggiori rispetto al caso di potenza di iniezione pari a -15 dBm.

Nel caso di sorgente filtrata a 0.43 nm si ha un andamento leggermente differente: a 10 km di fibra il valore di potenza di iniezione ottimo si ottiene per potenza di iniezione pari a 0 dBm anche se le penalità rispetto al caso -5 dBm riferite ai valori di Q significativi (tra 4 e 6) risultano praticamente nulle. Tuttavia le 2 curve rispetto al caso precedente tendono a scostarsi in modo significativo all'aumentare della potenza ottica di ricezione. Le prestazioni migliorano costantemente all'aumentare della potenza di iniezione nel range da -15 dBm a 0 dBm. Solo con 20 km di fibra la curva a 0 dBm si sovrappone a quella a -5 dBm di potenza di iniezione, mentre a 40 km l'ottimo è chiaramente pari a -5 dBm con la curva a 0 dBm che si colloca poco al di sopra di quella a -10 dBm e -15 dBm.

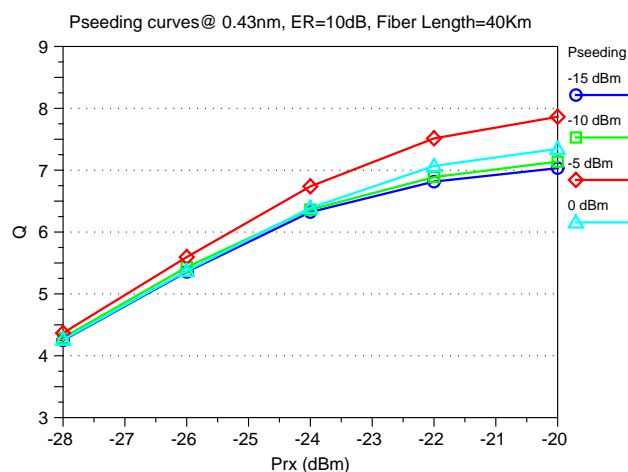
Quanto visto induce a concludere che il compromesso fra soppressione del RIN e diminuzione dell'SRR trova la sua soluzione ottima intorno a -5 dBm di potenza di iniezione e ciò risulta complessivamente valido per tutti i valori di lunghezza di fibra e larghezza di banda delle sorgenti di iniezione analizzate. Tuttavia l'RBS sembra essere leggermente più influente con sorgente filtrata a 0.21 nm rispetto al caso 0.43 nm, cosa che può spiegarsi vedendo nei due casi i valori di soppressione del RIN ottenuti alle varie potenze di iniezione (Fig. 2.9).



(a)



(b)

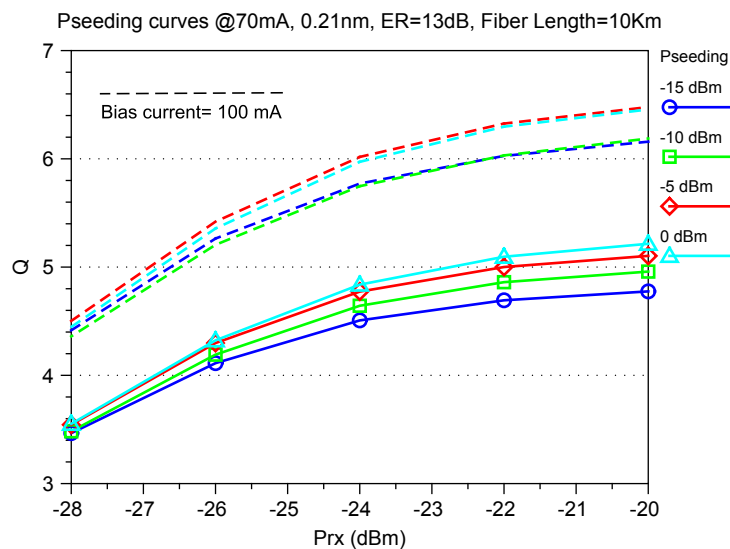


(c)

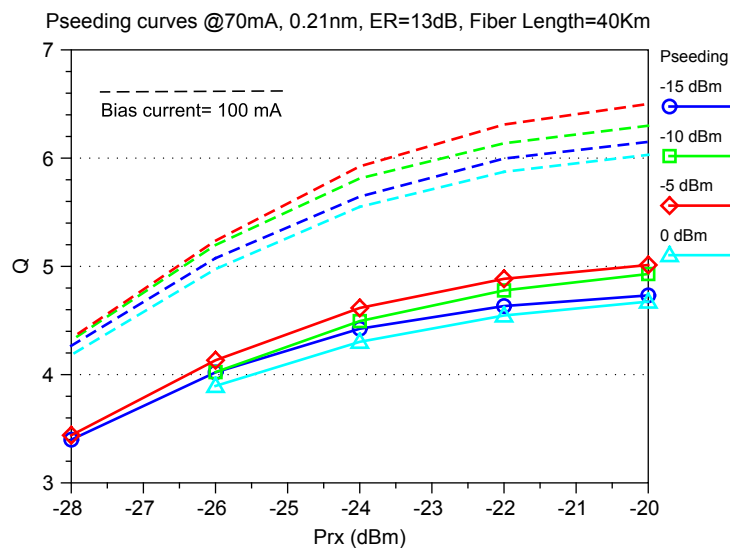
Figura 4.28: Curve di Q al variare della potenza di iniezione dell'RSOA con sorgente a 0.43 nm in propagazione su 10 km (a), 20 km (b) e 40 km (c) di fibra bidirezionale

4.7 Performance a corrente di polarizzazione di 70 mA

Oltre al caso di corrente di polarizzazione dell'RSOA pari a 100 mA si sono valutate le performance con corrente di 70 mA fissando alcuni parametri in base ai risultati già ottenuti per il caso 100 mA. Si sono tenuti in considerazione solo i casi di fibra di lunghezza 10 km e 40 km e rapporti di estinzione pari a 10 dB e 13 dB.



(a)



(b)

Figura 4.29: Curve di Q a diverse potenze di iniezione di un RSOA operato a 70 mA di bias, con sorgente a 0.21 nm su 10 km (a) e 40 km (b) di fibra bidirezionale

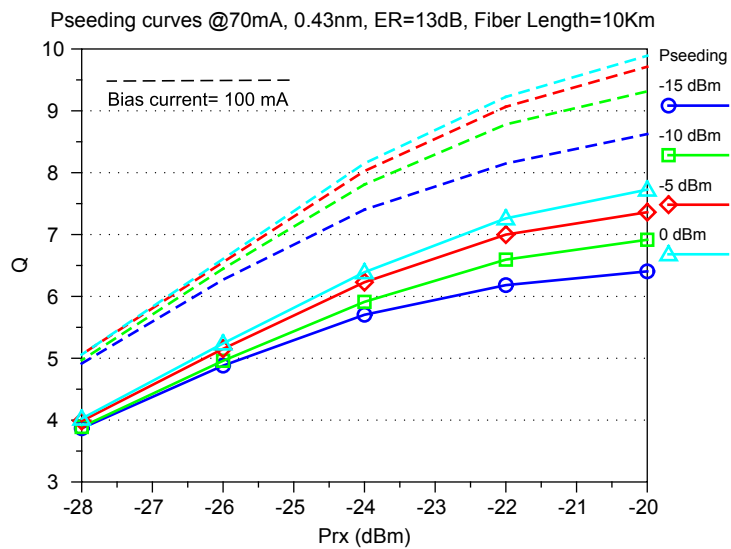
L'obiettivo è vedere ancora una volta qual è la potenza di iniezione ottima (entro

un range significativo) e valutare l'impatto di un complessivo abbassamento del guadagno rispetto al caso di polarizzazione a 100 mA. Inoltre valutare le prestazioni a correnti di polarizzazione più basse è significativo per un dispositivo che è pensato anche per usi domestici e quindi con particolari necessità di bassi consumi energetici.

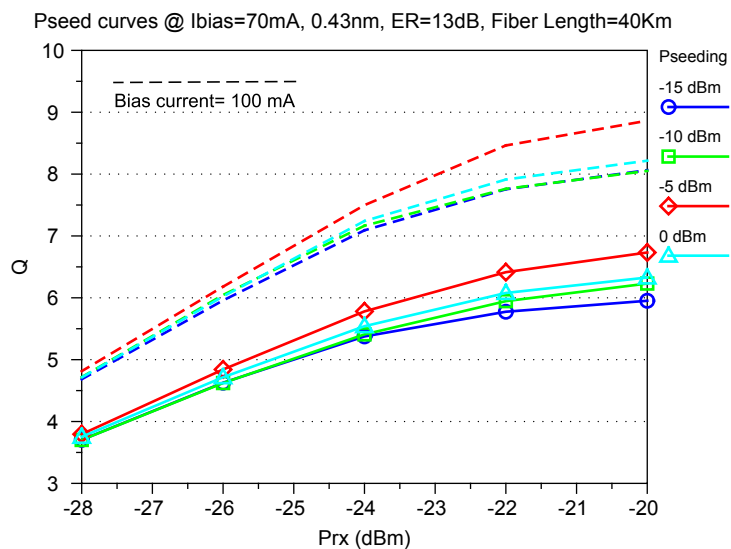
La figura 4.29 mostra le curve di Q in funzione della potenza ottica ricevuta e al variare della potenza di iniezione con RSOA operato a 70 mA, nel caso 0.21 nm e rapporto di estinzione pari a 13 dB. Vengono anche comparate le prestazioni ottenute con un RSOA con corrente di polarizzazione di 100 mA (tratteggiato) e con propagazione su 10 e 40 km di fibra. In ambo i casi è stata utilizzata una corrente di modulazione tale da determinare un ER pari a 13 dB. Si sono in particolare esaminate eventuali differenze nella potenza di iniezione ottima. L'abbassamento complessivo delle curve a 70 mA è dovuto a due effetti: il calo della compressione del rumore di intensità a pari potenza di iniezione dell'RSOA, a causa della minore saturazione e al calo del guadagno dell'RSOA rispetto al caso 100 mA.

Il calo del guadagno come si vede in figura 4.3 è pari, con potenza di iniezione di -10 dBm, a circa 5 dB. Questi 5 dB di perdita di guadagno comportano un uguale peggioramento dell'SRR che provoca un peggioramento delle prestazioni in termini di fattore Q per la corrente di polarizzazione a 70 mA. E' interessante notare in figura 4.29a come il compromesso RIN/RBS a 10 km sia diverso nei due casi. Infatti con 70 mA di corrente di polarizzazione la potenza di iniezione ottima è 0 dBm con un guadagno riferito a $Q=5$ di circa 0.7 dB rispetto alla curva a potenza di iniezione -5 dBm. Il caso di fibra di 40 km è mostrato in figura 4.29b e si nota come l'abbassamento del guadagno e la conseguente diminuzione dell'SRR provochi una penalità a $Q=5$ di ben 6.5 dB a -5 dBm di potenza di iniezione. Il posizionamento reciproco fra le curve di Q è analogo nei due casi di corrente polarizzazione e il compromesso RIN/RBS si risolve in ambo in casi a favore della potenza ottima di iniezione pari a -5 dBm.

Nella figura 4.30 si mostra invece il caso di sorgente filtrata a 0.43 nm con propagazione su 10 (Fig. 4.30a) e 40 km (Fig. 4.30b). Si vede come la penalità a $Q=5$ fra le curve a 100 mA e quelle a 70 mA si riduca notevolmente rispetto al precedente caso. Si riscontra infatti una penalità di circa 2 dB sia nel caso di fibra da 10 km che nel caso di fibra 40 km. Sia con propagazione su 10 km che su 40 km il posizionamento reciproco fra le curve a pari potenza di iniezione è uguale a 70 mA e a 100 mA. Nello specifico a 10 km l'ottimo di potenza di iniezione è collocato intorno a 0 dBm mentre a 40 km si trova a -5 dBm.



(a)



(b)

Figura 4.30: Curve di Q a diverse potenze di iniezione di un RSOA operato a 70 mA di bias, con sorgente a 0.43 nm su 10 km (a) e 40 km (b) di fibra bidirezionale

4.8 Prestazioni a rate 2.5 Gbit/s

Si sono esaminate le prestazioni a 2.5 Gbit/s solo per alcuni particolari parametri. In figura 4.31 si valutano le prestazioni a 2.5 Gbit/s con sorgente filtrata a 0.43 nm al variare dell'ER e per potenza di iniezione pari a -10 dBm. Come riferimento si sono utilizzate le curve ottenute analogamente ma a rate di 1.25 Gbit/s.

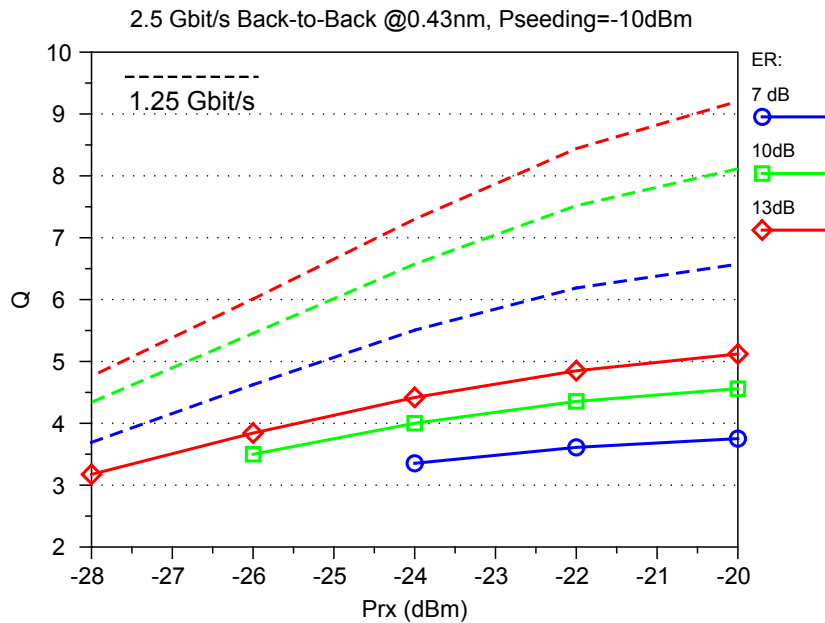


Figura 4.31: Curve di Q in back-to-back a 2.5 Gbit/s e sorgente di iniezione a 0.43nm al variare dell'ER

Si nota il notevole abbassamento delle curve di Q che saturano tutte al di sotto del valore $Q=6$. Tuttavia per ER=13 dB la curva satura al valore $Q=5$, anche se con una penalità di circa 7 dB rispetto al caso 1.25 Gbit/s.

Come visto in precedenza, l'aumento dell'ER contribuisce comunque, anche a 2.5 Gbit/s, a migliorare la qualità trasmissiva, in quanto la penalità di modulazione diretta è assente in questo tipo di sistema. Tuttavia anche con ER compresi fra 7 e 10 dB si riescono ad ottenere prestazioni accettabili per un successivo utilizzo di codici correttori (Q compreso fra 4 e 5).

A 0.21 nm si è preso in considerazione solo il caso ER=13 dB sempre con potenza di iniezione pari a -10 dBm. In figura 4.32 si vede come la curva a 2.5 Gbit/s saturi in questo caso intorno a $Q=4$. Piuttosto che valutare le penalità di potenza a pari Q , in questo caso è interessante considerare la riduzione dello stesso fattore Q raggiunto asintoticamente a potenze ottiche ricevute molto alte, ovvero quello che si è indicato nel capitolo 2 come Q_{ex} . Il fattore di riduzione fra i due Q_{ex} è poco sotto 1.5, cioè

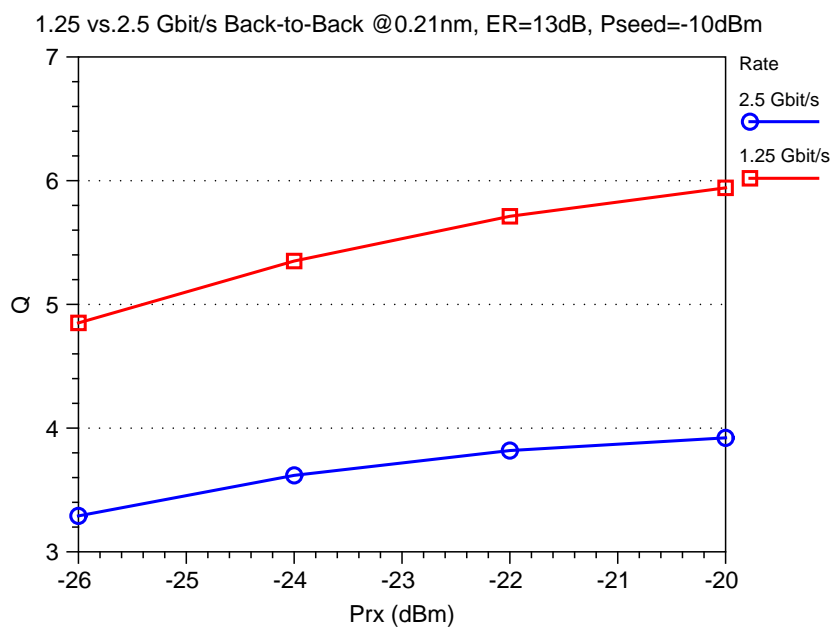


Figura 4.32: Curve di Q in back-to-back a 1.25 Gbit/s e 2.5 Gbit/s con sorgente di iniezione a 0.21nm e $ER=13dB$

molto vicino al valore predetto teoricamente che è pari a 1.414, ovvero alla radice del rapporto fra le due bande elettriche.

Conclusioni

In questo lavoro di tesi è stato analizzato uno schema di Wavelength Division Multiplexing Passive Optical Network (WDM-PON), con particolare riguardo all'unità di rete lato utente (Optical Network Unit, ONU), realizzata con Reflective Semiconductor Optical Amplifier (RSOA). Gli RSOA sono impiegati come dispositivi 'colorless' di modulazione e amplificazione e la distribuzione delle lunghezze d'onda (Central Office, CO) avviene tramite selezione spettrale di una sorgente Amplified Spontaneous Emission (ASE) centralizzata. La selezione della lunghezza d'onda è operata da un Array Waveguide Grating (AWG) collocato al nodo remoto.

In prima istanza si sono analizzati i limiti teorici di questo schema con particolare attenzione al Relative Excess Noise (REN), parametro che esprime il rumore di intensità di una sorgente, associato alle sorgenti ASE filtrate e iniettate in un elemento di guadagno saturato, l'RSOA collocato all'ONU, e successivamente rifiltrate, dall'AWG nel nodo remoto. Il REN di una sorgente a larga banda filtrato è ridotto a seguito dell'iniezione nell'RSOA in regime di saturazione. L'entità di tale riduzione è funzione della banda spettrale occupata e della potenza totale iniettata riferita alla potenza di saturazione dell'RSOA. Il successivo filtraggio operato al nodo remoto dall'AWG incrementa di nuovo il REN del segnale.

E' stato valutato il limite del rapporto segnale-rumore e conseguentemente del fattore Q associato a sistemi in cui il REN rappresenta il contributo dominante. Il fattore Q in particolare satura ad un valore determinato dal rapporto fra la banda ottica delle sorgenti utilizzate e quella elettrica di ricezione, oltre che dal rapporto di estinzione del segnale modulato.

Attraverso una modellizzazione del componente RSOA realizzata con un software commerciale, OptSim, sono state condotte delle valutazioni di REN. E' stato dapprima valutato il REN di sorgenti ASE filtrate da filtri di forma gaussiana e larghezze spettrale a metà altezza da 0.1 nm a 1 nm. I valori ottenuti dalle simulazioni sono stati confrontati con quelli predetti dalla teoria e misurati in diversi lavori disponibili in letteratura ottenendo buon accordo. Si è poi passati alla valutazione della

riduzione del REN dopo l'iniezione nell'RSOA, verificando compressioni di questo contributo di rumore fino a 10 dB con potenze di iniezione fino a 0 dBm. Ad opera del successivo filtraggio dell'AWG questa compressione è diminuita a 5 dB massimi ottenuti per 0 dBm di potenza iniettata.

E' stato valutato il valore ottimale di banda elettrica di ricezione per il sistema studiato, raffrontando i risultati con quelli validi per i sistemi ottici modulati in intensità, preamplificati e rivelati direttamente (Intensity Modulation-Direct Detection o IM-DD). La banda elettrica ottima, normalizzata alla frequenza di cifra, risulta essere inferiore (pari a circa 0.5 volte la frequenza di cifra) per lo schema che utilizza sorgenti incoerenti rispetto al caso di sorgenti coerenti con ASE aggiunto dall'amplificazione ottica. Infatti il livello di rumore di intensità, proporzionale al REN, in banda elettrica risulta più alto a pari filtraggio ottico in ricezione per i sistemi con iniezione incoerente.

Le valutazioni numeriche sullo schema di RSOA iniettato da sorgente di ASE filtrato sono state effettuate inizialmente operando l'RSOA ad una corrente standard di polarizzazione (100 mA) e con frequenza di cifra pari a 1.25 Gbit/s. Si è analizzato l'impatto del fattore di allargamento di riga α , che accoppia la compressione di guadagno ad una modulazione di fase indotta nell'RSOA, sulla degradazione successiva al filtraggio ottico, distinguendo le due componenti di degradazione legate alla Self-Phase-Modulation (SPM) e alla modulazione diretta. In accordo con le valutazioni presenti in letteratura i risultati mostrano che alla modulazione diretta dell'RSOA è associata una degradazione trascurabile, mentre molto più significativa è la SPM che agisce sulle sorgenti di ASE filtrato all'interno dell'RSOA.

Sono state valutate anche le penalità di dispersione date dalla propagazione in fibra a 1.25 Gbit/s e nei casi di ASE filtrato a 0.21 nm e 0.43 nm, corrispondenti ad AWG con spaziatura rispettivamente da 50 GHz e 100 GHz. Queste penalità sono risultate trascurabili a causa della ridotta frequenza di cifra e della lunghezza delle fibre adoperate che risultano essere relativamente limitate.

E' stato anche valutato il contributo di Rayleigh Back-Scattering (RBS), determinato dallo spettro ASE utilizzato per l'iniezione, misurato con diverse condizioni di guadagno dell'RSOA, determinando il compromesso tra compressione del REN e rapporto segnale-backscattering (Signal-to-Rayleigh Backscattering, SRR). Si è trovato in particolare che l'RBS nelle condizioni simulate introduce una penalità limitata e comparabile con quella della dispersione cromatica (meno di 0.5 dB). Il contributo RBS è risultato trascurabile rispetto a quello del rumore di intensità, espresso dal REN, rendendo comunque preferibile aumentare la potenza di iniezione

per migliorare le prestazioni del sistema.

Le stesse valutazioni delle prestazioni del sistema sono state proposte diminuendo la corrente di operazione dell'RSOA e quindi il guadagno e la saturazione del componente (corrente di polarizzazione 70 mA). A parità di potenza iniettata la compressione del REN ottenibile è ridotta. Per ottenere la stessa compressione è necessario incrementare la potenza iniettata e quindi aumentare il contributo RBS ottenendo prestazioni peggiori.

E' stato anche esplorata una frequenza di cifra doppia pari a 2.5 Gbit/s, il raddoppio della banda elettrica di ricezione determina valori di Q troppo bassi anche nel caso in cui si ipotizzi l'uso di codici di correzione (FEC). A questa frequenza di cifra risulta leggermente più significativa la penalità determinata dai filtri ottici alla modulazione dei dati di upstream.

Bibliografia

- [1] Backhauling wireless broadband traffic over an optical aggregation network: WiMAX over OBS. (Citato a pagina 8.)
- [2] A. Kaneko T. Goh et al. Design and applications of silica-based planar lightwave circuits. *Journal of selected topics in quantum electronics*, 1999. (Citato a pagina 12.)
- [3] K. A. McGreer. Arrayed waveguide gratings for wavelength routing. *IEEE Communications Magazine*, 1998. (Citato a pagina 14.)
- [4] Sil-Gu Mun et al. A cost-effective WDM-PON using a multiple section Fabry-Pérot laser diode. (Citato a pagina 17.)
- [5] Gowind P. Agrawal. *Lightwave Technology - Component and devices*. Wiley, 2004. (Citato alle pagine 17, 29 e 63.)
- [6] S. Hann et al. Direct-modulated upstream signal transmission using a self-injection locked F-P for WDM-PON. *Optical Communication, 2005. ECOC 2005. 31st European Conference on, vol.3 p451-452*, 2005. (Citato a pagina 21.)
- [7] E. Wong e al. Low-cost WDM passive optical network with directly-modulated self-seeding reflective RSOA. *Elect. Letters, vol 42(5), pp 299-300*, 2006. (Citato a pagina 21.)
- [8] Rodney S. Tucker An Vu Tran, Chang Joon-Chae. Ethernet PON or WDM-PON: A comparison of cost and reliability. 2005. (Citato alle pagine 22 e 23.)
- [9] F. Payoux et al. Gigabit optical access using WDM-PON based on spectral slicing and reflective SOA. *Optical Communications, ECOC*, 2005. (Citato a pagina 24.)
- [10] F. Payoux et al. WDM-PON with a single SLED seeding colorless RSOA-based OLT and ONUs. *Optical Communications, ECOC*, 2006. (Citato a pagina 24.)

- [11] D.W.Shin S.H.Cho, S.S.Lee. Transmission performance enhancement for EIN limited 2.5 Gbit/s RSOA-based WDM-PON by using dispersion management. *Electronics Letters*, 46(9), 2010. (Citato a pagina 24.)
- [12] Bo Zhang et alt. A simple high-speed WDM-PON utilizing a centralized supercontinuum broadband lighth source for colorless ONUs. *OFC/NFOEC*, 2006. (Citato a pagina 24.)
- [13] H. Hodara. Statistics of thermal and laser radiation. *Proceedings of the IEEE*, 1964. (Citato alle pagine 26, 27, 28 e 29.)
- [14] Joseph W. Goodman. *Statistical Optics*. Wiley InterScience, 2007. (Citato alle pagine 26, 27, 28 e 30.)
- [15] A. C. Boucouvalas D.G. Cunningham, A. Coles. Intensity noise in lightwave fibre systems using LED transmitters. *Electronics Letters*, 25, 1989. (Citato alle pagine 27 e 33.)
- [16] L. Mandel. Fluctuations of light beams. *Progress in Optics*, 2:194, 1963. (Citato a pagina 29.)
- [17] Ronald P.H.Haaksman et al. H.S. Kim. Noise properties andof interferometer systems interrogated by narrowband fiber ASE source. *Journal of Lightwave Technology*, 1999. (Citato a pagina 29.)
- [18] Gowind P. Agrawal. *Lightwave Technology - Telecommunication systems*. Wiley, 2005. (Citato alle pagine iii, 32, 34 e 35.)
- [19] David Sampson A.J. Keating. Reduction of excess intensity noise in spectrum-sliced incoherent light for WDM applications. *Journal of Lightwave Technology*, 1997. (Citato alle pagine 33 e 49.)
- [20] Y.C.Yung K.Y.Cho, Y.Takushima. 10-gb/s operation of RSOA for WDM-PON. *Photonics Technology Letters*, 2008. (Citato alle pagine iii, 37 e 38.)
- [21] Byoung Bhi King Kim. RSOA-based wavelength-reuse Gigabit WDM-PON. *Journal of Optical Society of Korea*, 2008. (Citato alle pagine iii, 38 e 39.)
- [22] S. Cole et alt. *Electronics Letters*, 25. (Citato a pagina 39.)
- [23] P. Horak et al. A. McCoy. Noise suppression of incoherent light using a gain-saturated SOA: implications for spectrum-sliced WDM systems. *Journal of Lightwave Technology*, 2005. (Citato alle pagine 40 e 67.)

- [24] N.Anders Olsson G.P.Agrawal. Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 1989. (Citato a pagina 40.)
- [25] H.H.Lee et alt. Filtering effects in a spectrum-sliced WDM-PON system using gain-saturated reflected-SOA. *OSA/OFC/NFOEC*, 2009. (Citato a pagina 40.)
- [26] Josep Prat C. Arellano, K.D. Langer. Reflections and multiple rayleigh backscattering in WDM single-fiber loopback access networks. *Journal of lightwave technology*, 2009. (Citato a pagina 44.)
- [27] Oleg V. Sinkin et alt. Optimization of the split-step Fourier method in modeling optical-fiber communications systems. *Journal of Lightwave technology*, 2003. (Citato a pagina 54.)
- [28] RSOFT Inc. Optsim models reference: Block mode. 2. (Citato a pagina 57.)
- [29] Peter J. Winzer et alt. Optimum filter bandwidths for optically preamplified NRZ receivers. *Journal of Lightwave Technology*, 2001. (Citato alle pagine 71 e 73.)
- [30] Sango Soo Lee Han Hyub Lee, Seung-Hyun Cho. Efficient excess noise suppression of 100-Ghz spectrum-sliced WDM-PON with a narrow-bandwidth seed light source. *Photonics technology letters*, 2010.
- [31] Cedric F. Lam. *Passive optical networks: principles and practice*. 2007.
- [32] J. A. Armstrong. Theory of interferometric analysis of laser phase noise. *Journal of the optical society of America*, 1966.
- [33] Masataka Nakazawa. Rayleigh backscattering theory in single-mode optical fibers. *Journal of Optical Society of America*, 73(9), 1983.
- [34] J. Kani et al M. Fujiwara. Impact of backreflection on upstream transmission in WDM single-fiber loopback access networks. *Journal of lightwave technology*, 2006.
- [35] Ni Guo-Qiang et al. W. Yan-Hong. Theoretical analysis on coherent noise by Rayleigh backscattering in bidirectional transmission system with single mode-fiber. *International Forum on information technology and applications*, 2009.
- [36] Elaine Wong. *Passive optical networks: principles and practice Cap3:Optical technologies in passive optical access networks*. Elsevier/Academic Press, 2007.

- [37] Cedric F. Lam. *Passive optical networks: principles and practice Cap2:PON architecture review*. Elsevier/Academic Press, 2007.
- [38] Cedric F. Lam. *Passive optical networks: principles and practice Cap1:Introduction*. Elsevier/Academic Press, 2007.
- [39] et al. Hoon Kim, Sangho Kim. Impact of dispersion, PMD, and PDL on the performance of spectrum-sliced incoherent light sources using gain-saturated semiconductor optical amplifiers. *Journal of lightwave technology*, 2006.