

Politecnico di Milano
Dipartimento di Elettronica e Informazione
Facoltà di Ingegneria delle Telecomunicazioni



Tesi di Specialistica in
Reti di Telecomunicazioni

Architetture di nodi di commutazione ottici di tipo add/drop riconfigurabili

Candidato: Gianluigi Notarnicola

Relatore: Prof. Achille Pattavina

Correlatore: Prof. Guido Maier

A.A. 2010/2011

Ai miei genitori

Contents

Contents	i
1 Sistemi di trasmissione a 100 Gbps	7
1.1 100 Gbps Ethernet	7
1.2 Schemi di Modulazione per la trasmissione a 100 Gbps . . .	10
1.2.1 Modulazioni d'ampiezza	10
1.2.2 PDM-QPSK	12
1.2.3 OFDM	13
1.3 Rivelazione Coerente	16
1.4 Impairments non lineari	18
1.4.1 Self-Phase Modulation (SPM)	19
1.4.2 Cross-Phase Modulation (XPM)	21
1.4.3 Four Wave Mixing (FWM)	23
1.4.4 Scattering di Brillouin stimolato (SBS)	25
1.4.5 Diffusione di Raman stimolata (SRS)	26
2 Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer - ROADM	27
2.1 Architettura del ROADM	27
2.1.1 Wavelength Selective Switch (WSS)	29
2.1.2 Array Waveguide Gratings (AWG)	34
2.2 Proprietà dei ROADM	35
2.3 ROADM Physical Impairments	41
2.3.1 Filtraggio concatenato	42
2.3.2 Crosstalk	43
3 ROADM Scalability	45
3.1 Modello di scalabilità per il ROADM	46

3.1.1	Input del modello	48
3.1.2	Scenario NoSplit	49
3.1.3	Scenario NoDropSplit	55
3.1.4	Scenario Split	59
3.2	Applicazione del modello a reti di telecomunicazioni	62
3.2.1	Applicazione del Modello	63
4	Architetture di nodi ad interconnessione di ROADM: Design e Scalabilità	67
4.1	Switching Networks Theory	68
4.2	Modello di scalabilità	71
4.2.1	Confronto tra il ROADM singolo e la rete di ROADM	78
5	Modello di trasmissione per reti di trasporto con ROADM	83
5.1	Descrizione del modello	83
5.1.1	Il Trasmettitore	84
5.1.2	Il ROADM di trasmissione	85
5.1.3	Cascata di ROADM	88
5.1.4	Il ROADM di ricezione	89
5.1.5	Il ricevitore	90
5.2	Simulazioni e risultati	92
	Bibliography	99
	Lista dei Simboli e delle Abbreviazioni	105
	List of Figures	107
	List of Tables	110

Abstract

Il lavoro di tesi svolto riguarda lo studio di scalabilità del ROADM (Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer), cioè un'analisi delle prestazioni del dispositivo al variare delle configurazioni, ed uno studio sul numero di dispositivi interni al ROADM necessari quando si modificano i requisiti prestazionali.

Una prima fase è stata incentrata sullo studio dello stato dell'arte dei dispositivi di commutazione ottica, con particolare attenzione al ROADM. È stata fatta una trattazione sugli impairments fisici per la trasmissione in fibra per velocità di 100 Gbps (standard nelle reti long-haul di nuova generazione) ed per il ROADM.

Una seconda fase ha riguardato lo studio di scalabilità del ROADM al variare delle configurazioni principali (colorless, directionless, contentionless, gridless). I risultati sono stati indirizzati al calcolo del numero di dispositivi interni al ROADM con particolare attenzione al WSS (Wavelength Selective Switch).

La tesi comprende uno studio su una architettura di ROADM formata dall'interconnessione di ROADM con grado nodale più basso. Si fornisce un'analisi delle prestazioni ed un confronto con il ROADM singolo.

L'ultima parte ha riguardato la realizzazione di un simulatore di trasmissione su reti DWDM con ROADM come nodi principale. L'obiettivo è visualizzare l'interazione tra il segnale e il ROADM, valutando la degradazione e il crosstalk.

Introduzione

Le reti di trasporto a lunga distanza (long-haul networks) sono sempre state oggetto di un'evoluzione rapida e continua. La crescita costante di traffico IP, soprattutto files video e intensive transazioni WEB 2.0, è il driver principale di un continuo rinnovamento delle reti di trasporto.

Oggi, lo standard di trasmissione a lunga distanza che si sta affermando è il 100 Gbps Ethernet. 100 Gbps Ethernet è la naturale successione della gerarchia 10M/100M/1G/10G, standards di successo negli anni precedenti.[6]

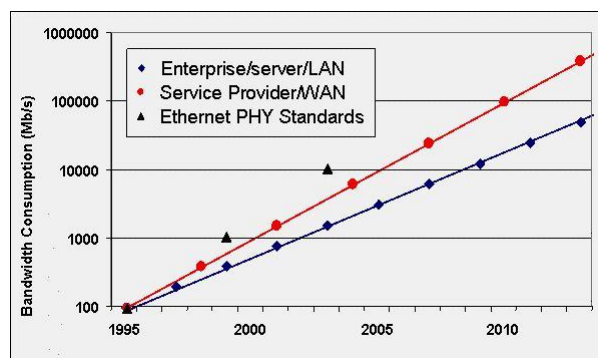


Figure 0.1: Consumo di Banda in aree LAN e WAN

Negli anni scorsi qualsiasi tentativo di trasmissione a 100 Gbps era caratterizzato dalla suddivisione di un unico flusso in uno stream di contributi a bitrate inferiore inviati su più lunghezze d'onda. Questa metodologia risulta essere sconveniente in termini di efficienza spettrale e quindi la tendenza è quella di esplorare tecniche di trasmissione ad alto bitrate su una singola lunghezza d'onda. Lo sviluppo di schemi di modulazione multilivello, associati al PM (*polarization multiplexing*), permettono di raggiungere lo scopo prefisso. In particolare, lo schema M-PSK (*Multilevel - Phase Shift Keying*) e le sue varianti sembrano essere le modulazioni designate per la trasmissione single carrier a 100 Gbps.

Un'altra tendenza è l'utilizzo di OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), uno schema di modulazione ampiamente utilizzato nei sistemi RF-wireless e nei sistemi di broadcasting audio e video.[26].

Un altro aspetto da considerare è la (re)introduzione dei ricevitori coerenti a valle dello schema di trasmissione. Questo è stato possibile grazie all'utilizzo di dispositivi DSP (*Digital Signal Processing*) che garantiscono una notevole riduzione degli impairments lineari indotti dalla trasmissione in fibra, fattore che rendeva poco conveniente la rilevazione coerente rispetto a quella diretta.[27]

I ROADM (*Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer*) sono l'elemento chiave nella costruzione di delle reti di trasporto long-haul di nuova generazione. In questi nodi la caratteristica intrinseca di riconfigurabilità rende possibile una gestione dinamica delle lunghezze d'onda. Una lunghezza d'onda o un gruppo di lunghezze d'onda possono essere inviate alle sezioni di add/drop o semplicemente attraversare il nodo senza che ci sia bisogno di una conversione E-O-E (*Electrical-Optical-Electrical*). Inoltre, grazie all'utilizzo dei ROADM, le reti a larga scala possono evolvere da una interconnessione di reti ad anello a grandi reti mesh.[17]

Il lavoro di tesi è incentrato sullo studio di questi dispositivi. In particolare, si analizza il ROADM dal punto di vista fisico e si analizza la scalabilità dello stesso.

I seguenti capitoli sono così strutturati:

- Il primo capitolo include un'analisi dello stato dell'arte per reti di trasporto a 100 Gbps, con particolare attenzione agli impairments fisici che caratterizzano la trasmissione in fibra a queste velocità e per questi schemi di modulazione.
- Il secondo capitolo tratta in modo approfondito il ROADM dal punto

di vista della struttura fisica, le configurazioni più utilizzate e gli impairments relativi ad esso.

- Il terzo capitolo include uno studio di scalabilità del ROADM per ognuna delle configurazioni più utilizzate; si analizza anche il comportamento del principale componente del ROADM cioè il WSS.
- Il quarto capitolo comprende lo studio di architetture di interconnessione di ROADM. In particolare si sono messe in evidenza due tipi di strutture di rete (Clos, Slepian-Duguid) e come possono essere applicate a scenari contenti nodi ROADM. I risultati sottolineano la caratteristica bloccante di questi tipi di architetture.
- Il quinto capitolo comprende lo studio di un modello di trasmissione per reti con ROADM. In particolare si è costruito un simulatore in grado di mettere in evidenza l'interazione tra il segnale e i vari dispositivi che incontra sul percorso tra il trasmettitore ed il ricevitore.

Chapter 1

Sistemi di trasmissione a 100 Gbps

I sistemi di trasmissione a 100 Gbps stanno diventando lo standard per le reti di trasporto di tipo long-haul. L'alta frequenza di cifra è ottenuta grazie al progresso tecnologico nei componenti ottici che ha permesso di utilizzare tecniche di modulazione complesse.

In questo capitolo si delineano le caratteristiche principali dei sistemi di trasmissione a 100 Gbps, ponendo l'attenzione sui sistemi di gestione delle trame, sugli schemi di modulazione, sui sistemi di ricezione e sugli impairment fisici che li caratterizzano.

1.1 100 Gbps Ethernet

Lo standard *IEEE 802.3ba* è il protocollo che è stato universalmente accettato come driver delle trasmissioni a 100 Gbps. Introduce una famiglia di specifiche di livello fisico riassunte nella tabella seguente.

Sin dalla sua introduzione, IEEE 802.3 (Ethernet) è costituito dal MAC sublayer, che è parte del livello data-link della pila ISO-OSI, e dal physical sublayer. Il MAC (Media Access Control) è il sottolivello che effettua tutta la processazione dei pacchetti ricevuti dai livelli più alti convertendoli in frame ethernet e viceversa. La possibilità di poter trasmettere a 100 Gbps si ottiene andando a modificare il sottolivello fisico. Infatti, il MAC sublayer

Port Type	Reach	Description
100GBASE-CR10	At least 7 m cu cable	10 × 10 Gb/s
100GBASE-SR10	At least 100 m OM3 MMF (at least 125 m OM4 MMF)	10 × 10 Gb/s (use of Parallel Fiber)
100GBASE-LR4	At least 10 km SMF	4 × 25 Gb/s
100GBASE-ER4	At least 40 km SMF	4 × 25 Gb/s

Figure 1.1: PHY layer specification - IEEE 802.3ba

non è stato mai modificato sin dall'introduzione dello standard. Il physical sublayer è suddiviso in tre ulteriori sottolivelli:

- PCS: sottolivello che gestisce la codifica e decodifica dei dati.
- PMA: sottolivello che si occupa della moltiplicazione e demoltiplicazione e del recupero del clock del segnale.
- PMD: sottolivello che si occupa dell'interconnessione al physical medium e che gestisce la conversione dei dati nel segnale fisico (e viceversa).

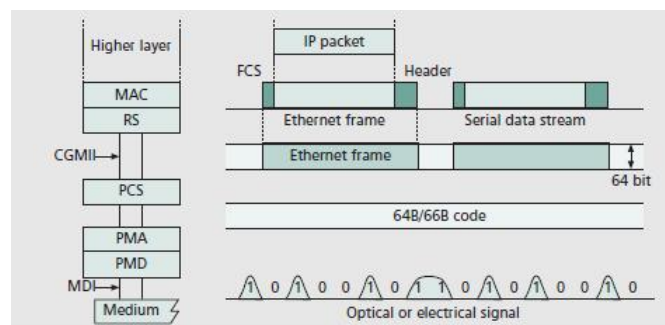


Figure 1.2: Ethernet MAC sublayer

C'è anche un sottolivello opzionale, forward error correction sublayer (FEC), che ha il compito di migliorare il BER.[35]

Le ultime 3 specifiche del protocollo IEEE 802.3ba riguardano il layer fisico di tipo ottico. *100GBASE-ER4* supporta la trasmissione di un segnale a 100 Gbps su una fibra SMF, suddividendolo in 4 segnali a 25 Gbps trasportati su 4 lunghezze d'onda differenti, precisamente a 1295 nm, 1300 nm, 1305 nm, e 1310 nm, su una tratta lunga al massimo 40 Km. Questa specifica si adatta meglio alle esigenze delle reti long-haul di trasporto in cui i collegamenti tra i nodi (ROADM) possono essere molto lunghi.

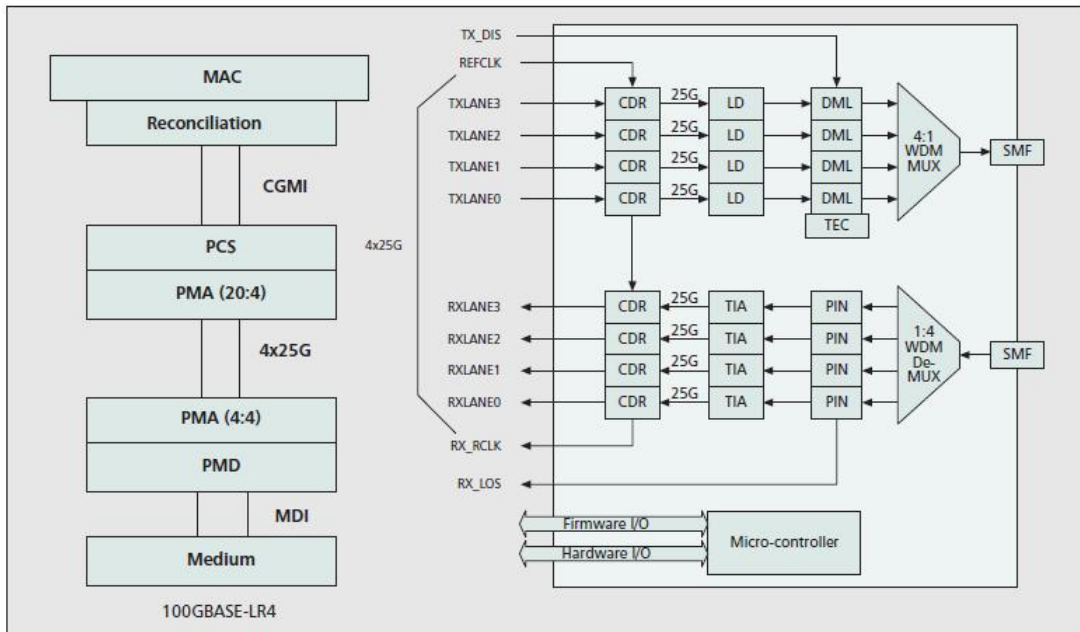


Figure 1.3: Esempio di implementazione della specifica 100GBASE-ER4

Recentemente, l'attenzione del Task Force della IEEE si è spostata sulla possibilità di poter adattare la trasmissione definita nella specifica 100GBASE-ER4 su una singola lunghezza d'onda. Questo è possibile utilizzando un differente schema di modulazione rispetto all OOK, il PDM-QPSK, e inserendo dei rilevatori coerenti.[7]

Il baud rate di un segnale PDM-QPSK è un quarto del data rate (100 Gbps) e cioè 25 Gbps, così da poterlo inserire con facilità in una griglia DWDM con spaziatura a 50 Ghz. Con l'aiuto di un DSP il segnale viene ricostruito nel tempo con le giuste informazioni di fase ampiezza e polarizzazione. Grazie a questa tecnica e all'utilizzo della rilevazione coerente, gli impairments lineari accumulati durante il trasporto in fibra (CD e PMD) possono essere, in teoria, eliminati del tutto. In letteratura sono presenti esperimenti di trasmissioni a 100 Gbps che utilizzano uno schema di modulazione PDM-QPSK. Ad esempio, in una prova di trasmissione su reti Verizon e Nokia-Siemens, è stato fatto propagare un segnale RZ-QPSK a 100 Gbps in una griglia a 50 Ghz di spaziatura contenente altri canali a 40 e 10 Gbps. L'esperimento mostra come il segnale di riferimento rilevato sia al di sotto della soglia di BER prefissata e sia stato ripulito quasi del tutto dai rumori lineari (post DSP).[36]

1.2 Schemi di Modulazione per la trasmissione a 100 Gbps

Nei sistemi di comunicazione ottica, la modulazione OOK è sempre stato lo schema di modulazione predominante sia per la sua semplicità sia per la sua facilità di implementazione. Con la crescita del traffico da gestire, il solo aumento del rate di trasmissione non basta poichè i segnali devono rientrare nella griglia DWDM. Il limite di OOK consiste proprio nella grandezza spettrale del segnale che, a rate elevati, difficilmente si inserisce in spaziature strette (50 GHz). È opportuno, quindi, scandagliare le opportunità offerte da schemi di modulazione più complessi, sia in ampiezza che in fase.

1.2.1 Modulazioni d'ampiezza

OOK è il formato di modulazione più usato in ambiente ottico. È un formato binario in cui i bit sono rappresentati dall'assenza o presenza della portante su canale. La sua efficienza spettrale è, quindi, di 1 bit/Hz.

OOK utilizza diversi tipi di formati di segnale. I più comuni sono RZ (Return to Zero) e NRZ (Non-Return to Zero). Nel formato RZ, l'impulso relativo al

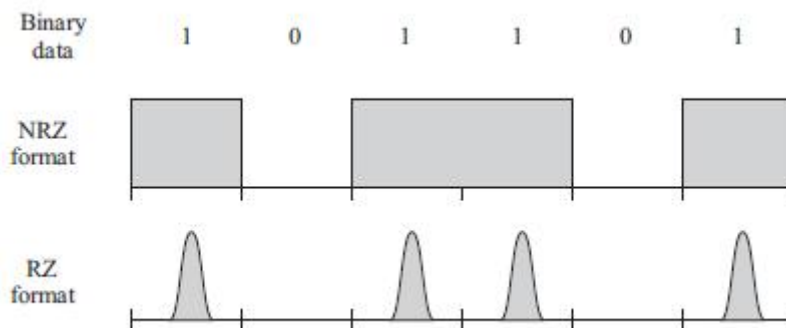


Figure 1.4: Schemi di modulazione RZ-OOK e NRZ-OOK

bit 1 occupa una frazione dell'intervallo di bit, mentre non è usato nessun impulso per trasmettere il bit 0. Nel formato NRZ, invece, per il bit 1 si trasmette l'impulso, mentre non si trasmette niente per lo 0; questo per tutta la durata dell'intervallo di bit. Il vantaggio di NRZ è che occupa circa la metà della banda di un segnale RZ. Di contro, però, una lunga sequenza di bit 1 o 0 per il segnale NRZ si traduce in una difficoltà nella rilevazione del clock da parte del ricevitore. In ogni caso, però, un segnale RZ deve

1.2. SCHEMI DI MODULAZIONE PER LA TRASMISSIONE A 100 GBPS11

trasmettere una potenza di picco più alta per avere, in ricezione, lo stesso SNR di un segnale NRZ.

L'efficienza spettrale molto bassa rende OOK un formato di modulazione non idoneo per trasmissione ad alto bitrate. Per aumentare l'efficienza spettrale è possibile utilizzare formati di modulazione multilivello e PDM (Polarization Division Multiplexing).

In letteratura sono presenti diversi esperimenti che utilizzano modulazioni d'ampiezza quali 16-QAM, 36-QAM, 64-QAM, 128-QAM.

Questi schemi modulano due portanti in quadratura sia in ampiezza sia in fase. I punti sul piano complesso, che rappresentano i vettori complessi della costellazione n-QAM, sono disposti su una griglia quadrata e sono realizzati a partire da una sequenza di bit nota (il segnale da trasmettere).

Nella tabella 1.1 sono raccolti i più recenti risultati ottenuti con trasmissioni di segnali con modulazione d'ampiezza multilivello.

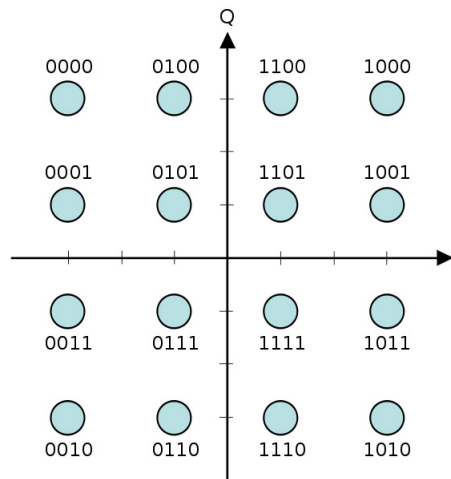


Figure 1.5: Costellazione di un segnale 16-QAM

Modulation	SE	Capacity	Net bit rate	Distance
PDM-RZ-QPSK	4,1	10 Tb/s	104 Gb/s	4368 Km
PDM-RZ-8QAM	4.2	34 Tb/s	106 Gb/s	580 Km
PDM-16QAM	6.2	1 Tb/s	104 Gb/s	630 Km
PM-16QAM	6.4	69 Tb/s	159 Gb/s	240 Km
PDM-36QAM	8.0	64 Tb/s	100 Gb/s	320 Km
PDM-RZ-64QAM	8.3	NA	104 Gb/s	80 Km
PDM-64QAM	9.0	11.2 Tb/s	112 Gb/s	160 Km

Table 1.1: Risultati raggiunti recentemente con modulazioni d'ampiezza[40]

1.2.2 PDM-QPSK

PSK (Phase shift keying) è uno schema di modulazione in cui la fase del segnale conserva l'informazione sulla codifica dei bit. In generale, un segnale PSK può essere espresso nella forma

$$e(t) = A_0 * e^{j(2*\pi*f_0*t + \phi_0(t) + \frac{(m-1)*\pi}{M})} \text{ for } m = 1, 2, \dots, M \quad (1.1)$$

dove f_0 è la frequenza della portante, $\phi_0(t)$ è la fase e M è la cardinalità utilizzata (es. BPSK: $M=2$, QPSK: $M=4$).

Nei sistemi di trasporto ottico a 100 Gbps lo schema di modulazione PDM-QPSK sta assumendo una elevata importanza, rendendolo uno dei candidati per la realizzazione pratica. Aumentando il rate di trasmissione, per poter inserire i segnali nella griglia DWDM (spaziatura 50-100 GHz), è necessario aumentare il numero di bit codificati per simbolo.

QPSK è uno schema di modulazione quaternario in cui le coppie di bit "00", "01", "10" e "11" sono mappate con quattro segnali che hanno una differenza di fase di π . Precisamente $0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}$.

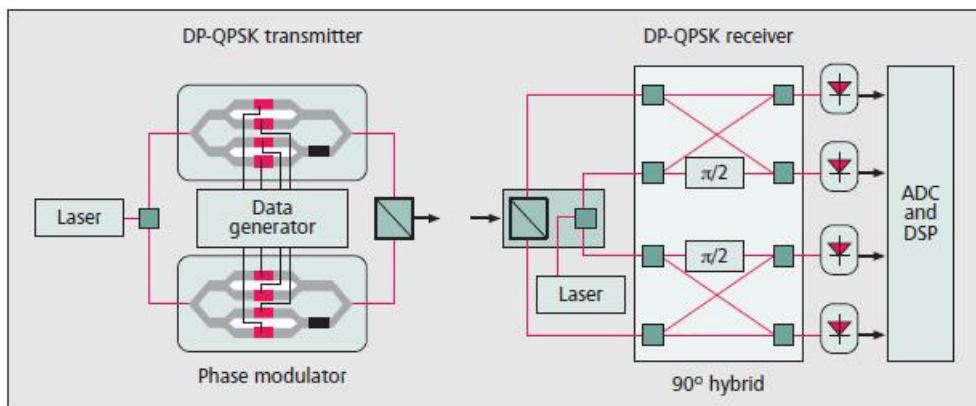


Figure 1.6: Trasmettitore e ricevitore PDM-QPSK

La densità spettrale di QPSK raddoppia rispetto ad OOK, passando quindi da 1 bit/symbol a 2 bit/symbol.

Sfruttando le proprietà di polarizzazione della luce è possibile raddoppiare l'efficienza spettrale portandola a 4 bit/symbol. Lo stream di bit da trasmettere viene suddiviso in due parti, ciascuna delle quali funge da input per due modulatori QPSK. I due segnali QPSK vengono inviati simultaneamente sfruttando l'ortogonalità degli stati di polarizzazione della luce. Il baud rate del segnale PDM-QPSK risultante è 25 Gbaud/s, rendendo lo

spettro abbastanza stretto per poterlo inserire in una griglia DWDM con 50 GHz di spaziatura. PDM-QPSK, con rivelazione coerente, offre approssimativamente 6 dB di margine in più sull'OSNR rispetto al formato binario OOK.[4]

Nel formato OOK bisogna mettere in conto le penalità introdotte dalla non perfetta mitigazione di impairments di trasmissione quali CD (chromatic dispersion) e PMD (Polarization Mode Dispersion). Il vantaggio della trasmissione PDM-QPSK unita alla rivelazione coerente sta nell'utilizzo di un DSP in ricezione che, in teoria, può eliminare del tutto il rumore lineare. Per quanto riguarda la CD, si eliminano quasi del tutto i compensatori lungo le tratte di trasmissione (DCF). Il DCF è una sezione di fibra che introduce una dispersione cromatica di pari intensità ma di segno opposto, così da annullare l'effetto della trasmissione sullo span. Nei sistemi a 100 Gbps si vede come l'eliminazione dei DCF comporti un miglioramento delle performance.

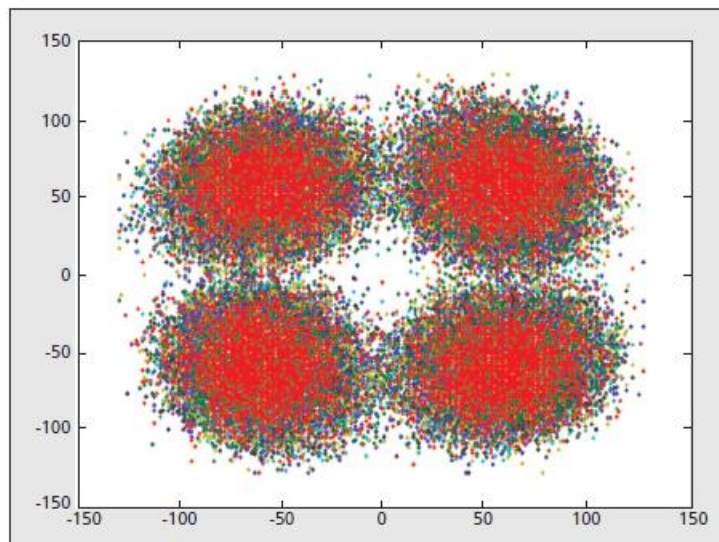


Figure 1.7: Costellazione di un segnale PDM-QPSK dopo 1800 km di trasmissione

1.2.3 OFDM

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) è un altro formato candidato ad essere implementato nei sistemi a 100 Gbps a causa della sua elevata resistenza agli impairments lineari.[38] Il concetto chiave di OFDM è la suddivisione del segnale in input ad alto bitrate in diversi stream di

bit a rate inferiore, ognuno dei quali modula una sottoportante ottica. Non c'è un intervallo di guardia tra le sottoportanti e l'ortogonalità delle stesse si ottiene spaziandole di un multiplo della durata del simbolo nel dominio delle frequenze.

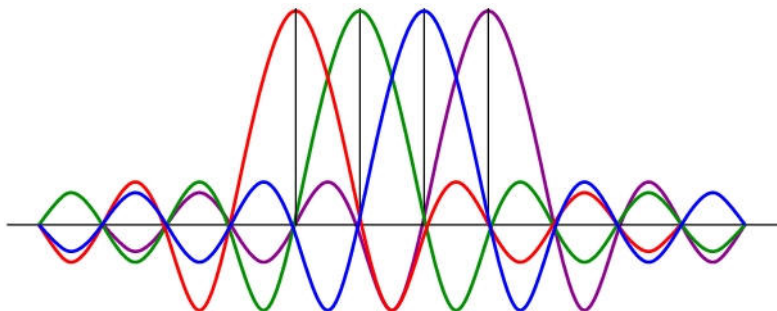


Figure 1.8: Esempio di un segnale OFDM

Il segnale trasmesso, quindi, consiste in una serie di impulsi modulati attorno alla frequenza della sottoportante. La modulazione scelta per i sistemi di tipo ottico è una semplice modulazione d'ampiezza. L'applicazione di OFDM in reti di tipo ottico ha due varianti che dipendono dal modo in cui il segnale è rivelato in ricezione:

- DDO-OFDM
- CO-OFDM

DDO-OFDM (Direct Detection Optical OFDM) è la soluzione più semplice e di facile implementazione, in quanto utilizza un solo fotodiodo in ricezione per rivelare il segnale. Il ricevitore, però, influenza le prestazioni. Infatti, è necessario inviare la portante centrale per poter effettuare l'estrazione del segnale in remoto attraverso il battimento della stessa con ognuna delle sottoportanti trasmesse. In letteratura sono presenti diversi esperimenti per trasmissioni con rate superiore a 100 Gbps e utilizzando OFDM in rivelazione diretta.[30, 31]

CO-OFDM (Coherent Optical OFDM) utilizza invece un ricevitore coerente per rivelare il segnale. Questa soluzione è vista come possibile candidata per trasmissioni ad alto bitrate a causa della migliore efficienza spettrale e del risparmio in potenza trasmessa (non si invia la portante).

La modulazione multiportante è una delle soluzioni al crescente bisogno di rate più alti per canale. È stato mostrato come una variante dello schema

standard di OFDM, detto NGI-CO-OFDM (No guard Interval CO-OFDM), possa raggiungere degli eccellenti risultati sulle trasmissioni long-haul. [33] Inoltre, utilizzando delle modulazioni avanzate per le sottoportanti di OFDM (es. PDM-QPSK), si riesce ad ottenere un rate di trasmissione di canale (sottoportante) molto elevato (> 100 Gbps). Ad esempio, è stata effettuata con successo una trasmissione di 1,2 Tbps su una tratta di 7200 Km, utilizzando 24 portanti NGI-CO-OFDM modulate con PDM-QPSK a 12,5 GBaud/s (100 Gbps per canale). Non utilizzando compensatori di dispersione lineare si è riusciti ad ottenere un valore di SE-distance (spectral efficiency - distance) pari a $27000 Km \cdot b/s/Hz$. [24, 5]

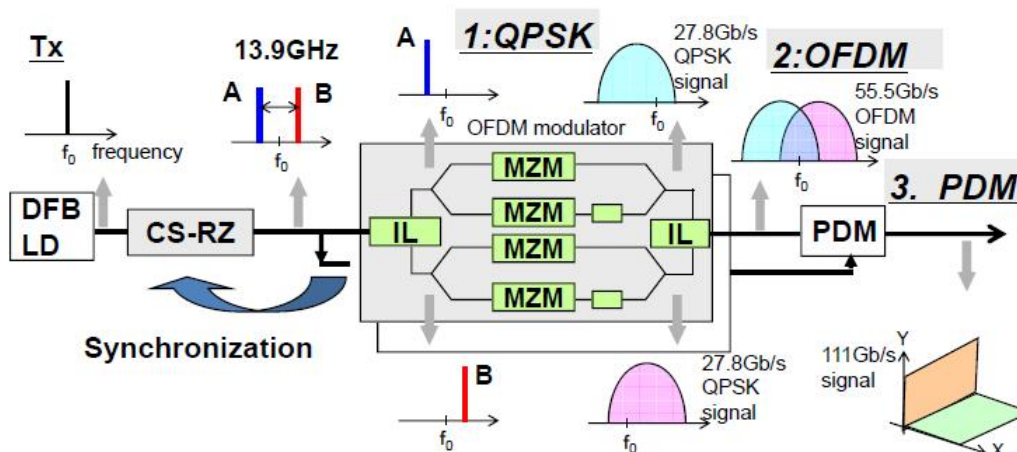


Figure 1.9: Esempio di trasmissione OFDM con 2 sottoportanti modulate PDM-QPSK

Recentemente, si stanno sviluppando studi di trasmissione CO-OFDM su fibre ottiche multimodali. Lo svantaggio è la difficoltà di selezionare un determinato modo di fibra per estrarne il segnale che causa una notevole dispersione modale. Recentemente sono stati effettuati esperimenti con fibre TMF (two modal fiber). Infatti, il mixing tra il modo LP_{01} e i modi ortogonali LP_{11} è reversibile applicando un'opportuna equalizzazione di canale. Questo abilita la possibilità di poter trasmettere in maniera indipendente i due segnali su LP_{01} e sugli LP_{11} . [1]

1.3 Rivelazione Coerente

Un'alternativa alla rivelazione diretta, combinata con modulazione di intensità e di fase, è la cosiddetta rivelazione coerente. Questa tecnica di demodulazione prende il nome dal fatto che il ricevitore ha bisogno di conoscere le informazioni per quanto riguarda la fase dell'onda portante per demodulare il segnale e, quindi, la coerenza della portante gioca un ruolo fondamentale. Il concetto principale che sta dietro alla rivelazione coerente è combinare il segnale in ingresso con un laser non modulato, detto oscillatore locale, per migliorare le performance del ricevitore. Il segnale in ingresso al demodulatore si può esprimere nella forma:

$$E_s = A_s e^{-j(\omega_0 t + \phi_s)} \quad (1.2)$$

dove ω_0 è la frequenza della portante e A_s e ϕ_s sono, rispettivamente, l'ampiezza e la fase del segnale. L'espressione per l'oscillatore locale è pressochè la stessa:

$$E_{LO} = A_{LO} e^{-j(\omega_{LO} t + \phi_{LO})} \quad (1.3)$$

dove ω_{LO} è la frequenza dell'oscillatore locale A_{LO} e ϕ_{LO} sono, rispettivamente, l'ampiezza e la fase del segnale dell'oscillatore locale. Quando i due segnali sono combinati, la fotocorrente avrà una espressione del tipo (nel caso omodino $\omega_{IF} = \omega_0 - \omega_{LO} = 0$):

$$I(t) = P_s + P_{LO} + 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) \quad (1.4)$$

Da quest'ultima equazione si può vedere come si ha accesso sia all'ampiezza, sia alla fase del segnale ricevuto e questo determina la possibilità di poter utilizzare la rivelazione coerente con qualsiasi modulazione di ampiezza, fase o frequenza o una loro combinazione.

L'SNR (signal to noise ratio), assumendo $\phi_s - \phi_{LO} = 0$, risulta essere

$$SNR = \frac{4P_s P_{LO}}{2q(P_{LO} + I_d)} \Delta f + \sigma^2 \quad (1.5)$$

dove si è assunto $P_{LO} \gg P_s$ e si sono eliminate le componenti in continua dal segnale ricevuto. σ^2 è la varianza di rumore che è la somma delle varianze di shot-noise e thermal-noise. L'ultima equazione si ottiene per condizioni in regime "shot-noise limited", in cui il rumore termico prevale rispetto a quello shot.

Nei sistemi di trasmissione ad alto bitrate (≥ 100 Gbit/s), è di notevole importanza sfruttare la PDM (Polarization Division Multiplexing). Per poter

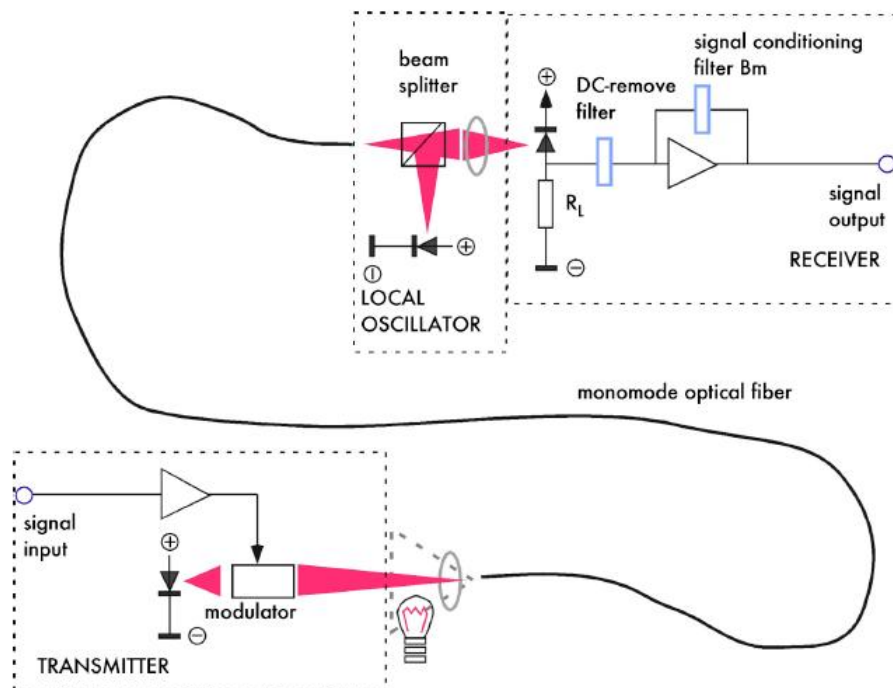


Figure 1.10: Schema di un ricevitore coerente

rivelare un segnale multiplato anche in polarizzazione, è necessario modificare lo schema di ricezione implementando un ricevitore a diversità di polarizzazione. Questa tecnica permette di accedere ad entrambi i piani di polarizzazione e risulta efficace anche per tracciare ed eliminare (in post processing) la Polarization Dependent Loss (PDL). È usato molto spesso in congiunzione con uno schema di phase diversity così da controllare anche le fluttuazioni di fase.[8, 13]

Il successo dei rivelatori coerenti è avvenuto con molto ritardo rispetto alla loro nascita. Questo a causa dell'inadeguatezza di componenti, quali, ad esempio, il DSP, che solo negli ultimi anni hanno raggiunto performance adeguate per le trasmissioni ad alto bitrate. Il successo della rivelazione coerente è dovuto alla possibilità di poter accedere sia all'ampiezza sia alla fase del segnale. Grazie al DSP è possibile, quindi, fare a meno di complessi compensatori in-line e "ripulire" il segnale in ricezione, compensando gli impairments lineari e i deterministici non lineari. In aggiunta, la doppia polarizzazione consente di raddoppiare l'efficienza spettrale e, quindi, raggiungere bitrate più alti.

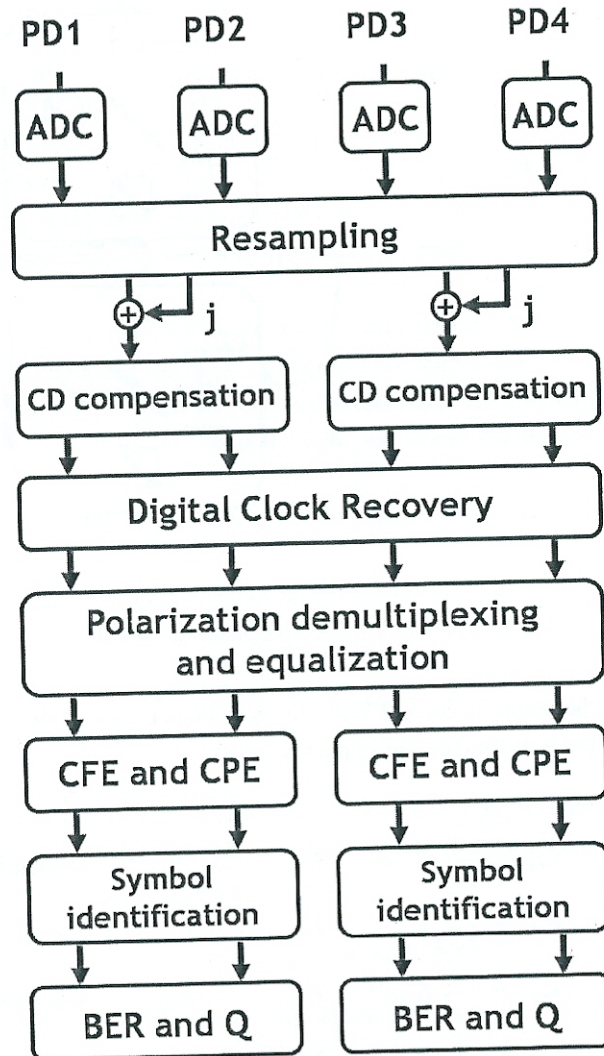


Figure 1.11: Schema operativo di un DSP

1.4 Impairments non lineari

Grazie al post processing effettuato dal DSP in ricezione, l'effetto sul segnale della maggior parte degli impairments lineari (CD, PMD, PDL) può essere mitigato. All'aumentare del bitrate, però, gli impairments non lineari aumentano la loro consistenza e influiscono in modo sostanziale sulle performance di trasmissione.

Gli impairments non lineari nascono dall'interazione del mezzo trasmissivo (fibra ottica) con la quantità di potenza trasmessa. Il mezzo trasmissivo, sottoposto a campo elettrico (segnale trasmesso), subisce una variazione

delle sue proprietà ottiche, evidenziando il fenomeno della birifrangenza. In particolare, la differenza tra l'indice di rifrazione straordinario e quello ordinario è pari a:

$$\Delta n = \lambda K E^2 \quad (1.6)$$

dove E^2 è il modulo del campo elettrico applicato, λ è la lunghezza d'onda incidente e K è una costante, detta costante di Kerr che dipende dalla temperatura e decresce al decrescere di questa.

L'effetto Kerr è responsabile di 3 tipi di effetti:

- Self-Phase Modulation (SPM).
- Cross-Phase Modulation (XPM).
- Four-Wave-Mixing (FWM).

Oltre all'effetto Kerr, altri fenomeni non lineari sono:

- Scattering di Brillouin stimolato (SBS).
- Scattering di Raman Stimolato (SRS).

Gli effetti di diffusione sono dovuti all'interazione del segnale trasmesso con le particelle del mezzo trasmissivo. L'energia è trasferita tra un'onda ad energia maggiore ad un'altra ad energia minore. La parte persa di energia è assorbita dalle vibrazioni molecolari, dette anche fononi, del mezzo trasmissivo. L'onda a minore energia è detta *onda di Stokes*, mentre il segnale che la genera è detto *pompa*. I fenomeni di diffusione sono caratterizzati da un coefficiente di guadagno g ($m \cdot W$) e da una larghezza spettrale Δf in cui è presente tale guadagno.

1.4.1 Self-Phase Modulation (SPM)

Le fluttuazioni della potenza di segnale causano cambiamenti nella fase dello stesso, introducendo un chirp (sovramodulazione ad alta frequenza) che aumenta l'effetto della dispersione cromatica. Questo tipo di impairment non lineare diventa tanto più significativo quanto più è alto il bitrate del segnale trasmesso. Il chirp indotto dall'SPM si traduce in un allargamento spettrale dell'impulso trasmesso e questo comporta dei problemi di ISI con i canali vicini in sistemi DWDM in cui la spaziatura dei canali è stretta (minore di 100 GHz).[32]

Considerando l'espressione del campo elettrico per un segnale monocromatico

$$E(t) = E \cos(\omega_0 t - \beta_0 z) \quad (1.7)$$

il vettore di polarizzazione elettrica non lineare si può scrivere nella forma

$$\begin{aligned} P_{NL}(r, t) &= \epsilon_0 \chi^{(3)} E^3 \cos^3((\omega_0 t - \beta_0 z)) \\ &= \epsilon_0 \chi^{(3)} E^3 \left(\frac{3}{4} \cos(\omega_0 t - \beta_0 z) + \frac{1}{4} \cos(3\omega_0 t - 3\beta_0 z) \right) \end{aligned} \quad (1.8)$$

dove ϵ_0 è la costante dielettrica del vuoto, $\chi^{(3)}$ è la suscettibilità non lineare del terzo ordine (dominante nel vettore di polarizzazione dielettrica non lineare), E è l'intensità del campo elettrico, ω_0 è la frequenza centrale dell'onda e β_0 p la costante di propagazione. Eliminando il termine a $3\omega_0$ si può scrivere

$$P_{NL}(r, t) = \left(\frac{3}{4} \epsilon_0 \chi^{(3)} E^2 \right) E \cos(\omega_0 t - \beta_0 z) \quad (1.9)$$

in cui β_0 si può scrivere nell'espressione

$$\begin{aligned} \beta_0 &= \frac{\omega_0}{c} \sqrt{1 + \chi^{(1)} + \frac{3}{4} \chi^{(3)} E^2} \\ &= \frac{\omega_0}{c} \left(n + \frac{3}{8n} \chi^{(3)} E^2 \right) \end{aligned} \quad (1.10)$$

dove l'indice di rifrazione n è pari a $1 + \chi^{(1)}$ e si è assunto che $\chi^{(3)}$ è un valore molto basso. Quindi il campo elettrico è una sinusoide la cui fase varia con $E^2 z$. Questa variazione è la *self-phase modulation*. Essendo $\beta = \frac{\omega n}{c}$, si può invertire l'equazione per ricavare

$$\hat{n}(E) = n + \bar{n}I. \quad (1.11)$$

chiamato indice di rifrazione non lineare. Nell'ultima equazione \bar{n} è il coefficiente non lineare di \hat{n} e si nota la diretta dipendenza di quest'ultimo dall'intensità.

L'impulso utilizzato nei sistemi di trasmissione ottica, però, non ha una durata temporale finita e, quindi, non è monocromatico. Inoltre, non è un'onda piana e presenta una componente del campo elettrico trasversa che non è costante, ma dipende dalla geometria della fibra. Con buona approssimazione, però, è possibile applicare le stesse considerazioni fatte per l'impulso monocromatico. Dunque, SPM comporta l'allargamento dell'impulso trasmesso.

Un effetto interessante riguarda l'interazioni di SPM con la CD (chromatic dispersion). Si dimostra come, in regime normale di dispersione cromatica, se SPM e CD sono pressochè uguali con CD dominante, l'effetto di SPM è inverso e riduce l'allargamento temporale del segnale trasmesso.

Diversi metodi sono stati proposti per la compensazioni di SPM in trasmissioni ad alto bitrate. Ad esempio, per quanto riguarda un segnale PDM-QPSK, si possono ottenere dei buoni risultati effettuando una pre ed una post processazione del segnale. Il pre-processing ha il compito di effettuare una distorsione del segnale da trasmettere cercando di preservare, quindi, il più possibile la qualità del segnale. Il post processing tenta di eliminare l'effetto dell'SPM e ottimizza i parametri di trasmissione.[39]

Anche per quanto riguarda OFDM, esistono soluzioni che mirano a ridurre il PAPR(Peak to Average Power Ratio). Questo parametro, più elevato rispetto in OFDM rispetto agli altri schemi di modulazione, è responsabile della crescita del SPM.[18]

1.4.2 Cross-Phase Modulation (XPM)

Quando è l'intensità dei canali vicini a provocare una variazione di fase e di conseguenza la formazione di un chirp, si parla di Cross Phase Modulation (XPM).[32]

L'espressione dell'effetto, introdotto dalla XPM, si può ricavare considerando un sistema in cui ci sono due canali adiacenti. L'espressione del campo elettrico è

$$E(r, t) = E_1 \cos(\omega_1 t - \beta_1 z) + E_2 \cos(\omega_2 t - \beta_2 z). \quad (1.12)$$

Il vettore di polarizzazione dielettrica non lineare è:

$$\begin{aligned}
P_{NL}(r, t) &= \epsilon_0 \chi^{(3)} (E_1 \cos(\omega_1 t - \beta_1 z) + E_2 \cos(\omega_2 t - \beta_2 z))^3 \\
&= \epsilon_0 \chi^{(3)} \left[\left(\frac{3E_1^3}{4} + \frac{3E_2^2 E_1}{2} \right) \cos(\omega_1 t - \beta_1 z) + \left(\frac{3E_2^3}{4} + \frac{3E_1^2 E_2}{2} \right) \cos(\omega_2 t - \beta_2 z) \right. \\
&\quad + \frac{3E_1^2 E_2}{4} \cos((2\omega_1 - \omega_2)t - (2\beta_1 - \beta_2)z) \\
&\quad + \frac{3E_2^2 E_1}{4} \cos((2\omega_1 - \omega_2)t - (2\beta_1 - \beta_2)z) \\
&\quad + \frac{3E_1^2 E_2}{4} \cos((2\omega_1 + \omega_2)t - (2\beta_1 + \beta_2)z) \\
&\quad + \frac{3E_2^2 E_1}{4} \cos((2\omega_1 + \omega_2)t - (2\beta_1 + \beta_2)z) \\
&\quad \left. + \frac{E_1^3}{4} \cos(3\omega_1 t - 3\beta_1 z) + \frac{E_2^3}{4} \cos(3\omega_2 t - 3\beta_2 z) \right]
\end{aligned} \tag{1.13}$$

I termini alle frequenze $2\omega_1 + \omega_2$, $2\omega_2 + \omega_1$, $3\omega_1$ e $3\omega_2$ possono essere eliminati poichè il matching di fase non sarà soddisfatto a causa della presenza di dispersione cromatica. I termini a $2\omega_1 - \omega_2$ e $2\omega_2 + \omega_1$ caratterizzano un altro fenomeno non lineare, il FWM (Four Wave Mixing), che verrà trattato nel prossimo paragrafo. La componente del vettore di polarizzazione dielettrica non lineare alla frequenza ω_1 è

$$\frac{3}{4} \epsilon_0 \chi^{(3)} (E_1^2 + 2E_2^2) E_1 \cos(\omega_1 t - \beta_1 z). \tag{1.14}$$

Il primo termine è dovuto al SPM, mentre il secondo termine è la *Cross-Phase Modulation*. L'effetto dell'XPM è simile a quello del SPM e, quindi, il risultato sarà quello di esasperare la formazione del chirp, aumentando l'allargamento temporale dell'impulso trasmesso. Dall'ultima equazione si nota come, se $E_1 = E_2$, l'effetto di XPM è doppio rispetto a quello di SPM. XPM è considerato come uno degli effetti più influenti per la trasmissione in fibra ad alto bitrate. Alcuni studi hanno dimostrato l'efficienza di alcuni algoritmi per la soppressione di XPM derivante dal canale ortogonale in polarizzazione.[25] Il problema reale nasce dalla necessità di trovare un algoritmo che tenga conto di tutti i contributi indotti dalle lunghezze d'onda dei canali vicini. In generale, si assume che il DSP in ricezione non può sopprimere completamente l'effetto di XPM, poichè questo comporterebbe una conoscenza totale di tutti i canali trasmessi in fibra. Per questo motivo, l'XPM generato da canali differenti è considerato come il limite ultimo alla capacità delle fibre ottiche.[10]

Diversi metodi sono stati presentati per ridurre l'effetto dell'XPM in sistemi ibridi, cioè composti da canali ad alto bitrate (100 Gbps), con modulazioni PDM-QPSK e CO-OFDM, e client standard OOK (10 Gbps). In questi sistemi la presenza dei client standard aumenta l'effetto dell'XPM sui canali PDM-QPSK e CO-OFDM. Inoltre, si dimostra che, per i segnali PDM-QPSK, il rumore di fase introdotto da XPM si riduce all'aumentare del baudrate del segnale trasmesso (> 10 Gbaud/s).[3]

Una metodologia interessante per la riduzione del XPM nei sistemi PDM-QPSK e CO-OFDM è l'utilizzo di fotodiodo a bassa frequenza predisposto alla rilevazione delle variazioni di potenza di ciascun canale trasmesso in fibra. Si dimostra che, trattando congiuntamente SPM e XPM, si possono regolare opportunamente le potenze di trasmissioni di ciascun canale incrementando il fattore Q di 1.8 dB per canali 40 Gbit/s CO-QPSK e 1.8 dB e 1.3 dB per canali 100 Gbit/s CO-QPSK e CO-OFDM, contornati da standard clients 10 Gbit/s direct-detection NRZ-OOK.[9]

1.4.3 Four Wave Mixing (FWM)

Nei sistemi DWDM, l'indice di rifrazione dipendente dall'intensità dei canali trasmessi, non solo provoca una variazione di fase all'interno del canale, ma provoca anche la formazione di nuovi segnali a frequenze pari a, ad esempio, $2\omega_i - \omega_j$ e $\omega_i + \omega_j - \omega_k$. Questo fenomeno è chiamato *four wave mixing*. [32] A differenza di SPM e XPM, FWM è indipendente dal bitrate, ma dipende dalla spaziatura dei canali e dalla dispersione cromatica.

Considerando un segnale WDM formato da n onde piane monocromatiche, l'espressione del campo elettrico è

$$E(r, t) = \sum_{i=1}^n E_i \cos(\omega_i t - \beta_i z). \quad (1.15)$$

Il vettore di polarizzazione dielettrica è

$$\begin{aligned}
P_{NL}(r, t) &= \epsilon_0 \chi^{(3)} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n E_i \cos(\omega_i t - \beta_i z) E_j \cos(\omega_j t - \beta_j z) E_k \cos(\omega_k t - \beta_k z) \\
&= \frac{3\epsilon_0 \chi^{(3)}}{4} \sum_{i=1}^n (E_i^2 + 2 \sum_{j \neq i} E_i E_j) E_i \cos(\omega_i t - \beta_i z) \\
&\quad + \frac{\epsilon_0 \chi^{(3)}}{4} \sum_{i=1}^n E_i^3 \cos(3\omega_i t - 3\beta_i z) \\
&\quad + \frac{3\epsilon_0 \chi^{(3)}}{4} \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i} E_i^2 E_j \cos((2\omega_i - \omega_j)t - (2\beta_i - \beta_j)z) \\
&\quad + \frac{3\epsilon_0 \chi^{(3)}}{4} \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i} E_i^2 E_j \cos((2\omega_i + \omega_j)t - (2\beta_i + \beta_j)z) \\
&\quad + \frac{6\epsilon_0 \chi^{(3)}}{4} \sum_{i=1}^n \sum_{j>i} \sum_{k>j} E_i E_j E_k \\
&\quad \quad (\cos((\omega_i + \omega_j + \omega_k)t - (\beta_i + \beta_j + \beta_k)z) \\
&\quad \quad + \cos((\omega_i + \omega_j - \omega_k)t - (\beta_i + \beta_j - \beta_k)z) \\
&\quad \quad + \cos((\omega_i - \omega_j + \omega_k)t - (\beta_i - \beta_j + \beta_k)z) \\
&\quad \quad - \cos((\omega_i - \omega_j - \omega_k)t - (\beta_i - \beta_j - \beta_k)z)).
\end{aligned} \tag{1.16}$$

Quindi la suscettibilità non lineare genera nuovi contributi alle frequenze $\omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k$. Il nome, *four wave mixing*, deriva proprio dalla formazione di un quarto segnale a partire dai tre contributi ω_i , ω_j e ω_k (non necessariamente $i \neq j, k$). Il problema nasce dall'eventuale presenza a questa nuova frequenza di un canale del pool WDM trasmesso. In queste condizioni l'FWM può degradare in maniera consistente la trasmissione su quel canale.

L'FWM rappresenta, soprattutto, un problema per i sistemi OFDM, in cui il ristretto intervallo di guardia e l'estensione della banda sono sensibili al fenomeno.[14] Un metodo per ridurre le conseguenze è abbassare il PAPR e rendere la potenza istantanea trasmessa quanto più simile a quella media. Uno schema proposto è il *Selected Mapping Technique* (SLM), in cui si predefinisce un set di vettori contenenti fasi casuali complesse. Prima di inviare un simbolo OFDM, il vettore OFDM è pesato con uno di quei vettori che minimizza il PAPR. Il vantaggio nella riduzione del FWM si paga, però, al prezzo della diminuzione del rate di trasmissione e in una maggiore complessità del trasmettitore. I risultati mostrano che questa tecnica riesce a migliorare notevolmente le prestazioni del sistema.[16]

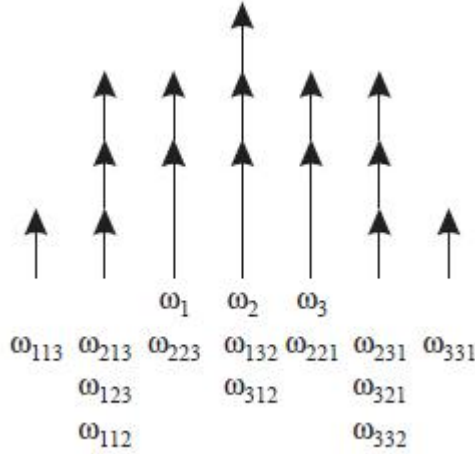


Figure 1.12: FWM causato dal battimento di 3 canali ugualmente spazati

1.4.4 Scattering di Brillouin stimolato (SBS)

Nel caso di SBS, l'interazione tra il segnale trasmesso e i fononi acustici provoca la formazione dell'onda di Stokes che viaggia in direzione inversa a quella di propagazione. SBS non provoca interazioni con canali a differente lunghezza d'onda, ma, di fatto, limita la lunghezza massima dello span e la potenza che si può trasmettere in fibra. Il coefficiente di guadagno di SBS è $g_B = 4 \times 10^{-11}$ m/W.

L'intensità dell'onda della pompa e di quella di Stokes sono

$$\frac{dI_s}{dz} = -g_B I_p I_s + \alpha I_s \quad (1.17)$$

$$\frac{dI_p}{dz} = -g_B I_p I_s - \alpha I_p \quad (1.18)$$

dove le intensità sono collegate alle potenze dalle relazioni

$$P_s = A_e I_s$$

$$P_p = A_e I_p$$

con A_e area efficace della fibra considerata. Se si considera che la potenza dell'onda di Stokes è molto più bassa di quella della pompa, allora si può tralasciare la perdita di potenza del segnale trasmesso e risolvere approssimativamente le equazioni per un tratto L di fibra ottenendo

$$P_s(0) = P_s(L) e^{-\alpha L} e^{\frac{g_B P_p(0) L e}{A_e}} \quad (1.19)$$

$$P_p(L) = P_p(0)e^{-\alpha L}. \quad (1.20)$$

SBS può essere ridotto in diversi modi:

1. Abbassando la potenza di trasmissione per ogni canale inferiore alla soglia SBS.
2. Aumentando la larghezza spettrale del segnale trasmesso.
3. Usando schemi di modulazione diversi da quelli d'ampiezza. Questi riducono la potenza trasmessa della portante riducendo, a loro volta, l'effetto SBS.

1.4.5 Diffusione di Raman stimolata (SRS)

Se due o più segnali sono iniettati in fibra, SRS provoca il trasferimento di potenza dalle lunghezze d'onda più basse a quelle più alte. Questo trasferimento di energia è un effetto fondamentale che sta alla base dell'amplificazione ottica (amplificatori di Raman). SRS è un effetto a banda larga; il suo co-

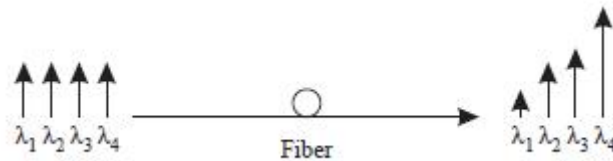


Figure 1.13: Effetto SRS

efficiente è $g_R = 6 \times 10^{-14}$ m/W a $1,55 \mu m$, più piccolo di quello di SBS. SRS, però, interessa canali nell'intorno di 15 THz rispetto al canale considerato e, quindi, i suoi effetti possono essere molto maggiori rispetto a SBS, considerando anche che SRS si propaga nella direzione di propagazione e su quella opposta.

SRS si può limitare con un opportuno filtraggio ottico che sposti le componenti SRS a più basse frequenze. Conseguentemente, un filtraggio passa-alto può migliorare la soglia dell'SRS in fibra.

Ovviamente, essendo SRS legato alla potenza immessa in fibra, un metodo valido è quello di ridurre la potenza trasmessa, ma questo comporta una diminuzione della lunghezza dello span.

Chapter 2

Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer - ROADM

I ROADMs (Reconfigurable Optical Add Drop Multiplexer) sono gli elementi chiave per la realizzazione e lo sviluppo delle reti di trasporto ottiche. Forniscono il supporto per le operazioni di Add/Drop dinamiche delle lunghezze d'onda in locale e per il pass-through delle stesse senza la necessità di una conversione E-O-E (Electrical-Optical-Electrical). La riconfigurabilità è uno delle caratteristiche principali che hanno permesso ai ROADM di essere protagonisti nelle reti di trasporto attuali. Infatti, permette di gestire una lunghezza d'onda, cioè modificare il suo percorso all'interno del dispositivo, *on the fly*, senza, quindi, la necessità di una configurazione preventiva o di hardware aggiuntivo. Questo permette di controllare la rete in modo flessibile e di modificarla dinamicamente, ottimizzando le risorse di rete.

In questo capitolo si analizza il dispositivo ROADM dal punto di vista architettonico, mettendo in evidenza i suoi componenti principali (WSS), le configurazioni e gli impairments a livello fisico che lo caratterizzano.

2.1 Architettura del ROADM

La prima generazione di ROADM forniva due gradi nodali, dove per grado nodale si intende il numero di fibre in uscita (o in ingresso) dal nodo stesso. Questo presupponeva l'utilizzo di collegamenti ad anello o a bus

tra ROADM. Con l'evolversi della tecnologia con cui sono costruiti, è stato possibile il passaggio verso architetture di rete di tipo mesh che si adattano meglio alle esigenze di rete in termini di flessibilità, scalabilità e prevenzione dei guasti [15].

Essenzialmente, i componenti che vengono utilizzati per la creazione dei ROADM sono:

- wavelength splitters (mux/demux).
- power splitters.
- wavelength routers
- sezione/i di add/drop.

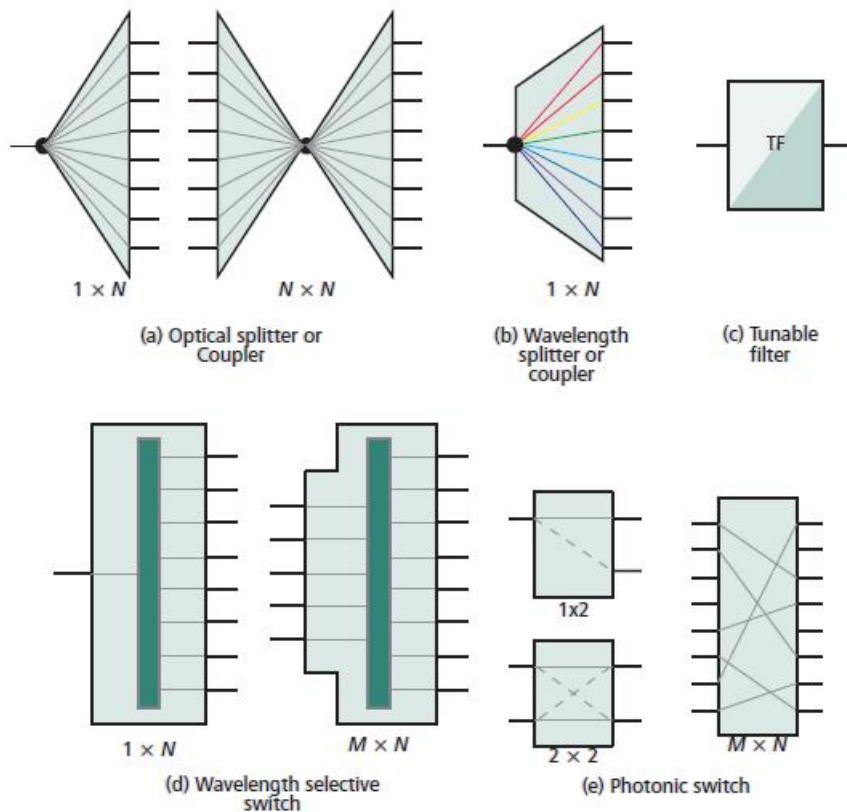


Figure 2.1: Componenti del ROADM

I wavelength splitters separano (demux) o aggregano canali ottici con differenti lunghezze d'onda. Questi sono dispositivi passivi, in cui alle porte che li costituiscono vengono assegnate lunghezze d'onda fisse per ridurre

il cross-talk con degli opportuni filtraggi, limitando, però, la flessibilità e dinamicità di utilizzo.

I power splitters sono dispositivi, per lo più passivi, che hanno il compito di suddividere la potenza alla porta in ingresso su tutte le porte di uscita. Entrambi i dispositivi, wavelength e power splitters, possono essere utilizzati anche nel senso opposto guadagnando la caratteristica di wavelength e power couplers.

L'elemento principale che costituisce il ROADM è il dispositivo che si occupa di effettuare il routing delle lunghezze d'onda. Nell'ultima generazione di ROADMs, questo è il WSS (Wavelength Selective Switch). Essendo l'elemento chiave che costituisce il ROADM, il WSS verrà trattato in una sezione specifica più avanti.

La sezione di add/drop permette di effettuare le operazioni di addizione o estrazione di lunghezza d'onda sui lightpath.

2.1.1 Wavelength Selective Switch (WSS)

I *Wavelength Selective Switches* (WSS) sono diventati il cuore pulsante delle moderne reti ottiche. Sono componenti ottici responsabili del routing dinamico, del blocco o dell'attenuazione delle lunghezze d'onda nello spettro DWDM all'interno di un nodo (ROADM). Essendo l'elemento principale, le performance dell'intero nodo dipendono in gran parte dalle performance di questo dispositivo. È, quindi, fondamentale, un'analisi del comportamento del WSS in diverse situazioni ai fini della progettazione di rete [20].

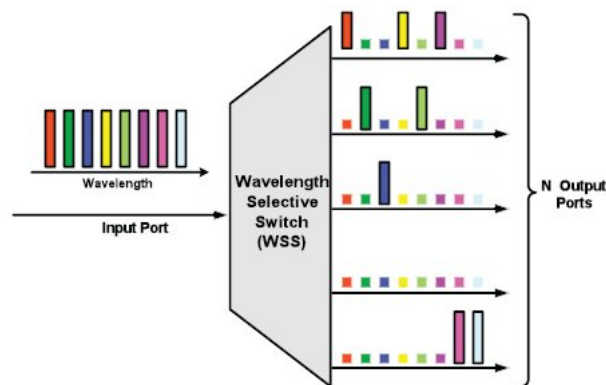


Figure 2.2: Wavelength Selective Switch (WSS)

Le funzionalità di alto livello del ROADM sono illustrate in figura. Allo stato attuale dell'arte, il WSS è un dispositivo 1xN. Dispone, quindi, di

una porta d'ingresso e di N porte d'uscita. Dato un segnale multilunghezza d'onda alla porta d'ingresso, è possibile effettuare il routing di ciascuna o più lunghezze d'onda verso le porte d'uscita, ognuna delle quali ha un funzionamento indipendente dalle altre. La gestione del routing è dinamica ed è controllata attraverso una interfaccia di comunicazione digitale presente sul dispositivo. Questo permette al progettista flessibilità e dinamicità di utilizzo. La funzionalità del WSS è bidirezionale e, quindi, può agire anche da multiplexer, componendo più segnali a lunghezze d'onda differenti sulle porte d'ingresso, in un segnale multilunghezza d'onda sulla porta d'uscita. Può funzionare anche da blocker nel caso in cui più lunghezze d'onda giungano alle porte d'ingresso. In questo caso solo una di queste potrà essere selezionata per ripresentarsi sulla porta d'uscita.

Attualmente, i WSS vengono costruiti seguendo processi tecnologici differenti. Quello che cambia è la modalità con cui avviene lo switch spaziale delle lunghezze d'onda. Infatti, per qualsiasi tecnologia costruttiva il funzionamento del WSS è alquanto semplice. Il motore di switch seleziona e dirige una lunghezza d'onda dalla porta d'ingresso verso una prefissata porta d'uscita.

Le tecnologie utilizzate per la costruzione dei WSS sono:

- single or bidimensional micro-electromechanical system (MEMS) mirror arrays.
- Liquid crystal on silicon (LCoS) phased array beam steering.
- Liquid crystal based polarization/phase beam deflection.

MEMS Mirror Arrays

Il circuito equivalente del WSS basato su uno switch di tipo MEMS Mirror Arrays è mostrata in figura [37].

Il dispositivo (in figura è rappresentato lo schema logico di un WSS 1x4) è composto da:

- un Demultiplexer;
- una serie di filtri tunabili;
- un circuito di switching
- una serie di Multiplexer;

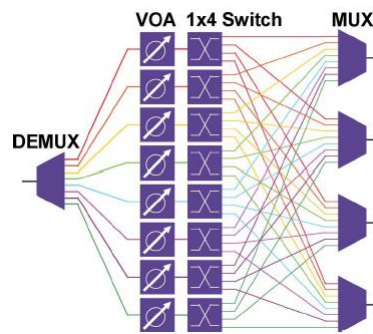


Figure 2.3: Circuito equivalente MEMS Mirror Array based WSS

Il demultiplexer iniziale ha il compito di suddividere le lunghezze d'onda nella fibra d'ingresso. I filtri successivi sono tunabili e quindi, in base alla configurazione richiesta, lasciano passare o bloccano le lunghezze d'onda. Allo stadio successivo una matrice di switch "analogica" (i micromirrors) devia le lunghezze d'onda verso la direzione voluta. Infine, dei multiplexers hanno il compito di indirizzare una o più lambda nelle fibre d'uscita. Dal punto di vista pratico, solitamente, i WSS vengono assemblati disponendo tutte le fibre di ingresso e uscita in un unico piano di I/O. In seguito una serie di lenti focalizzano il segnale su di un grating che ha il compito di risolvere e separare le lunghezze d'onda ed indirizzarle verso i micromirrors.

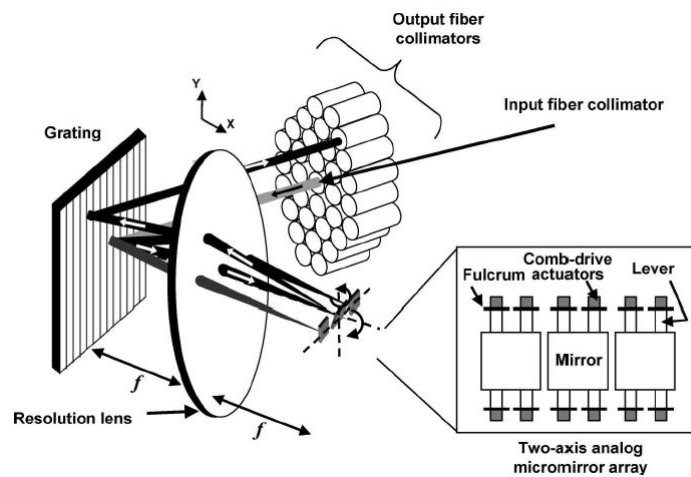


Figure 2.4: Schema strutturale di un MEMS Mirror Array based WSS

Il MEMS mirror array è configurato per convogliare le diverse lunghezze d'onda su una o più fibre di uscita. Quindi la separazione e il routing delle lunghezze d'onda avviene in questa regione di dispersione spaziale, in

cui ogni lunghezza d'onda segue il suo percorso verso la fibra d'uscita. Le proprietà richieste dalla serie di micromirrors sono un'alto scan angle e un alto fill factor. Il primo è necessario per poter convogliare il fascio di luce discriminato verso uno delle fibre di uscita. Il secondo serve per minimizzare il gap tra i canali delle lunghezze d'onda. In aggiunta, la dimensione del singolo specchio è molto maggiore rispetto al fascio ottico incidente. Questo serve ad ottenere una risposta in frequenza piatta e sufficientemente larga per poter ottenere la minima distorsione di segnale [28].

Liquid crystal on silicon (LCoS) phased array beam steering

Liquid crystal on silicon (LCoS) phased array beam steering è una tecnologia che viene utilizzata per implementare il motore di switching dei WSS. Vengono combinati cristalli liquidi e tecnologie a semi-conduttore per produrre una matrice di riflessione che ha il compito di discriminare le lunghezze d'onda incidenti. La struttura di un WSS basato su questa tecnologia è mostrata in figura [2].

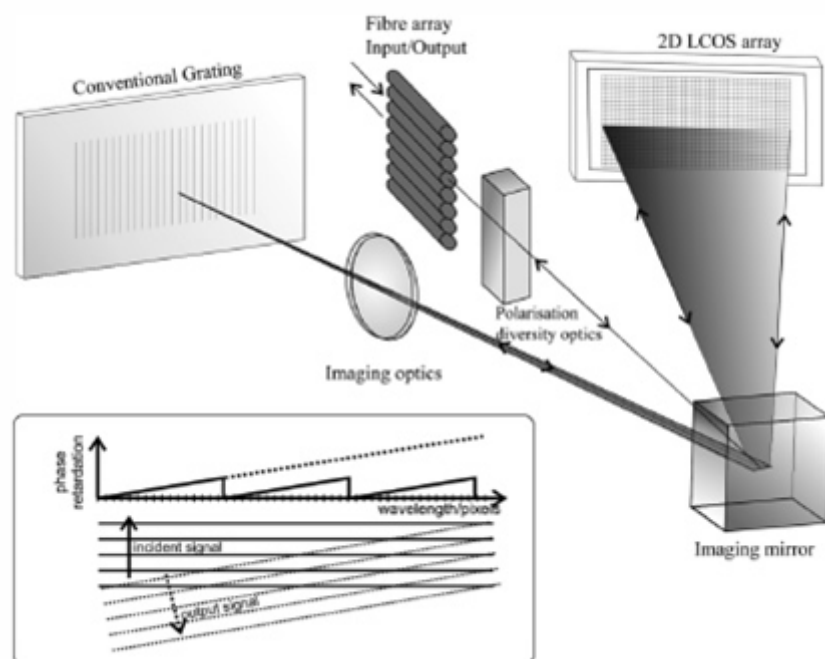


Figure 2.5: Liquid crystal on silicon (LCoS) phased array beam steering based WSS

Diversi elementi vengono implementati per ottenere un switch efficiente in termini di insertion loss.

Il fascio di luce dalla fibra di ingresso attraversa il discriminatore di polarizzazione che ha il compito di re-allineare le polarizzazioni in modo da essere efficientemente diffratte sul grating. Il primo specchio devia spazialmente i fasci di luce in direzione del grating che ha il compito di indirizzare tutti i canali verso porzioni differenti dell'LCOS display. Su quest'ultimo avviene la selezione delle lunghezze d'onda che verranno riflesse verso una fibra di uscita o bloccate sul display. Questa proprietà si ottiene poichè ogni lunghezza d'onda arriva in maniera indipendente sull'LCOS display ed è quindi possibile optare per qualsiasi politica di routing. Si può utilizzare questo dispositivo anche come power splitter scegliendo opportunamente l'algoritmo di di routing [11].

Esistono design di WSS basati su LCoS phased array beam steering che permettono di avere un maggior controllo sui canali in ingresso e, quindi, prestazioni superiori rispetto alla configurazione standard. In particolare, la lente iniziale, che permette di deviare il fascio di luce incidente verso una determinata porzione del LCoS display, può essere modificata in modo da comportarsi in maniera differente per i canali su cui si devono effettuare operazioni di monitoraggio. I canali monitor subiscono un angolo di deviazione diverso rispetto ai canali standard. Questo permette di poter raggiungere una differente porzione del LCoS display e, quindi, di poter avere una funzione di trasferimento ingresso-uscita differente che può essere controllata in maniera autonoma e che permette di valutare la qualità del segnale senza intaccarne il pass-through nel dispositivo [12].

Liquid crystal based polarization/phase beam deflection

La tecnologia a cristalli liquidi è ampiamente utilizzata per applicazioni di switching ottico. Le proprietà di birifrangenza e anisotropia, tipiche delle molecole costituenti, permettono di poter costruire un dispositivo di risoluzione delle lunghezze d'onda adatto a poter costituire il motore di switching del WSS. I meccanismi utilizzati per lo switching delle lunghezze d'onda sono due: polarization modulation e phase modulation [21]. La phase modulation viene utilizzata per far agire il dispositivo come beam steering. Il fonte dell'onda incidente sullo specchio a cristalli liquidi è linearmente ritardato producendo una reindirizzamento spaziale del fascio di luce. Gli angoli di deviazione sono molto piccoli a causa della scarsa configurabilità della birifrangenza dei cristalli liquidi. Inoltre quest'ultima varia in relazione alla temperatura d'esercizio ponendo limiti sull'usabilità della

tecnica.

Polarization modulation è, invece, il metodo più utilizzato per lo switching ottico. Lo switching si ottiene tra due diverse polarizzazioni. Ad esempio, due polarizzazioni ortogonali oppure polarizzazione circolare sinistra e destra.

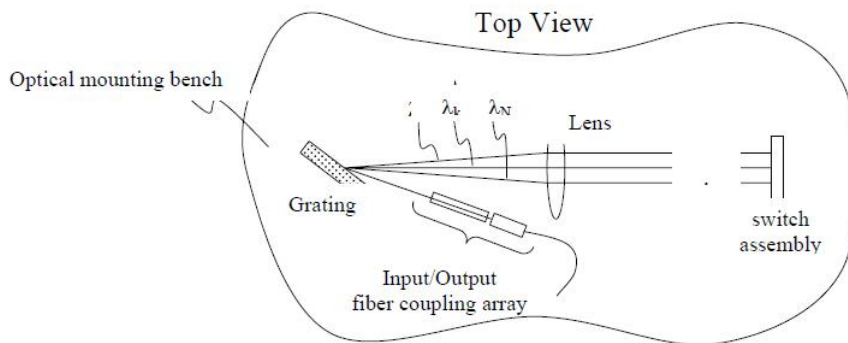


Figure 2.6: LC polarization modulation based WSS

La birifrangenza della cella di cristalli liquidi è controllata elettricamente (ECB). Per agire come switch, l'ECB deve essere in grado di produrre due polarizzazioni ortogonali che possono essere differenziate da altri componenti ottici. Questo comporta anche la scelta dello spessore dello strato di cristalli liquidi che è direttamente proporzionale alla birifrangenza: $\frac{\delta n d}{\lambda} = \frac{1}{2}$ dove λ è la lunghezza d'onda utilizzata, δn la birifrangenza e n lo spessore dello strato.

2.1.2 Array Waveguide Gratings (AWG)

I demultiplexer sono dispositivi che permettono la separazione di più lunghezze d'onda (canali ottici) a partire da un spettro composto in ingresso. Sono dispositivi bidirezionali che, quindi, agiscono anche da multiplexers. I più comuni utilizzati in alcune architetture di ROADM o nei WSS sono gli AWG.

Gli AWG sono dispositivi ottici passivi costituiti da due star coupler rispettivamente con $N \times M$ e $M \times N$ porte che vengono collegate tra loro da un array di M guide d'onda di lunghezza crescente. Il nome deriva quindi dall'elemento principale del componente e talvolta, facendo riferimento al suo utilizzo più interessante, viene utilizzato anche il termine WGR (Waveguide Grating Router). Nella configurazione più comune ogni guida presenta una differenza di cammino ottico costante rispetto alla guida precedente.

Se δL è la differenza di cammino ottico, possiamo determinare la singola differenza di cammino ottico e, quindi, di fase tramite la relazione:

$$L + (M - 1)\delta L \quad (2.1)$$

dove L è il cammino più corto.

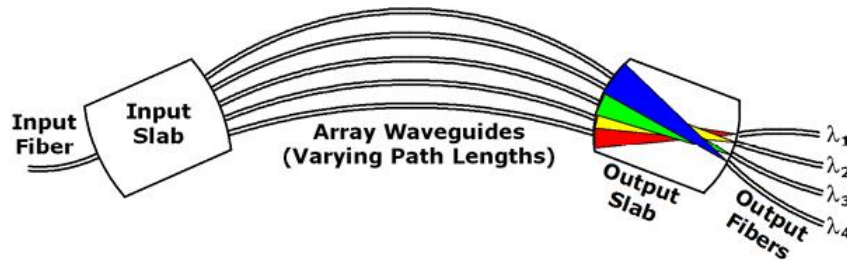


Figure 2.7: Array Waveguide Gratings (AWG)

La funzione di trasferimento dell'AWG presenta un andamento periodico con una forte dipendenza dal parametro M , numero di guide nell'array. Un parametro importante che descrive le proprietà di questo dispositivo è il Free Spectral Range (FSR). Esso descrive il periodo della funzione di trasferimento e dipende da δL . Se si vogliono avere N canali da gestire, il FSR deve essere scelto in modo opportuno, sottostando all'equazione:

$$FSR = N\Delta L \quad (2.2)$$

Se si entra quindi in una qualsiasi delle guide in ingresso con un insieme di lunghezze d'onda ognuna di queste sarà indirizzata verso un'uscita differente. Se si cambia la guida d'ingresso cambierà la distribuzione dei segnali in uscita. Grazie a questa caratteristica è possibile utilizzare l'AWG come multiplexer (demultiplexer).

2.2 Proprietà dei ROADM

In questa sezione verranno descritte le proprietà del dispositivo ROADM dal punto di vista funzionale[15].

Il ROADM è un dispositivo che presenta un determinato numero di ingressi uscite. Queste sono solite essere indicate come grado nodale che, quindi, esprime il numero di coppie di fibre ottiche di ingresso/uscita dal nodo. Le

proprietà principali di un ROADM riguardano l'architettura di interconnessione interna e, quindi, determinano il grado di libertà disponibili sulla gestione delle lunghezze d'onda.

Le proprietà che caratterizzano il servizio offerto dal ROADM sono:

- Colored/Colorless
- Directioned/Directionless
- Contentioned/Contentionless
- Fixed Grid/Gridless

Le prime tre riguardano il tipo di servizio offerto e, quindi, le modalità di accesso alle risorse per ogni grado nodale. Il ROADM è **colorless** se si può scegliere una qualsiasi lunghezza d'onda senza che sia associata fisicamente ad una porta di add/drop. Il ROADM è **directionless** se le operazioni di add/drop su una lunghezza d'onda possono essere effettuate da qualsiasi direzione. Il ROADM è **contentionless** se l'architettura permette che più segnali alla stessa lunghezza d'onda possano essere assegnati a differenti porte di add/port.

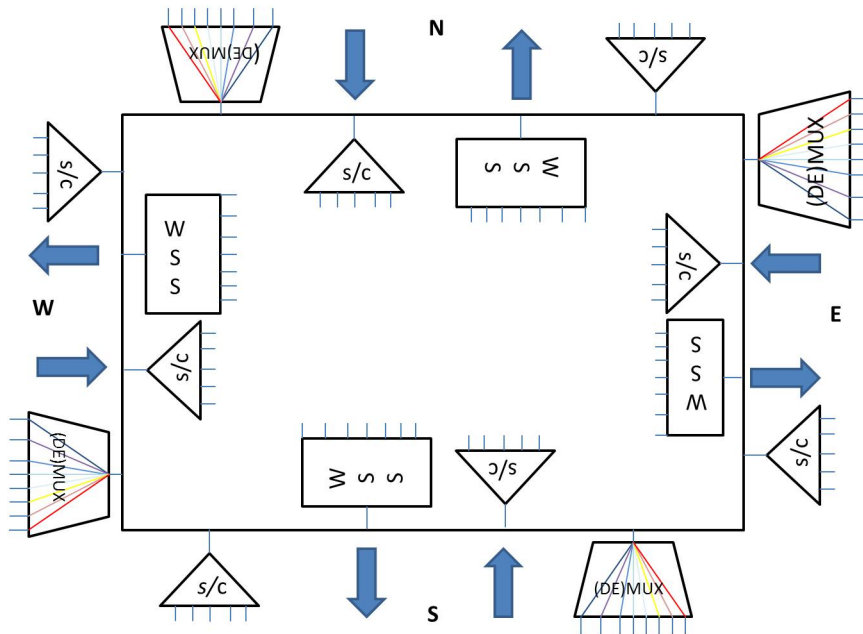


Figure 2.8: Architettura di interconnessione base di un ROADM

Solitamente, il ROADM agisce su una griglia fissa di canali ottici equispaziati. Le reti di nuova generazione, però, devono permettere di poter operare con segnali a bitrate differenti. Se la banda di ogni canale ottico della griglia può essere variata in modo tale da ottimizzare lo spazio in frequenza adattandosi ai segnali in ingresso, allora il ROADM acquisisce la proprietà di **gridless**.

In figura (fig 2.8) è rappresentato l'implementazione base di un ROADM a 4 gradi nodali. Lo splitter ottico in ingresso replica il segnale proveniente dalla fibra di ingresso, relativa a quella direzione, indirizzandolo verso tutti i gradi nodali (compreso il grado di provenienza) e verso la sezione di add/drop dedicata a quella direzione. La sezione di drop è composta da un demux che suddivide le lunghezze d'onda destinate ai transponders (TXPs) di drop. La sezione di add è composta da un power coupler che aggrega le lunghezze d'onda ricevute dai TXPs di add. Le lambda provenienti dalla sezione add sono destinate ad una porta del WSS di uscita di riferimento (relativo alla direzione). La riconfigurabilità in questa architettura è limitata dal routing vincolato delle lunghezze d'onda e dalla struttura fissa delle sezioni di add/drop. Per questo motivo, la struttura assume le proprietà di **colored**, **directioned** e **contentioned (fixed grid)**.

In figura 2.9 è rappresentato lo schema di un ROADM **colorless**. Qualsiasi lunghezza d'onda può essere assegnata ad ognuna delle porte di add/drop. L'eliminazione del vincolo sulla posizione delle lunghezze d'onda è reso possibile grazie alla sostituzione del demux con un WSS. Quest'ultimo permette di poter scegliere (sotto controllo software) quale porta di uscita destinare ad una data lunghezza d'onda. Da lato trasmettitore (sezione dei Add) non si deve effettuare nessuna modifica, poichè ogni trasmettitore invia una singola lambda al power coupler che è trasparente al colore immessogli. In questa configurazione è necessaria una sezione di add/drop per ogni direzione. In più il controllo software deve tenere conto di eventuali conflitti dovuti dalla collisione possibile di una lunghezza d'onda immessa nella sezione di add con una lambda pre-esistente nel sistema.

In figura 2.10 è rappresentato ROADM di tipo **colorless, directionless**. Nello schema precedente (colorless) ogni grado nodale aveva la propria sezione di add/drop. Indirizzare una lambda verso un'altra direzione, comportava lo spostamento manuale del trasmettitore nella sezione di add di riferimento. Questo vincolo è superato introducendo un'unica struttura di add/drop collegata a tutti i gradi nodali. In particolare nella sezione di drop il primo WSS ha il compito di aggregare tutti i segnali provenienti da tutte le direzioni del nodo. Tramite lo splitter e i WSS successivi, le

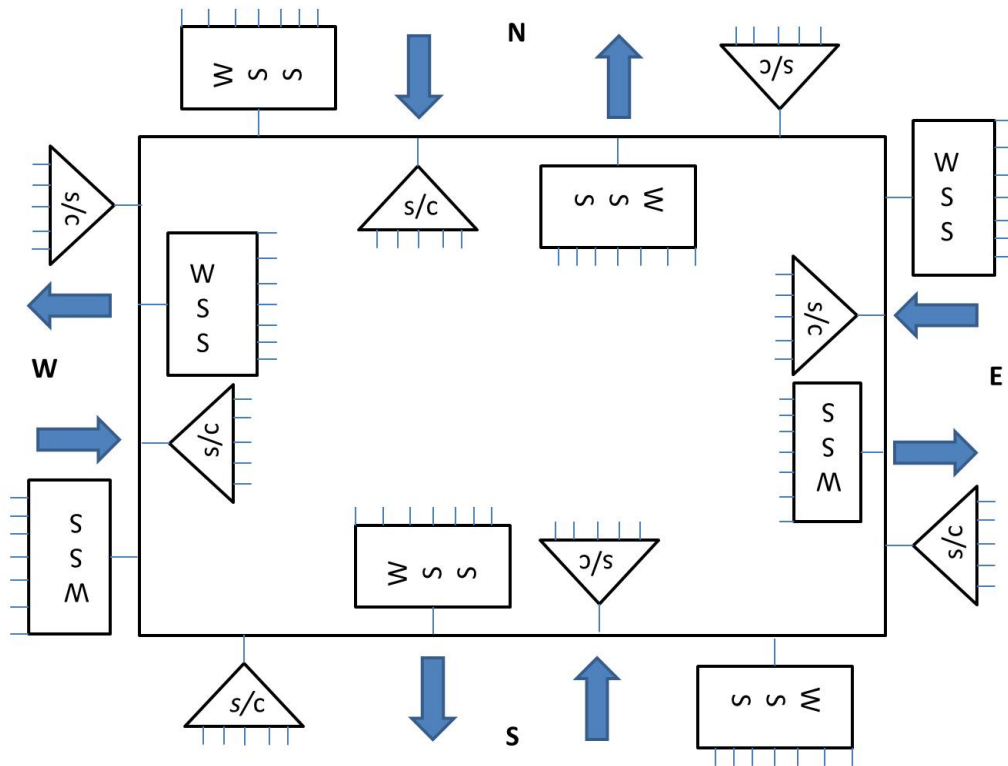


Figure 2.9: Colorless scheme for ROADM design

lunghezze d'onda sono separate ed inviate al ricevitore di riferimento. Allo stesso modo, nella sezione di add i segnali provenienti dai TXPs di trasmissione sono aggregati tramite i WSS e un coupler in un unico segnale che viene distribuito tramite un ulteriore coupler a tutte le direzioni del nodo.

Lo schema Colorless-Directionless impone, però, di poter utilizzare lo stesso colore da una sola direzione nella sezione di add/drop. Per superare questo vincolo bisogna introdurre il concetto di **contentionless**. Ci sono due modi per introdurre questa proprietà.

- moltiplicare il numero di sezioni di add/drop
- utilizzare WSS $N \times M$

La prima soluzione (in figura 2.11) consiste nel introdurre tante sezioni di add/drop quanto è il grado di contentionless da raggiungere. Il grado di contentionless descrive la possibilità di poter gestire lo stesso colore per più direzioni. Questo parametro è limitato superiormente dal grado nodale. Questa soluzione pone dei problemi di scalabilità che verranno affrontati nel capitolo successivo.

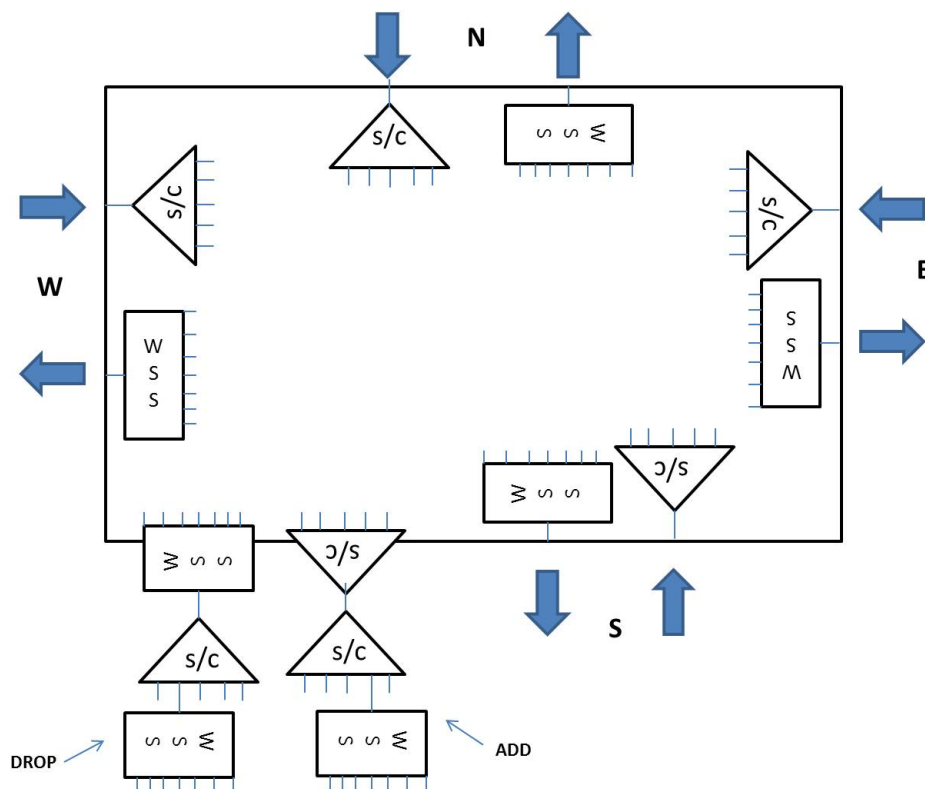


Figure 2.10: Colorless, Directionless scheme for ROADM design

La seconda soluzione consiste nell'utilizzare WSS NxM nella sezione di add/drop. Questo permette di avere una singola struttura per l'add/drop aumentando il grado di contentionless. Attualmente è una soluzione non praticabile a causa delle difficoltà di implementazione dei WSS NxM.

La figura 2.12 mostra lo schema dell'allocazione dei canali in banda per un fixed-grid ROADM e per un **gridless** ROADM. Fino ad ora, la soluzione più efficiente per lasciare invariata la spaziatura dei canali (50 GHz o 100 GHz) e per aumentare il bitrate è stata quella di utilizzare schemi di modulazione più complessi. PM-QPSK permette di poter inserire un segnale a 100 Gbps nello stesso spazio di un OOK 10 Gbps, aumentando l'efficienza spettrale a 2 bit/Hz (10 volte rispetto ad OOK con spaziatura a 50 GHz). Per far fronte alla continua richiesta di aumento del bitrate e per rispettare le sempre crescenti richieste di efficienza spettrale, bisogna abbandonare lo schema di canalizzazione fissa in favore di uno schema che si adatti alla banda richiesta dal segnale. Ad esempio, come si può notare in figura, la banda di un segnale a 400 Gbps (modulato PM-16QAM con 56-64 Gbaud)

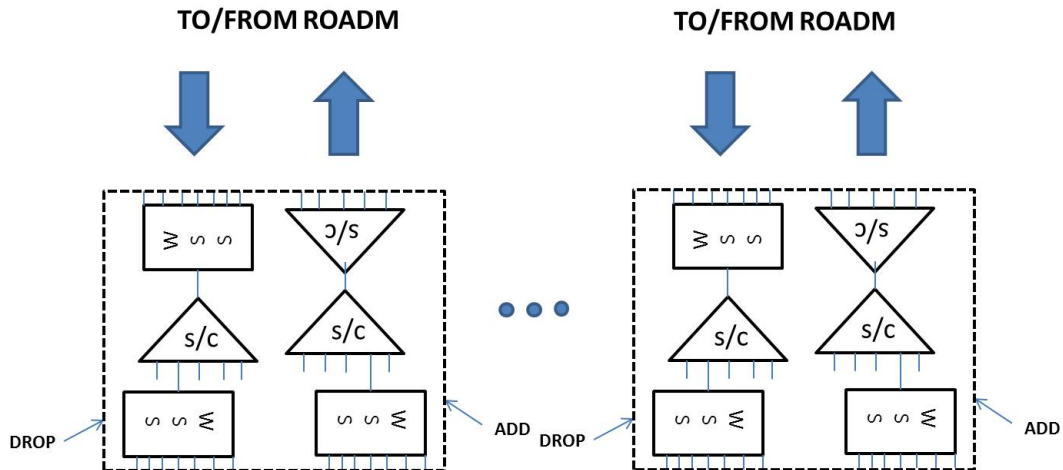


Figure 2.11: Sezioni di Add/Drop multiple per Contentionless ROADM design

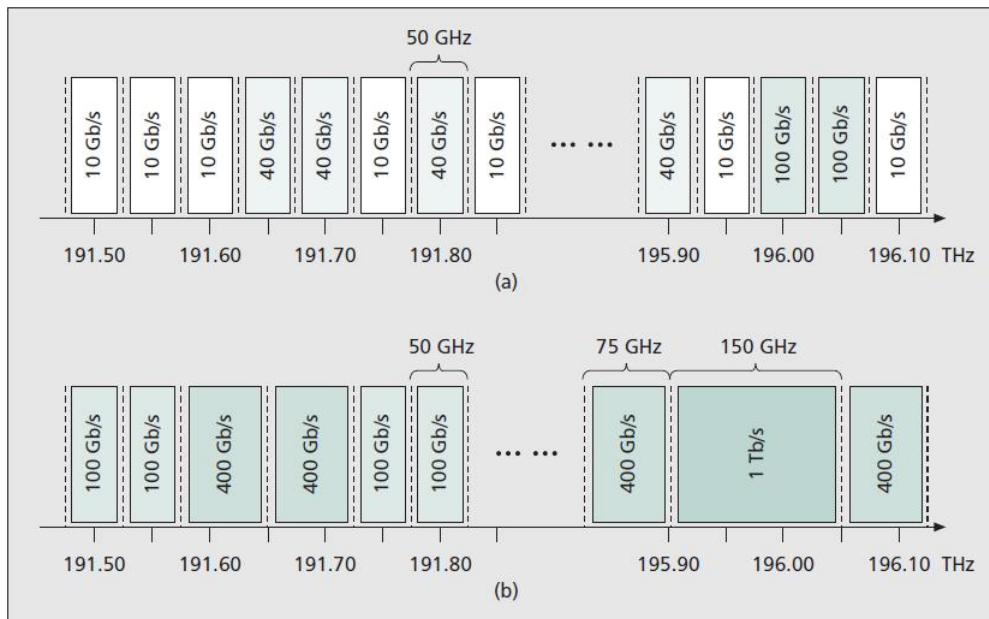


Figure 2.12: a. Fixed Grid ROADM b. Gridless ROADM

richiede 75 GHz di spaziatura tra i canali; un segnale a 1 Tbps (modulato PM-32QAM con 112-128 Gbaud) ne richiede 150 GHz.

Le tecnologie LCoS e MEMS sono utili per raggiungere questo scopo. Il problema che ne deriva è la nascita di impairments non lineari derivanti da formati misti di segnale, dal controllo del bitrate e della potenza ottica in scenari in cui il numero di canali varia dinamicamente. Inoltre, c'è da con-

siderare anche il problema della numerazione dei canali e dell'assegnamento dinamico della banda.

2.3 ROADM Physical Impairments

Di fondamentale importanza nella progettazione di rete con i ROADM, è tenere conto della quantità di dispositivi che il segnale ottico deve attraversare per poter giungere a destinazione. Essenzialmente, nella configurazione colorless-directionless-contentionless si possono avere tre casi:

- segnale generato nella sezione di Add;
- segnale che attraversa in trasparenza il ROADM;
- segnale da ricevere nella sezione di drop.

Facendo riferimento alla figura 2.10, nel primo caso il segnale attraversa un primo WSS e due coupler nella sezione di add. Infine un secondo WSS relativo alla direzione di uscita.

Nel secondo caso il segnale attraversa uno splitter posizionato nella direzione di ingresso ed un WSS nella sezione di uscita.

Nel terzo caso il segnale ricevuto attraversa lo splitter in ingresso, un primo WSS che aggrega i segnali da tutte le direzioni, uno splitter e, infine, il secondo WSS a cui è agganciato il ricevitore.

In primo luogo bisogna considerare le perdite di potenza. Gli splitter/coupler introducono una perdita di potenza proporzionale al numero di porte di cui sono composti. I WSS, essendo composti da wavelength e power splitters/coupler, introducono anch'essi una penalità in potenza. Per questo si rende necessaria una amplificazione ed equalizzazione dei canali prima di immetterli in fibra.

I problemi maggiori che interessano il segnale, però, riguardano il dispositivo principale del ROADM: il WSS. Questi sono:

- filtraggio dovuto al WSS;
- filtraggio concatenato dovuto al passaggio del segnale in più ROADM;
- crosstalk.

I primi due sono correlati e vengono affrontati insieme nel prossimo paragrafo.

2.3.1 Filtraggio concatenato

Nelle reti multi-ROADM il successivo filtraggio causato dai WSS può causare effetti lesivi al segnale. Il WSS infatti si comporta come un filtro passabanda che introduce attenuazioni significanti lungo le code dello spettro del segnale, mentre si presenta abbastanza piatto per le frequenze centrali [20].

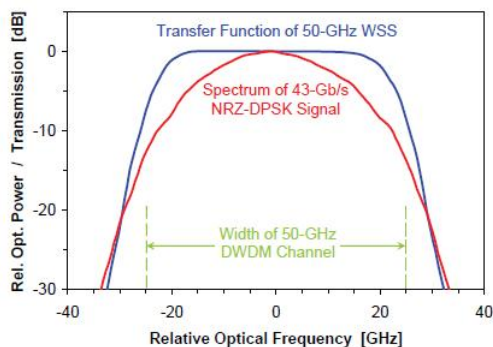


Figure 2.13: Funzione di trasferimento di un WSS 50 GHz

La funzione di trasferimento del WSS, all'aumentare dei WSS attraversati, tende ad una Gaussiana troncata, centrata sulla portante del canale. Più WSS si attraversano, più si restringe la banda passante. Questo dipende, però, anche dal tipo di segnale in ingresso. I segnali con modulazioni multi-livello, come ad esempio il PM-QPSK, hanno uno spettro più stretto rispetto a segnali modulati d'ampiezza, ma tendono ad essere molto più sensibili al taglio netto sulle code.

L'ordine della Gaussiana troncata determina quanto ripidi sono i fianchi della funzione di trasferimento. In generale, filtri passabanda con banda centrale piatta e fianchi ripidi producono una funzione di trasferimento in cascata più stretta rispetto a filtri i cui fianchi decadono più lentamente. La funzione di trasferimento di WSS costruiti con tecnologia MEMS ha un ordine $n = 6$. Questo comporta un comportamento abbastanza piatto a centro frequenza e ripidi fianchi e quindi tagli sulle code del segnale.

A questo bisogna aggiungere anche il diverso comportamento dei WSS che esibiscono variazioni della funzione di trasferimento nei pressi della frequenza centrale del canale. Questo è causato da difetti di costruzione, disallineamenti nel sistema ottico, stress interni ed esterni, variazioni delle condizioni di lavoro.

Una modellizzazione statistica del fenomeno è affrontata nel capitolo 5.

Una serie di simulazioni mette in evidenza il comportamento in frequenza del WSS.

2.3.2 Crosstalk

Per crosstalk si intende la quantità di potenza indesiderata che è presente sul canale del segnale di riferimento, dovuto a contributi provenienti da altri segnali dello stesso sistema. Ogni singolo componente in un sistema WDM contribuisce ad aumentare il crosstalk. Nei ROADM, il candidato principale è il WSS [17].

Definito N come il totale di canali in ingresso al nostro circuito in analisi e $t(\lambda)$ come la funzione di trasferimento di tale circuito, il crosstalk totale può essere espresso nella forma:

$$X(N) = \sum_{i=k-1, k+1} \frac{t(\lambda_i)}{t(\lambda_k)} + \sum_{i=1, 2 \dots k-2, k+2 \dots N-1, N} \frac{t(\lambda_i)}{t(\lambda_k)} \quad (2.3)$$

dove si notano i due contributi relativi ai canali adiacenti, il primo, e a tutti gli altri canali.

Il fenomeno del crosstalk è utile classificarlo in due categorie:

- Crosstalk fuori banda
- Crosstalk in banda

Il *crosstalk fuori banda* (Interchannel Crosstalk), o incoerente, ha origine quando si presentano in ingresso alla stessa porta del circuito di selezione del piano segnali con λ diverse da quella del segnale utile. Se P rappresenta la potenza del segnale di riferimento e ϵP la potenza di crosstalk media di un altro canale, il campo elettrico al ricevitore può essere scritto come:

$$E(t) = \sqrt{2P}d_s(t)\cos[2\pi f_c t + \phi_s(t)] + \sqrt{2\epsilon P}d_x(t)\cos[2\pi f_c t + \phi_x(t)] \quad (2.4)$$

dove $d_s(t) = 0, 1$ a seconda che sia inviato uno 0 o un 1 al nel canale desiderato; $d_x(t) = 0, 1$ a seconda che sia inviato uno 0 o un 1 al nel canale di crosstalk; f_c è la frequenza della portante; $\phi_s(t)$ e $\phi_x(t)$ sono le fasi casuali rispettivamente del segnale e del segnale di crosstalk.

Il photodetector produce una corrente che è proporzionale alla potenza ricevuta nella banda del ricevitore. Questa si esprime come:

$$P_r = P d_s(t) + \epsilon P d_x(t) + 2\sqrt{\epsilon} P d_s(t) d_x(t) \cos[\phi_s(t) - \phi_x(t)] \quad (2.5)$$

Se si assume $\epsilon \ll 1$ si può trascurare il termine in ϵP in relazione al termine in $\sqrt{\epsilon}P$ quando $d_s(t) = 1$ (il contrario quando $d_s(t) = 0$). Quindi, il caso peggiore quando si riceve un 1 è

$$P_r(1) = P(1 - 2\sqrt{\epsilon}) \quad (2.6)$$

mentre, quando si riceve uno 0

$$P_r(0) = \epsilon P \quad (2.7)$$

Il fenomeno del *crosstalk in banda*, o coerente, sorge unicamente quando nel dispositivo in esame sono presenti più canali aventi la stessa lunghezza d'onda. Se osserviamo un generico segnale uscente su λ_M da una porta del dispositivo, sappiamo che risentirà dell'effetto indesiderato di $N - 1$ segnali alla stessa lunghezza d'onda che non trasportano potenza utile, ma rumore. Il campo totale, incluso il crosstalk in banda, può essere espresso da:

$$E_M(t) = (E_M + \sum_{N \neq M} E_N) e^{-j\omega_M t} \quad (2.8)$$

in E_M è il segnale utile e $\omega_M = \frac{2\pi c}{\lambda_M}$ è la pulsazione alla lunghezza d'onda λ_M e c la velocità della luce nel vuoto.

La fotocorrente prodotta si può approssimare come:

$$I(t) = RP_M(t) + 2R \sum \sqrt{P_M(t)P_N(t)} \cos(\phi_M(t) + \phi_N(t)) \quad (2.9)$$

Normalmente si ha che $P_N \ll P_M$ e le fasi oscillano in modo casuale, quindi il crosstalk è visto come causa della variazione di fotocorrente generata, che può quindi essere riscritta come:

$$I(t) = R(P_M + \Delta P) \quad (2.10)$$

Il ricevitore dunque converte variazioni di potenza ΔP in variazioni di corrente e un'analisi esatta dell'impatto di questo tipo di rumore è piuttosto complessa, in quanto occorre tenere in considerazione la statistica della fotocorrente. In sintesi si può considerare di aggiungere alla varianza totale della fluttuazione di corrente σ^2 un termine σ_I^2 relativo al rumore originato dal crosstalk. Tale varianza è quindi:

$$\sigma^2 = \sigma_S^2 + \sigma_T^2 + \sigma_I^2 \quad (2.11)$$

in cui σ_S^2 e σ_T^2 sono i contributi relativi allo shot noise e al thermal noise, mentre σ_I^2 è il termine aggiuntivo di crosstalk introdotto.

Chapter 3

ROADM Scalability

L'introduzione del WSS come elemento principale costitutivo del ROADM ha guidato l'affermazione di quest'ultimo nelle reti di nuova generazione ad alto bitrate. L'evoluzione tecnologica del WSS, all'aumentare del numero di porte gestite, ha permesso di passare da reti ad anello o a bus, a reti mesh che permettono una gestione migliore delle operazioni e di aumentare le prestazioni di sistema.

A questo va aggiunta anche la possibilità in uno nodo di poter operare su un certo numero di lunghezze d'onda. La flessibilità, in questo senso, introdotta con il ROADM è un valore aggiunto per la progettazione di rete. In questo capitolo si mettono in evidenza i limiti di scalabilità del nodo ROADM al variare delle condizioni di rete. Ad esempio, uno dei parametri da tenere in considerazione, è il numero di lunghezze d'onda che un nodo può gestire, dove gestire significa poter operare nella sezione di add/drop. Quindi all'aumentare delle λ , quali dispositivi devo utilizzare per permettere al sistema di non essere in blocking? E qual'è il limite massimo a cui un sistema si può spingere con determinati blocchi funzionali?

Il capitolo è strutturato in questo modo. Per primo si analizzano i blocchi funzionali del ROADM in modo da estrarne i limiti in determinate condizioni operative. Successivamente si descrive il modello utilizzato per l'analisi delle prestazioni in termini di scalabilità del nodo. Infine si mettono in evidenza i risultati più significativi e si illustrano delle soluzioni che possono migliorare la funzionalità del ROADM.

3.1 Modello di scalabilità per il ROADM

Un modello di scalabilità si propone di analizzare il comportamento del ROADM al variare dei parametri caratteristici che lo compongono. In particolare, l'obiettivo è scegliere un indicatore delle prestazioni del ROADM ed analizzare la sua variazione valutando la casistica che si propone fissando gli altri parametri.

Nel modello proposto, l'indicatore delle prestazioni è rappresentato dal numero di porte del WSS. Come si è visto nel capitolo precedente, il WSS è un dispositivo $1 \times N$ bidirezionale. È l'elemento principale che costituisce il ROADM e quindi le prestazioni di quest'ultimo ne risentono in maniera diretta. Il parametro N rappresenta un valore molto utile da analizzare, poiché la sua variazione comporta cambiamenti significativi nelle prestazioni del WSS. Ad esempio, l'aumento di N provoca ripercussioni dirette sul segnale in termini di attenuazione e clipping delle code del segnale. Al contrario, però, permette, come si vedrà più avanti in questo capitolo di poter aumentare le possibilità di utilizzo.

Lo schema base del nodo a cui si fa riferimento per la modellizzazione è rappresentato in figura.

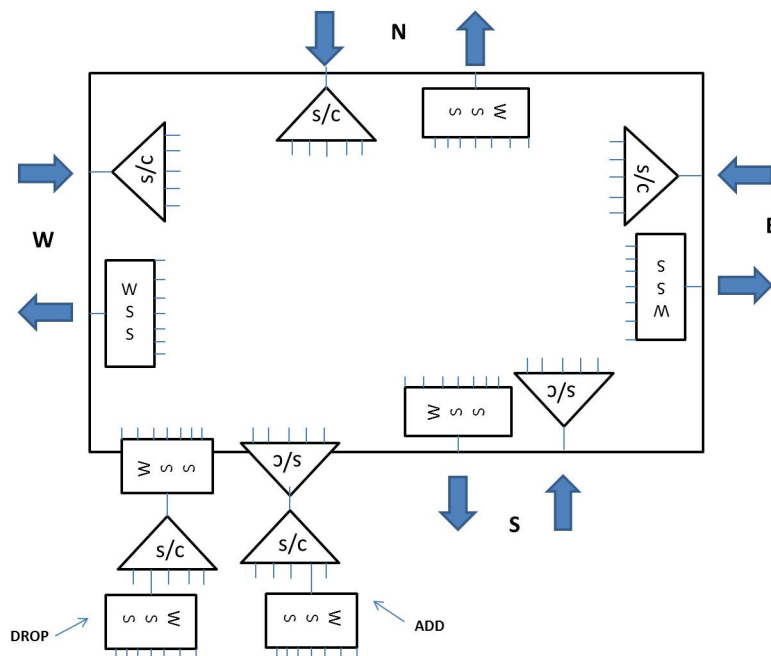


Figure 3.1: Colorless, Directionless ROADM

Per le prestazioni in termini di scalabilità possiamo considerare il ROADM in due porzioni:

- sezione di add/drop;
- sezione di I/O.

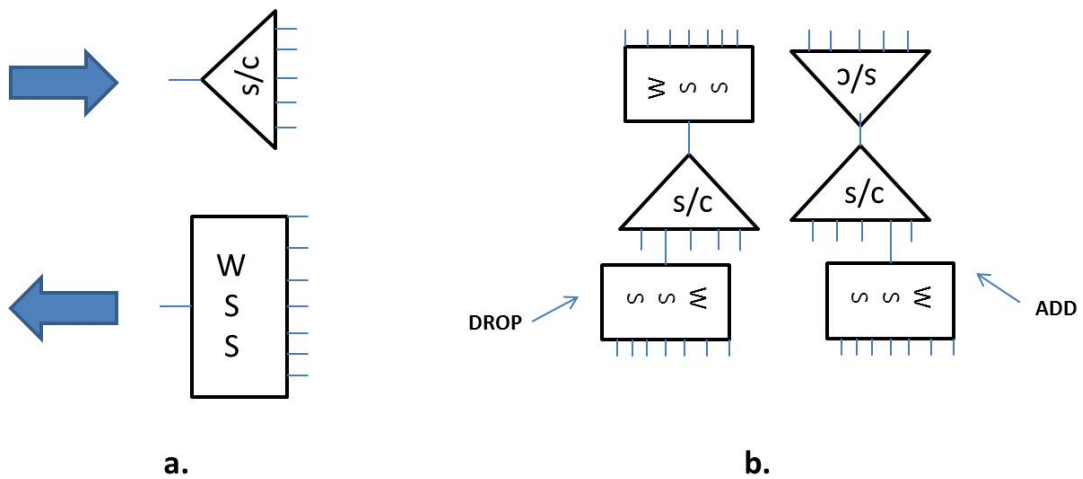


Figure 3.2: a. Sezione di I/O b. Sezione di add/drop

La sezione di add/drop è formata da più elementi. Per quanto riguarda la porzione di "add" troviamo:

- una serie di WSS 1xN;
- uno Star Coupler di aggregazione;
- uno Star Coupler di distribuzione.

La serie di WSS è direttamente collegata ai trasponders di trasmissione. Il primo Star Coupler aggrega i flussi provenienti dai WSS in un'unica fibra di uscita. Il secondo Star Coupler distribuisce il flusso su tutte le direzioni di uscita.

La sezione di "drop" è formata da:

- un WSS di aggregazione;
- uno Star Coupler;
- una serie di WSS Nx1.

Il WSS di aggregazione raccoglie tutti i flussi provenienti dalle direzioni del nodo. Lo Star Coupler suddivide il segnale per distribuirlo alla serie di WSS. Quest'ultima è direttamente collegata ai transponder di ricezione. La sezione di I/O sarà composta, per ogni direzione, da due elementi principali:

- uno Star Coupler in ingresso;
- un WSS in uscita.

Lo Star Coupler in ingresso riceve tutto lo spettro DWDM in ingresso e lo distribuisce lungo tutte le direzioni del nodo (compresa la direzione di ingresso) e alla sezione di drop. Il WSS di uscita, invece, riceve i flussi da tutte le direzioni e dalla sezione di add e li convoglia nella fibra di uscita.

3.1.1 Input del modello

Come input del modello si considera che ogni fibra trasporti un sistema Dense Wavelength Division Multiplex (DWDM) formato da 120 canali (120λ). Il numero di direzioni che incidono sul ROADM forma il cosiddetto *grado nodale*. Quindi, ad esempio, per il nodo in figura 3.1, il grado nodale è pari a 4.

Si prevede la possibilità di poter fare più add/drop di una lunghezza d'onda all'interno del nodo. In questo senso, la somma delle sezioni di add/drop costituisce il grado di *contentionless* del ROADM.

Tutti gli splitter utilizzati sono del tipo 1x8 bidirezionali. Introducendo solo attenuazione, infatti, si considera che, laddove ci sia bisogno di porte aggiuntive, queste possano essere introdotte collegando in serie due splitter come in figura.

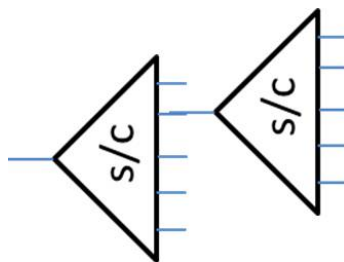


Figure 3.3: Collegamento in serie di due splitter

I WSS costituenti il ROADM sono di tre tipologie:

- WSS 1x5;
- WSS 1x9;
- WSS 1x20

I grafici delle prossime sezioni metteranno a confronto le prestazioni del ROADM al variare delle tre tipologie di WSS.

Altri due parametri molto importanti sono α e β . α rappresenta la frazione totale di lunghezze d'onda di cui si può fare add/drop. β invece rappresenta la frazione di slot per direzione disponibili per poter effettuare rigenerazione. Gli scenari applicativi analizzati riguardano il modo in cui i dispositivi sono interconnessi, in riferimento ai WSS utilizzati. Questi sono:

- NoSplit
- NoDropSplit
- Split

Prima di procedere è opportuno rendere esplicito che, in questa analisi, non si tiene conto dell'effetto a livello fisico dei dispositivi sul segnale, ma ci si astrae a livello logistico. Infatti si pone l'accento sulla possibilità di poter ottenere un percorso ingresso/uscita o la possibilità di effettuare add/drop per una data lunghezza d'onda. Le considerazioni a livello fisico saranno affrontate nel capitolo 5.

3.1.2 Scenario NoSplit

In questo scenario non si considera la possibilità di poter aumentare il numero di porte dei WSS disponibili mediante splitting. Questo significa che, una volta terminate le porte, non sarà più possibile stabilire un percorso pass-through o verso la sezione di add/drop.

Sia λ_d il numero di lunghezze d'onda per direzione per cui si vuole operare nella sezione di add/drop. Per semplificare il modello, si suppone che per ogni lunghezza d'onda in drop, ne venga generata una nella sezione di add. Il numero massimo di lunghezze d'onda per cui si può fare add/drop nel sistema è dato da

$$W_{MAX} = p_{WSS} \cdot p_{split} \cdot C \quad (3.1)$$

dove p_{WSS} è il numero di porte del WSS, $p_{split}(=8)$ è il numero di porte dello splitter e C è il grado di contentionless del nodo. Questa equazione

mette in evidenza i limiti logistici della sezione di add/drop, poichè oltre W_{MAX} si sono esauriti tutti gli slot disponibili.

Inoltre, bisogna considerare il limite imposto dal grado di contentionless, poichè questo esprime il massimo numero di lunghezze d'onda uguali che circolano nella sezione di add/drop. Questo si può esprimere come

$$\lambda_{lim} = \frac{W \cdot C}{G} \quad (3.2)$$

dove $W(=120)$ è il numero di lunghezze d'onda trasportate per fibra e G è il grado nodale.

Il numero di WSS utilizzati in questa configurazione è

$$WSS = G + C + 2 \cdot C \cdot \left\lceil \frac{\lambda_d \cdot G}{p_{wss}} \right\rceil \quad (3.3)$$

dove $G + C$ rappresenta il numero di WSS nelle sezioni di I/O e $2 \cdot C \cdot \left\lceil \frac{\lambda_d \cdot G}{p_{wss}} \right\rceil$ è il numero nelle sezioni di add/drop.

Il conteggio è possibile se vengono verificate tre condizioni:

$$\lambda_d < \lambda_{lim} \quad (3.4)$$

$$\lambda_d \cdot G \leq W_{MAX} \quad (3.5)$$

$$G + C \leq p_{wss} \quad (3.6)$$

La (3.4) è il vincolo sulla sezione di add/drop riguardo l'utilizzo di una stessa lunghezza d'onda per più direzioni.

La (3.5) riguarda il numero massimo di lunghezze d'onda totali gestite dal nodo ROADM con quella tipologia di WSS.

La (3.6) riguarda, invece, la sezione di I/O. Infatti, il numero di porte del WSS vincola il numero di direzioni possibili ed anche il grado di contentionless.

Se uno di questi tre vincoli non è soddisfatto non è possibile garantire un collegamento in pass-through o verso la sezione di add/drop e, quindi, si può affermare che il sistema è in **blocco**. Questa condizione è espressa nel modello dall'equazione

$$WSS = 0. \quad (3.7)$$

Il prossimo paragrafo fornisce le simulazioni effettuate, ponendo l'accento sui casi più significativi.

Simulazioni

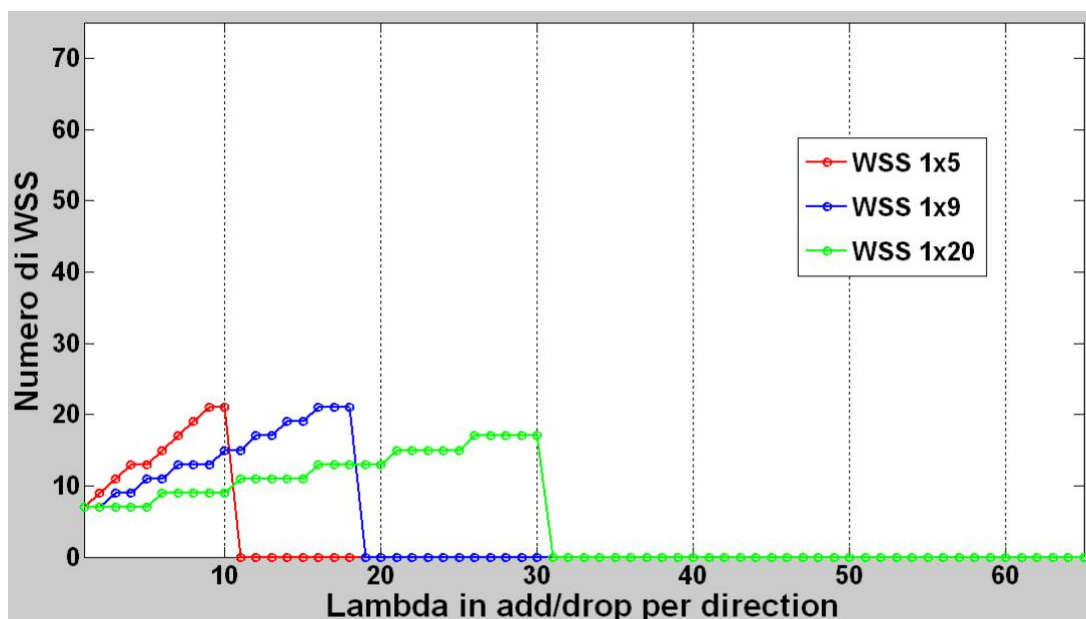


Figure 3.4: $G = 4$, $C = 1$, $p_{split} = 8$, $W = 120$

In figura 3.4 è rappresentato l'andamento del numero di WSS utilizzati al variare del numero di lunghezze d'onda in add/drop per direzione. I tre andamenti fanno riferimento alle tre tipologie di ROADM utilizzato: 1x5, 1x9, 1x20.

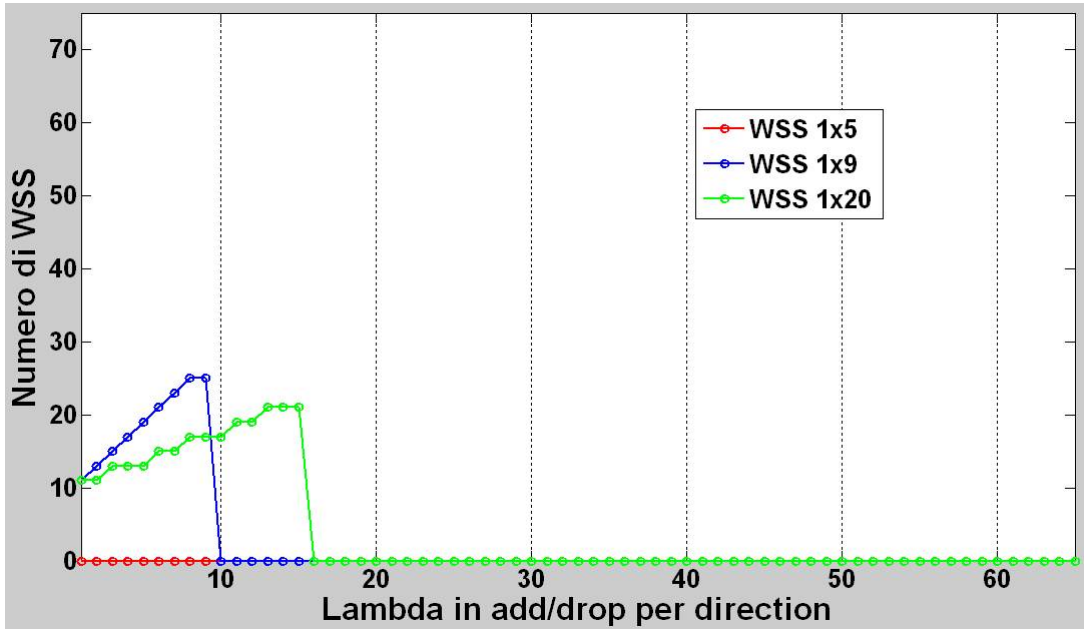
Come si può notare il WSS 1x5 si assesta a 0 quando le $\lambda_d = 11$. Questo è causato dalla mancanza di porte disponibili nella sezione di add/drop. Infatti $W_{MAX} = 5 \times 8 \times 1 = 40$. Allo stesso modo il WSS 1x9 supera il limite sul W_{MAX} .

Il WSS 1x20, invece, data l'ampia disponibilità di porte non è limitato da questo vincolo. Il sistema va in blocco quando si esauriscono il numero di lunghezze d'onda massime gestibili nella sezione di add/drop (120).

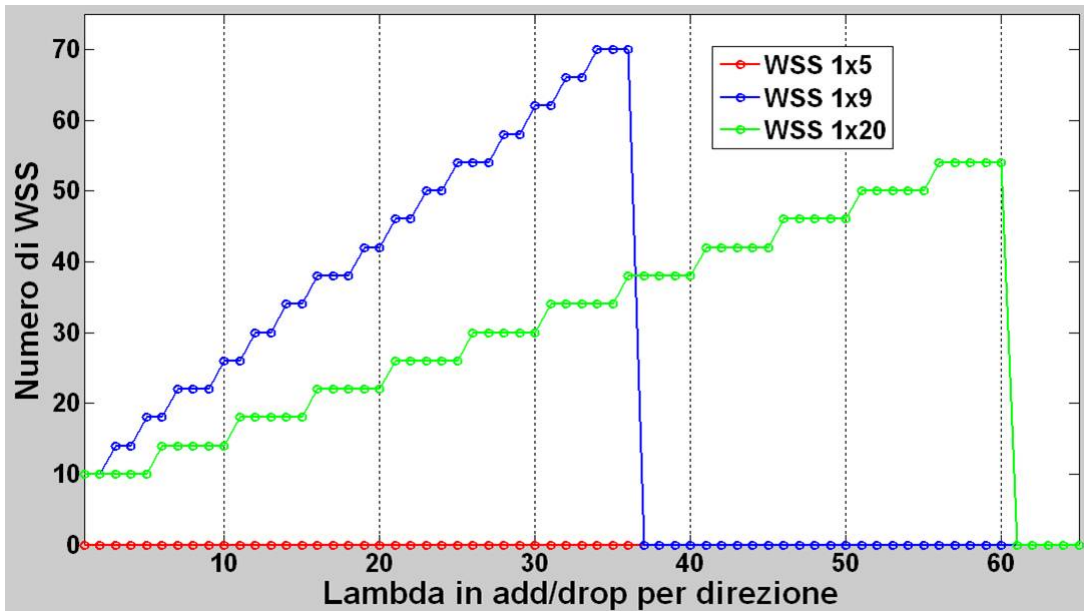
In figura 3.5 lo scenario cambia facendo aumentare il grado nodale da 4 a 8. Come si può notare, il WSS 1x5 non è idoneo a questa configurazione. Infatti, il motivo che porta il ROADM in blocking è nella sezione di I/O. Essendo $G = 8$ e $C = 1$, il numero di porte minime necessarie a supportare tutti i collegamenti è pari a 9.

Il WSS 1x9, come nel caso precedente esaurisce le porte per add/drop.

Per WSS 1x20, invece, il vincolo è dettato da λ_{lim} . Infatti il sistema è

Figure 3.5: $G = 8$, $C = 1$, $p_{split} = 8$, $W = 120$

in blocking a causa del grado di contentionless, che non garantisce la coesistenza di due stesse lunghezze d'onda nella sezione di add/drop.

Figure 3.6: $G = 4$, $C = 2$, $p_{split} = 8$, $W = 120$

Nella figura 3.6 è rappresentato un ROADM con grado nodale 4 e grado

di contentionless pari a 2. Come ci si può aspettare il sistema aumenta le proprie prestazioni poichè cresce il numero di lunghezze d'onda da poter gestire nella sezione di add/drop.

Il WSS 1x5, come nel caso precedente, è limitato nella sezione di I/O dal numero di porte disponibili.

Il WSS 1x9 riesce a sostenere 36λ per direzione che corrisponde al numero di slot massimo nella sezione di add/drop (W_{MAX}).

Il WSS 1x20, data l'ampia disponibilità di porte, può gestire tutte le lunghezze d'onda disponibili, limitate dal grado di contentionless.

Un'analisi molto interessante è quella che mette a confronto la variazione del grado nodale con il numero di WSS necessari per implementare la configurazione richiesta. Per fare questo è necessario introdurre i parametri α e β .

α è definito come il numero di lunghezze d'onda totali nel sistema per cui si può fare add/drop. Esso vale:

$$\alpha = \frac{\lambda_d}{W}. \quad (3.8)$$

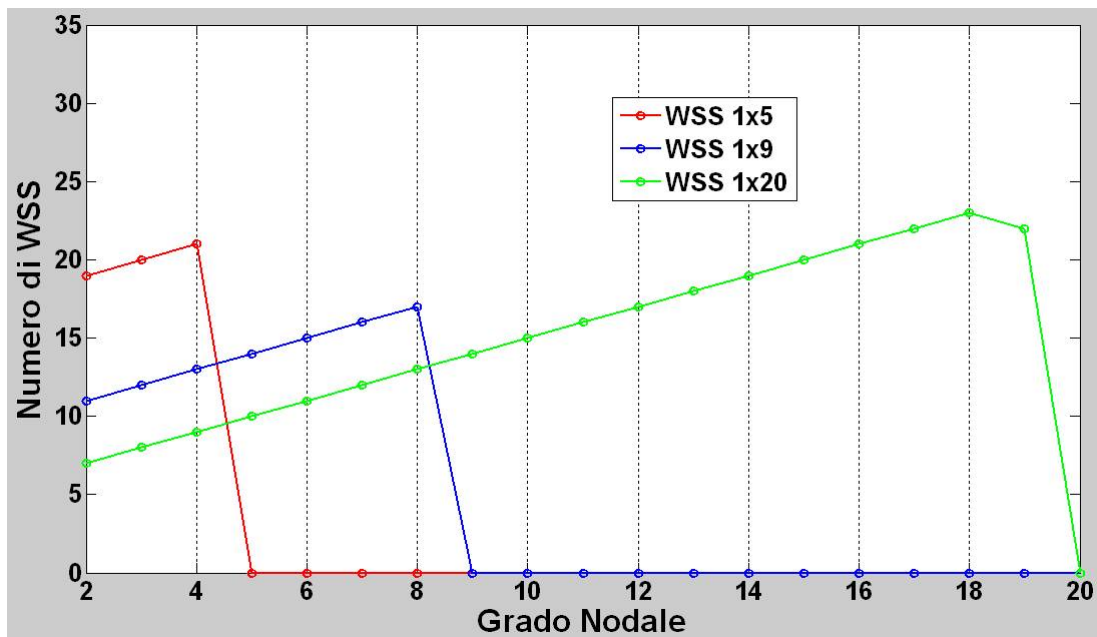
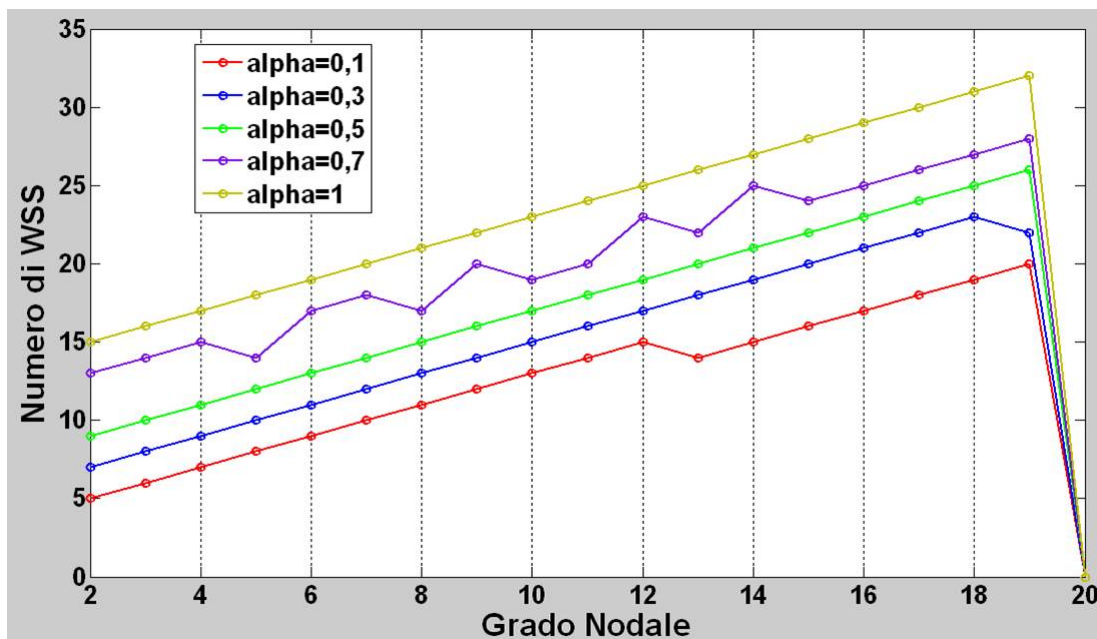
β , invece, è la percentuale di slot per direzione disponibili per la rigenerazione. Si ricorda che, per effettuare rigenerazione (3R), è necessario utilizzare uno slot nella sezione di drop e uno nella sezione di add. Questo parametro lo si può esprimere come:

$$\beta = \frac{TXP_{3R}}{W}, \quad (3.9)$$

dove TXP_{3R} è il numero di slot per la rigenerazione, e W il numero di slot totali.

In figura 3.7 è mostrato l'andamento per $\alpha = 0,3$ che implica $\lambda_d = \lceil \frac{W \cdot \alpha}{Gr} \rceil$. Il WSS 1x5 e il WSS 1x9 sono utili fino a quando il grado nodale non supera il numero di porte meno uno. Il WSS 1x20 è l'unico dispositivo che si rende utilizzabile per alti gradi nodali. Il nodo va in blocking per $G = 20$ poichè il WSS esaurisce le proprie porte nella sezione di I/O.

È utile quindi valutare come il WSS 1x20 si comporta, al variare del grado nodale, aumentando il parametro α come mostrato in figura 3.8. Il grafico mostra come il dispositivo in questione sia ideale per l'utilizzo con grado nodale alto, riuscendo a reggere un carico in add/drop elevato da più direzioni.

Figure 3.7: $\alpha = 0.3$, $C = 1$, $p_{split} = 8$, $W = 120$ Figure 3.8: WSS 1x20, $C = 1$, $p_{split} = 8$, $W = 120$

Per esempio, per $G = 19$, $\alpha = 1$ e $C = 1$ il numero di WSS necessari è pari a 32.

In figura 3.9 è mostrato l'andamento in funzione del grado nodale al vari-

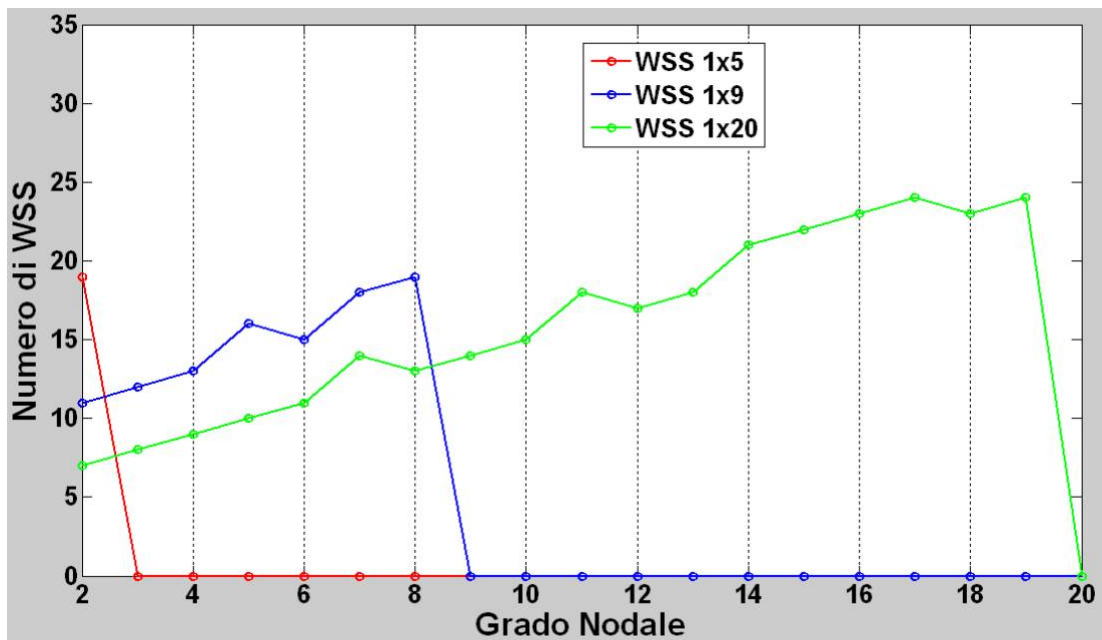


Figure 3.9: $\alpha = 0.3$, $\beta = 0.02$, $C = 1$, $p_{split} = 8$, $W = 120$

are di α . β è pari a 0.02 e quindi il numero di lunghezze d'onda disponibili nella sezione di drop lo si può esprimere come

$$W_{MAX} = \lfloor p_{WSS} \cdot p_{split} \cdot C - TXP_{3R} \rfloor. \quad (3.10)$$

Come si note nell'equazione il numero di trasponder utilizzati per rigenerazione è sottratto al numero totale di slot disponibili nella sezione di add/drop. Quindi il sistema è ulteriormente vincolato.

3.1.3 Scenario NoDropSplit

In questo scenario si elimina il vincolo che sussiste sulla sezione di I/O. Infatti, nella sezione precedente, si è messo in evidenza che i WSS 1x5 e 1x9 portano spesso il ROADM in blocking a causa della limitatezza delle porte. Per ovviare a questo problema si può pensare di inserire uno splitter prima del WSS di uscita. Con questo metodo il numero di porte di I/O aumenta di un fattore pari al numero di porte dello splitter.

$$p_{I/O} = p_{WSS} \cdot p_{split} \quad (3.11)$$

Il modello include la possibilità di poter fare splitting sulla sezione di I/O in modo dinamico. Infatti, si mantiene la configurazione standard fino

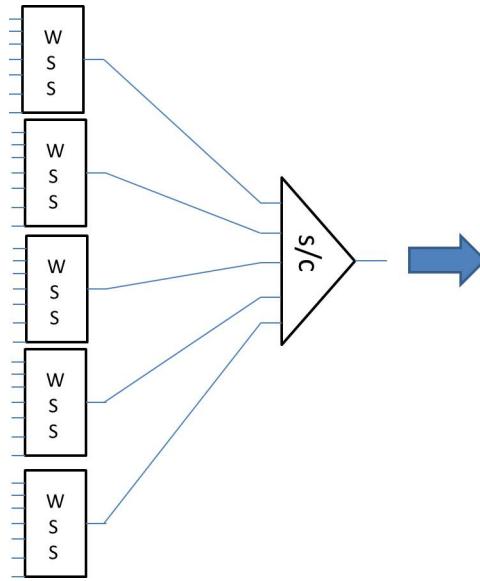


Figure 3.10: Splitting della sezione di I/O

a quando il numero di porte è sufficiente a garantire un percorso ingresso-uscita o add/drop-uscita. Altrimenti si procede con lo splitting come in figura 3.10.

In formule, il conteggio del numero di WSS è esprimibile in questo modo:

$$WSS = G + C + 2 * C * \left\lceil \frac{\lambda_d * G}{p_{wss}} \right\rceil \quad (3.12)$$

se

$$G + C \leq p_{wss}. \quad (3.13)$$

Altrimenti

$$WSS = \left\lceil \frac{G + C}{p_{wss}} \right\rceil + \left\lceil \frac{G}{p_{wss}} \right\rceil \cdot C + 2 \cdot C \cdot \left\lceil \frac{\lambda_d \cdot G}{p_{wss}} \right\rceil. \quad (3.14)$$

dove il primo addendo riguarda lo splitting nella sezione di I/O, mentre il secondo addendo riguarda lo splitting del WSS che aggrega i flussi e li direziona verso la sezione di add/drop.

Il tutto è subordinato al rispetto dei vincoli:

$$\lambda_d < \lambda_{lim} \quad (3.15)$$

$$\lambda_d \cdot G \leq W_{MAX} \quad (3.16)$$

Se gli ultimi due vincoli non sono rispettati il sistema è in *blocking* ($WSS = 0$).

Simulazioni

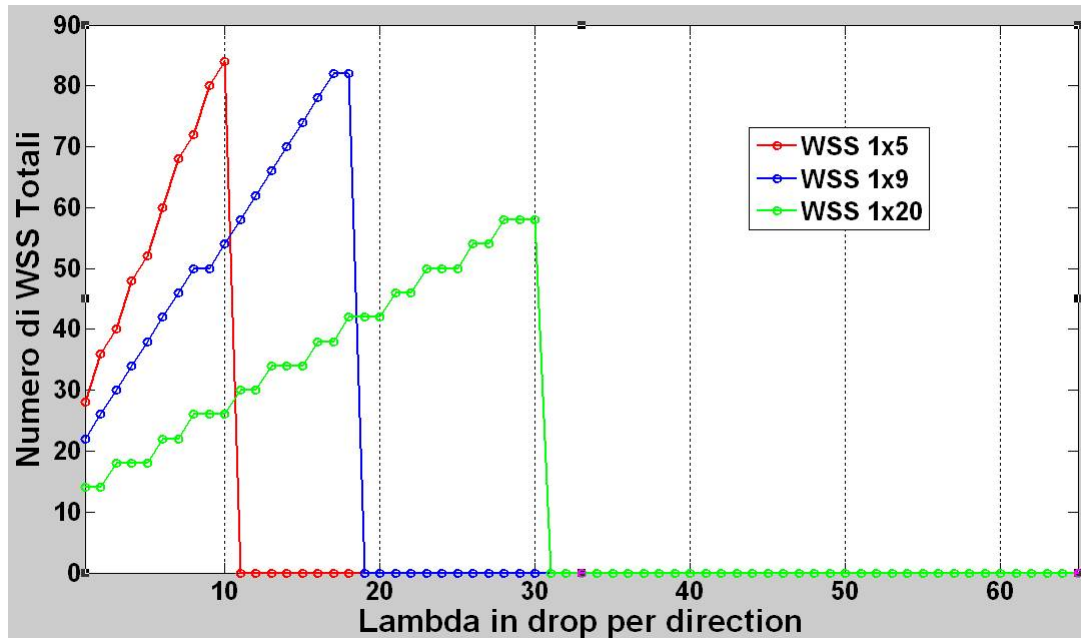
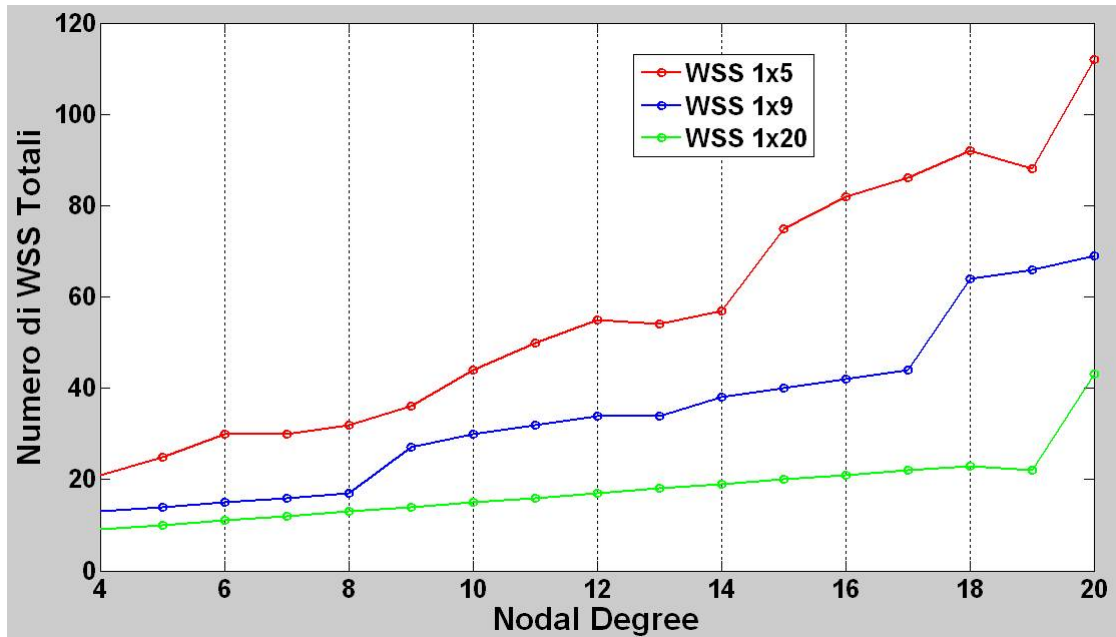
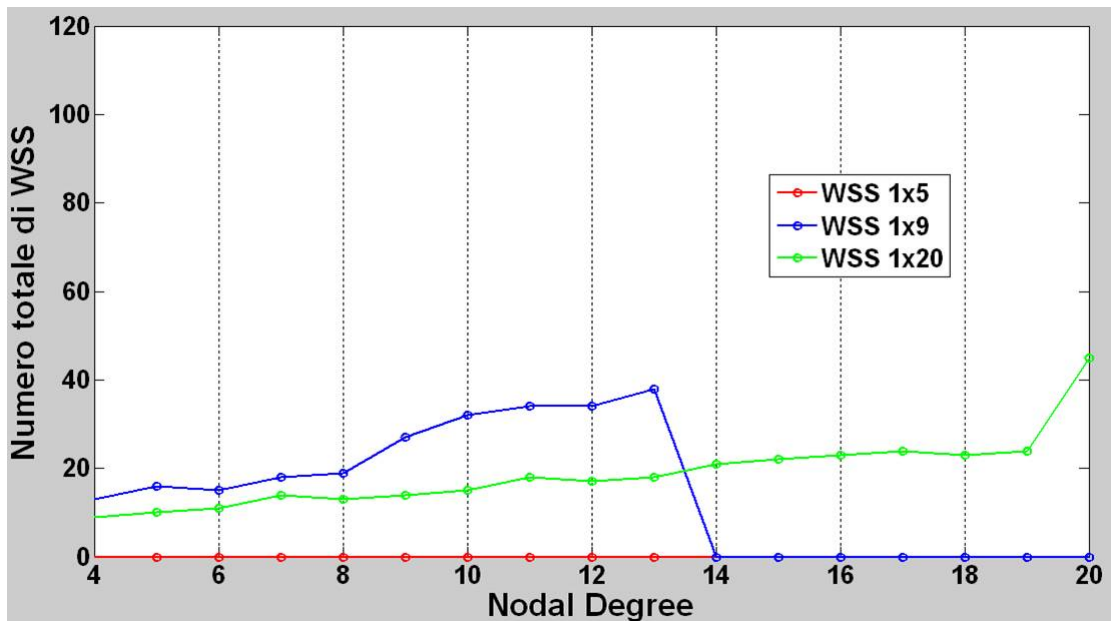


Figure 3.11: $G = 8$, $C = 2$, $p_{split} = 8$, $W = 120$

Nel grafico 3.11 è rappresentato un ROADM con $G = 8$ e $C = 2$ che implica un $\lambda_{lim} = \frac{W \cdot C}{G} = 30$ per direzione. Come si può notare, avendo eliminato il vincolo sulla sezione di I/O, i WSS 1x5 e 1x9 sono utilizzabili fino a quando il numero di lunghezze d'onda in add/drop richiesto non supera la disponibilità totale degli slot nella sezione di add/drop. A fronte di prestazioni superiori in termini di scalabilità, però, c'è da considerare un aumento considerevole di dispositivi per far fronte alle richieste. Infatti, nelle loro massime configurazioni possibili, il numero di WSS 1x5 e 1x9 richiesti è, rispettivamente, 84 e 82. Questo può rappresentare un problema a livello di costi dell'intero ROADM oltre che di implementazione dello stesso.

Il grafico in figura 3.12 mostra lo stesso esempio effettuato nella sezione precedente mettendo in evidenza le differenze tra lo scenario "NoSplit" e quello "NoDropSplit". Anche con $G=20$ la configurazione regge le richieste, a fronte di un numero di WSS alto e pari, per le tre tipologie a 112, 69 e 43.

Figure 3.12: $\alpha = 0.3, C = 2, p_{split} = 8, W = 120$ Figure 3.13: $\alpha = 0.3, \beta = 0.02, C = 2, p_{split} = 8, W = 120$

La figura 3.13 introduce la possibilità di rigenerazione con $\beta = 0.02$. Il WSS non soddisfa le richieste a causa del numero limitato di slot per add/drop. Invece, è significativo l'aumento delle prestazioni per il WSS 1x9

che riesce a sostenere un grado nodale pari a 15, a differenza dello scenario "NoSplit" in cui $G = 8$.

3.1.4 Scenario Split

In questo scenario si elimina un ulteriore vincolo introducendo lo splitting anche per i WSS della sezione di add/drop.

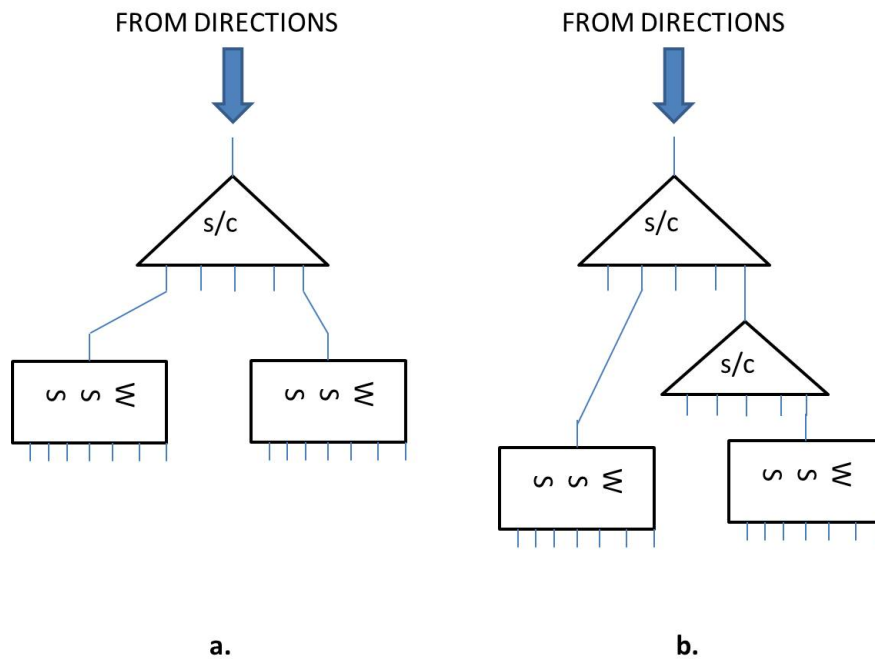


Figure 3.14: a. add/drop senza splitting b. add/drop con splitting

In questo modo il conteggio dei WSS si può esprimere come:

$$WSS = G + C + 2 \cdot C \cdot \left\lceil \frac{\lambda_d \cdot G}{p_{wss}} \right\rceil \quad (3.17)$$

se

$$G + C \leq p_{wss} \quad (3.18)$$

Altrimenti

$$WSS = \left\lceil \frac{G + C}{p_{wss}} \right\rceil + \left\lceil \frac{G}{p_{wss}} \right\rceil \cdot C + 2 \cdot C \cdot \left\lceil \frac{\lambda_d * G}{p_{wss}} \right\rceil. \quad (3.19)$$

L'unico vincolo da porre è quello sul grado di contentionless che limita il sistema preservandolo dai conflitti di stesse lunghezze d'onda da direzioni diverse.

$$\lambda_d < \lambda_{lim} \quad (3.20)$$

Anche in questo caso, la violazione del vincolo porta il sistema in *blocking* ($WSS = 0$).

Simulazioni

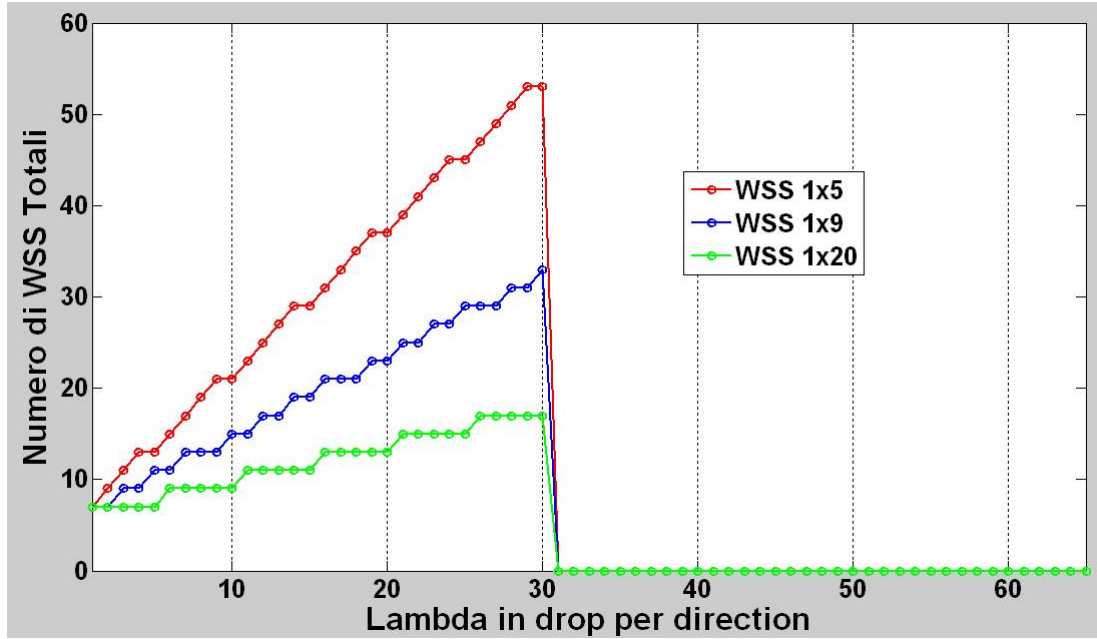


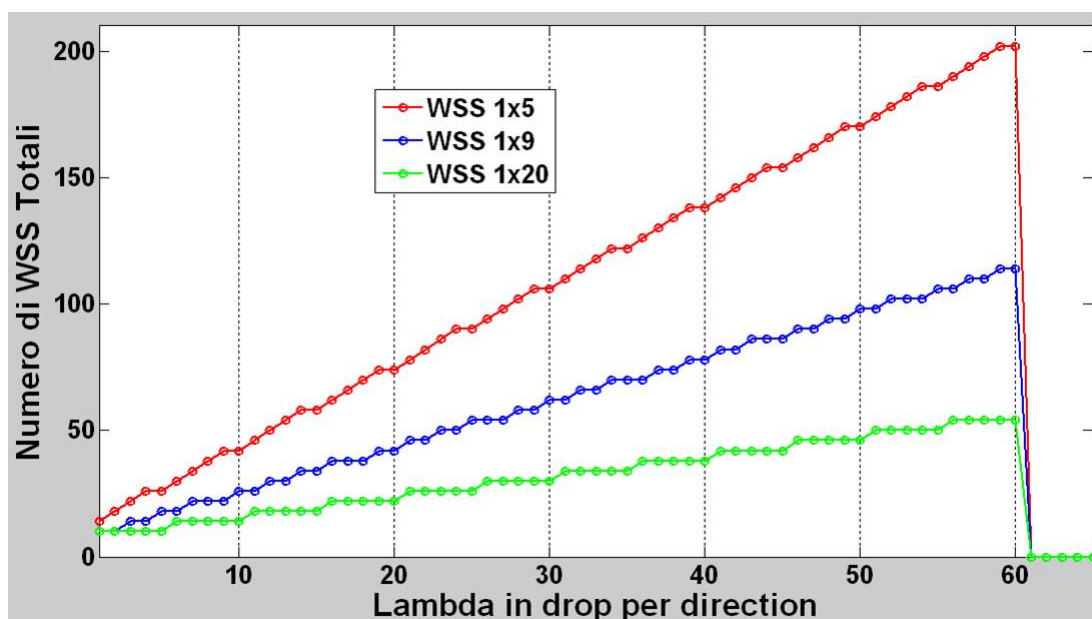
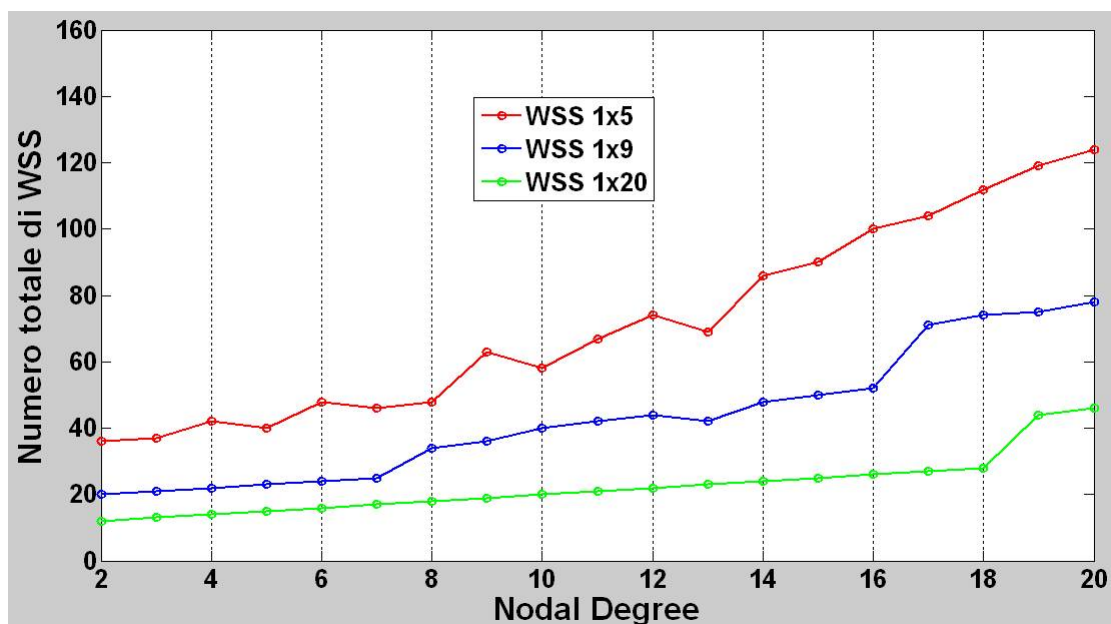
Figure 3.15: $G = 4$, $C = 1$, $p_{split} = 8$, $W = 120$

In figura 3.15 è rappresentato lo stesso scenario di figura 3.4. Come si può notare, tutte le tipologie di WSS consentono di espletare le richieste per lambda crescenti. Il sistema è limitato dal grado di contentionless.

L'eliminazione del vincolo è ancora più visibile nello scenario di figura 3.16, in cui, con un grado di contentionless pari a 2 tutti, il ROADM deve poter gestire nelle sezioni di add/drop un massimo di $\lambda_{lim} = \frac{W \cdot C}{G} = 60$ per direzione.

Ovviamente, la configurazione con WSS 1x5 e $\lambda_{lim} = 60$ non è realisticamente implementabile, in quanto il numero di WSS necessario è pari a 202.

In figura 3.17 è rappresentato l'andamento del numero di WSS utilizzati al variare del grado nodale. Come nello scenario "NoDropSplit", le tre tipologie di WSS non subiscono la variazione del grado nodale.

Figure 3.16: $G = 4$, $C = 2$, $p_{split} = 8$, $W = 120$ Figure 3.17: $\alpha = 0.3$, $C = 2$, $p_{split} = 8$, $W = 120$

Il risultato che si riscontra è il ripido aumento del numero di WSS necessari all'aumentare del grado nodale.

3.2 Applicazione del modello a reti di telecomunicazioni

In questa sezione, il modello presentato è applicato a reti di telecomunicazioni. Il fine, infatti, è estrarre il numero medio di WSS necessari per implementare una rete con un determinato numero di nodi, links e traffico. L'analisi dei parametri di rete è affidata al *Network Global Expectation Model*. [22] L'NGEM fornisce un metodo per avere una visione globale della rete in termini di risorse necessarie e costi. I valori attesi delle variabili di rete e le funzioni di queste sono valutate mediando su tutta la rete per stabilire delle relazioni che legano le variabili dipendenti e indipendenti del sistema. Questo permette, quindi, di poter estrarre i parametri principali di un nodo. A questi sarà applicato il modello presentato nel capitolo. Secondo l'NGEM, la rete di telecomunicazione può essere rappresentata con un grafo G , che consiste in un set di N nodi e L link bidirezionali, e con il traffico di rete.

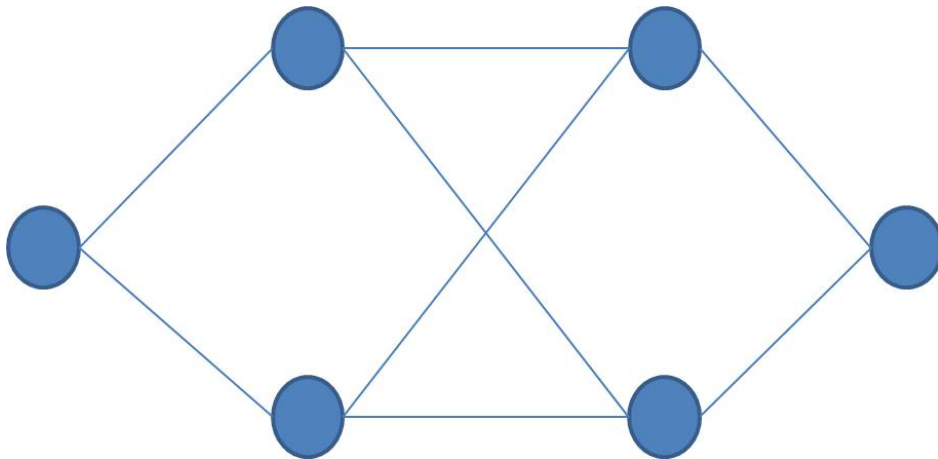


Figure 3.18: Esempio di rete con $N=6$ e $L=8$

Il grafo può essere rappresentato come una matrice $[g]$ di elementi g_{ij} . Il traffico bidirezionale si può esprimere con la matrice $[d]$ di elementi d_{ij} , con D numero totale di domande e T traffico totale della rete. Le variabili primarie che rappresentano la rete sono quindi $G(N, L)$, D e T insieme al modello di domanda di traffico. Tutti gli altri parametri potranno essere ricavati a partire da questi.

La domanda di traffico e il bitrate di canale τ possono essere calcolati precisamente come rapporto tra il traffico totale T e il numero totale di domande D che terminano in un nodo.

$$\tau = \frac{T}{D}. \quad (3.21)$$

Il grado nodale medio è calcolato contando il numero di link unidirezionali e dividendo il tutto per il numero di nodi.

$$\langle \delta \rangle = \frac{2L}{N}. \quad (3.22)$$

Il numero medio di hops tra ogni paio di terminali è definito come il numero minimo di link attraversati da una domanda tra la coppia di nodi. Il valore atteso di questa variabile dipende dalla domanda di traffico e dalla politica di routing. Considerando traffico uniforme e minimum hop routing si può approssimare il numero medio di hops a

$$\langle h \rangle = \sqrt{\frac{N-2}{\langle \delta \rangle - 1}}. \quad (3.23)$$

Il numero medio di canali (W) su ogni link della rete si può esprimere come

$$\langle Ch \rangle = \frac{\langle d \rangle * \langle h \rangle}{\langle \delta \rangle} \quad (3.24)$$

dove $\langle d \rangle$ è il numero medio di domande unidirezionali che terminano in un nodo. Per traffico uniforme, essendo $\langle d \rangle = N - 1$,

$$\langle Ch \rangle = \frac{(N-1) * \langle h \rangle}{\langle \delta \rangle}. \quad (3.25)$$

Infine, indipendente dal modello di domanda, il rapporto tra il numero di canali terminati in un nodo e il numero totale di canali (terminati + through) presenti in un nodo è pari a

$$\alpha = \frac{2}{1 + \langle h \rangle}. \quad (3.26)$$

3.2.1 Applicazione del Modello

Dai parametri caratteristici derivanti dall'NGEM si possono ricavare i valori che caratterizzano il modello di calcolo del numero di WSS necessari a soddisfare una data configurazione.

In particolare, il grado nodale è pari a:

$$G = \lceil \langle \delta \rangle \rceil. \quad (3.27)$$

Il numero di canali su ogni fibra è esprimibile come

$$W = \lceil \langle Ch \rangle \rceil. \quad (3.28)$$

Il numero di canali che sono direzionati verso la sezione di add/drop è dato dal prodotto del numero di canali su ogni fibra per la percentuale di add/drop di sistema:

$$\lambda_d = W \cdot \alpha. \quad (3.29)$$

Ricavati questi parametri si può applicare uno dei tre scenari visti per calcolare il numero di WSS necessari.

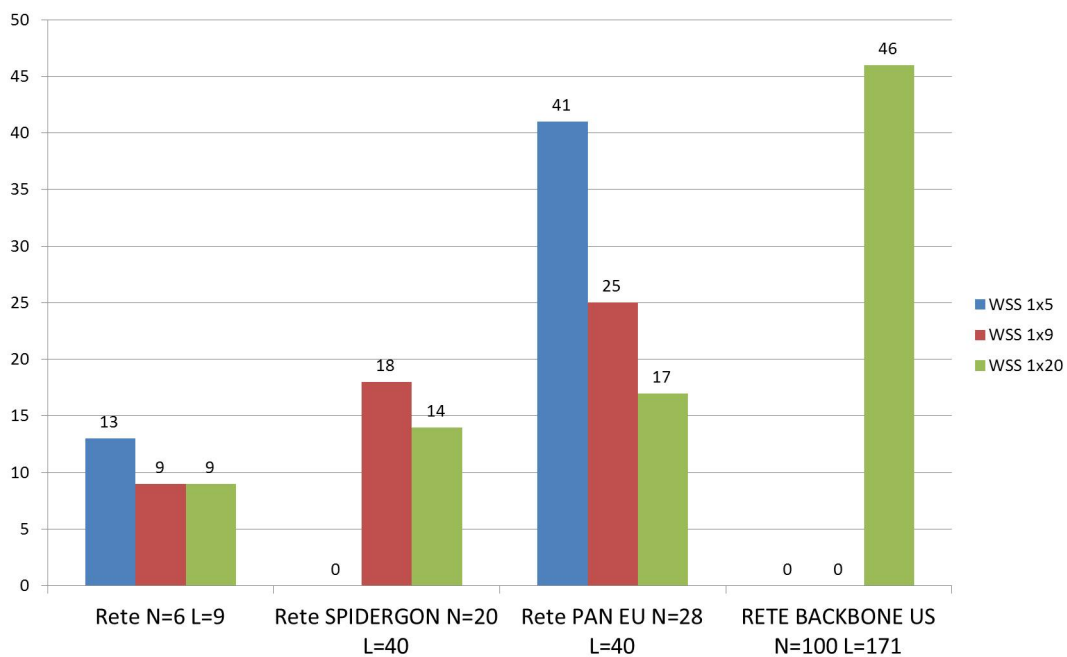


Figure 3.19: Applicazione del modello per rete piccola N=6 L=9, rete SPIDERGON N=20 L=40, rete PAN EUROPEA N=28 L=40, rete Backbone Americana N=100 L=171

Ad esempio, in figura 3.19 è riportato un esempio di applicazione del modello di conteggio su 4 tipologie di rete

- rete mesh di piccole dimensioni
- rete SPIDERGON
- rete PAN europea
- rete Backbone Americana

Le 4 simulazioni sono state effettuate in uno scenario "NoSplit" con $C = 2$, ipotizzando traffico uniforme che quindi prevede un collegamento per ogni coppia di nodi nella rete.

La rete mesh presenta $N=6$ e $L=9$. Questo comporta un grado nodale medio pari a 3, W medio pari a 3 e $\alpha = 0,82$. L'alto valore di α è determinato dalla tipologia di domanda di traffico. Infatti, un traffico uniforme comporta un ampio numero di lambda in add/drop. Per questo motivo è necessario prevedere un grado di contentionless $C \geq 2$ per soddisfare le richieste. Il numero di WSS 1x5, 1x9 e 1x20 è rispettivamente pari a 13, 9, 9.

La seconda rete è del tipo SPIDERGON. Questa è una rete ad anello con collegamenti interni a raggio di circonferenza ($N=20$, $L=40$). I parametri caratteristici sono $G = 4$, $W = 12$, $\alpha = 0,57$. Il numero di WSS per le tre tipologie è rispettivamente 0, 18, 14.

La rete PAN europea presenta $N=28$ e $L=171$. Il grado nodale è pari a 3, il numero totale di canali è 36 e $\alpha = 0,42$. Il numero medio di WSS delle tre tipologie per nodo è pari a 41, 25, 17.

Infine l'ultima rete è un prototipo della rete di backbone americana in cui $N=100$ e $L=171$. I parametri caratteristici sono: $G = 4$, $W = 184$ e $\alpha = 0,27$. Il numero di WSS 1x5, 1x9 e 1x20 è rispettivamente pari a 0, 18, 14.

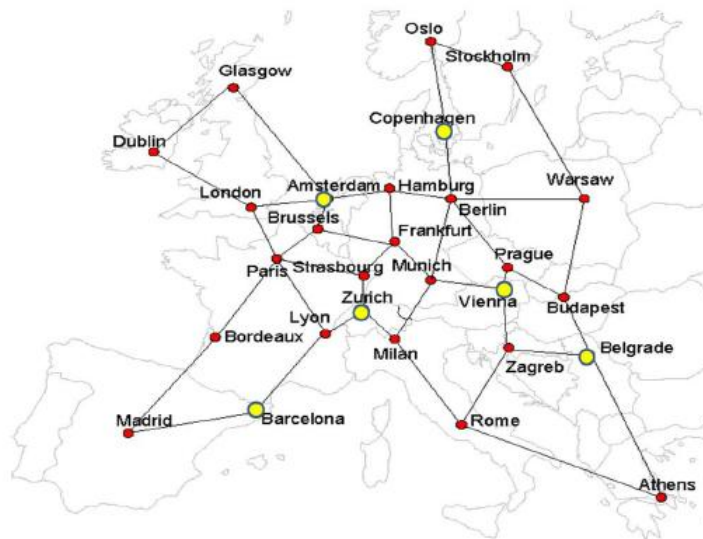


Figure 3.20: Rete PAN Europea

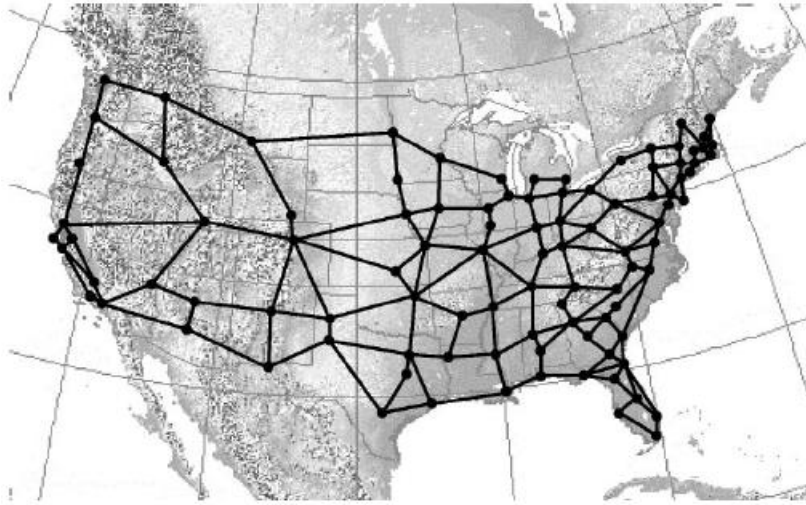


Figure 3.21: Rete Backbone Americana

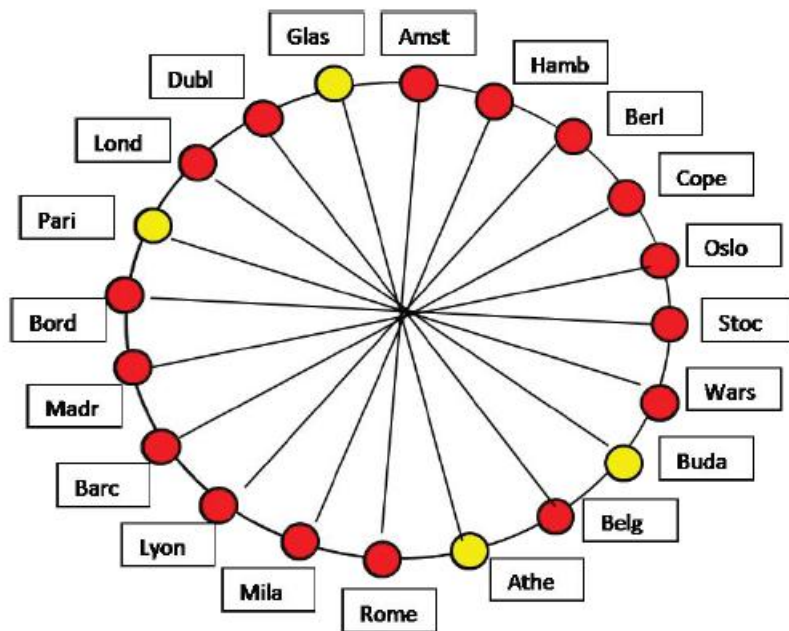


Figure 3.22: Rete Spidergon

Chapter 4

Architetture di nodi ad interconnessione di ROADM: Design e Scalabilità

Nel capitolo precedente si è analizzato il ROADM dal punto di vista funzionale, esplicitando le condizioni che rendono fattibili determinate configurazioni. Si è visto che le prestazioni del nodo dipendono principalmente da due fattori: il grado nodale e le lunghezze d'onda da gestire nella sezione di add/drop.

Il grado nodale, ovvero il numero coppie di fibra ingresso-uscita dal dispositivo, risulta penalizzante in presenza di WSS con un numero limitato di porte. Nelle grandi reti di backbone, però, alcuni nodi cruciali possono arrivare a dover sostenere un grado nodale molto alto e questo comporta il dover utilizzare dispositivi con un ampio numero di porte. Lo svantaggio è la proporzionalità del numero di porte con il costo del dispositivo.

In questo capitolo si analizza una struttura di un nodo ROADM composta dall'interconnessione di più ROADM, creando, quindi, una matrice di switching per le lunghezze d'onda. In particolare, si vuole studiare la fattibilità di una rete interconnessione di ROADM secondo strutture note, quali la rete strict non-blocking di Clos e la rete riarrangiabile di Slepian Duguid.

Per queste reti, si presenta un modello che descriva la scalabilità del ROADM composito, in termini di numero di dispositivi (WSS) necessari a comporlo. Infine, saranno mostrate delle simulazioni che hanno il compito di far emergere

ere i vantaggi e gli svantaggi del nodo composito rispetto all'equivalente nodo singolo.

4.1 Switching Networks Theory

Nel 1953 Clos pubblicò un paper che descriveva una nuova classe di reti di switching. L'idea base era quella di costruire uno switch di grosse dimensioni formato dall'interconnessione di moduli di switch più piccoli. [23]

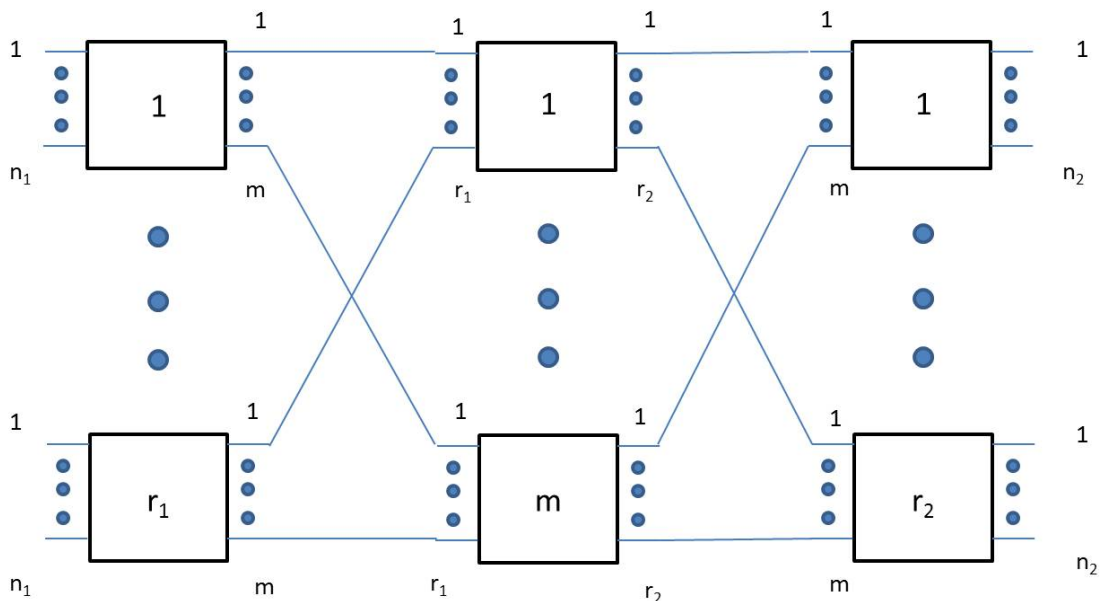


Figure 4.1: Schema di base di una rete di Clos

Lo schema principale è composto da un numero dispari di stadi come mostrato in figura 4.1.

Ci sono r_1 switch nel primo stadio, tutti con n_1 link di ingresso e m di uscita. Il secondo stadio è composto da m switch con r_1 ingressi e r_2 uscite. Il terzo stadio ha r_2 blocchi con m ingressi e n_2 uscite. La proprietà principale di questa rete di switching è che ogni switch di uno stadio è collegato a tutti gli switch dello stadio successivo.

Queste strutture sono molto interessanti in termini di possibilità di instaurare una connessione ingresso-uscita. Clos ha derivato delle relazioni che permettono di descrivere quando la rete non è bloccante. In particolare, variando i parametri di rete, si può classificare la rete come:

- Strictly non blocking
- Wide-Sense non blocking
- Rearrangeable
- Blocking

Quando la rete è *blocking*, la rete è descritta da una probabilità di blocco, ovvero la probabilità che non si possa stabilire un percorso tra un qualsiasi ingresso e una qualsiasi uscita.

Il collegamento di uno switch di uno stadio con tutti gli altri dello stadio successivo, gioca un ruolo molto importante. Infatti il numero di switch dello stadio centrale, rappresenta il parametro principale che differenzia la rete *blocking* da quella *non blocking*.

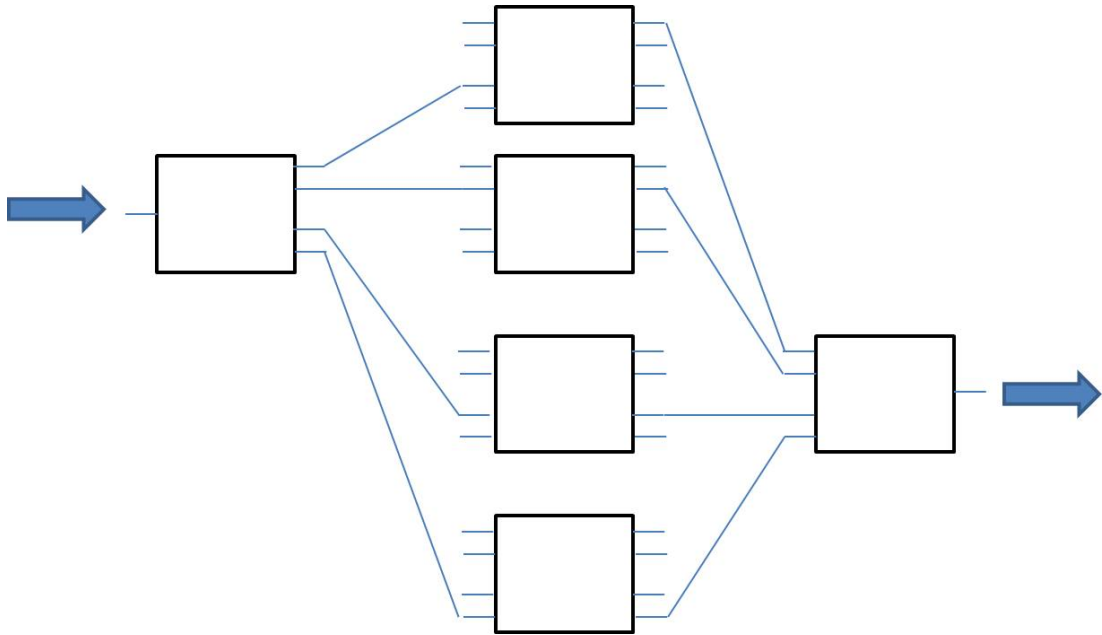


Figure 4.2: Collegamento ingresso-uscita nella rete di Clos

In figura 4.2 è rappresentata una rete di switching con $m=4$. Come si può notare, il collegamento ingresso uscita può essere implementato su 4 percorsi distinti. La condizione di blocco si manifesta quando non è più possibile trovare un percorso ingresso uscita libero. Quindi, più ampio è il valore di m , più la probabilità di blocco diminuisce, fino ad essere annullata da un certo valore in poi. D'altra parte, però, un alto numero di m sta ad indicare una maggiore complessità della rete in termini di implementazione

e di costi.

Per questo motivo è utile ottimizzare il valore di m scegliendo quello che minimizza (o annulla) la probabilità di blocco e, al tempo stesso, la complessità della rete.

Clos introdusse delle relazioni che legavano i parametri caratteristici di rete alla probabilità di blocco. In particolare, definì il concetto di rete strettamente non bloccante come quella rete per cui è sempre possibile stabilire un percorso tra un ingresso e un uscita liberi, senza la necessità di rivalutare le connessioni già esistenti. La condizione sufficiente affinché questo avvenga è:

$$m \geq n_1 + n_2 - 1 \quad (4.1)$$

che in caso di rete simmetrica, $n_1 = n_2 = n$ e $r_1 = r_2 = r$, diventa

$$m \geq 2n + 1. \quad (4.2)$$

Questa condizione è molto stringente, infatti impone limiti sostanziali al numero di switch centrali da utilizzare.

Si può diminuire il parametro m valutando i percorsi di tutte le connessioni. Una rete di switching è *wide sense non blocking* quando esiste una policy di instradamento delle connessioni in modo tale che possa essere sempre disponibile un percorso ingresso-uscita senza che ci sia bisogno di intaccare le connessioni già esistenti. Quindi, si accetta una determinata probabilità di blocco che è determinata dalla complessità dell'algoritmo di routing delle connessioni.

L'ultima classificazione è per le reti di switching del tipo *rearrangeable*. [19] La caratteristica fondamentale di queste reti è la possibilità, sempre possibile, di instradare una connessione tra un ingresso e un uscita liberi reinstradando quelle già esistenti. Quindi, accettando la complessità dell'algoritmo di reinstradamento, è possibile considerare la rete riarrangiabile come una rete *strictly non blocking*.

Per queste reti, la relazione che lega il numero di ingressi al numero di switch centrali è chiamata *teorema di Slepian Duguid*:

$$m \geq n. \quad (4.3)$$

Le reti riarrangiabili, però, non sono definibili non bloccanti. Gli stati di blocco ci sono e sono raggiungibili. É possibile, però, modificare lo stato precedente in modo tale da non trovarsi più con l'instradamento della nuova connessione in una situazione bloccante.

4.2 Modello di scalabilità

In questa sezione si descrive l'architettura di un nodo formato dall'interconnessione di ROADM secondo reti di strutture note, quali la rete di Clos e la rete riarrangiabile di Slepian Duguid. Architetture di questo tipo hanno lo scopo di valutare se l'utilizzo di dispositivi con un basso numero di porte interconnessi tra loro possa essere funzionale, in termini di costi e prestazioni, rispetto ad un singolo ROADM con un alto grado nodale. Inoltre si valuta la fattibilità della rete nei casi in cui il singolo ROADM non riesca a supportare lo scenario richiesto.

L'architettura proposta è una rete di Clos in cui ogni singolo switch è sostituito da un ROADM. La rete ha tre stadi e tutti i ROADM della rete sono identici in termini di numero di porte che li compongono.

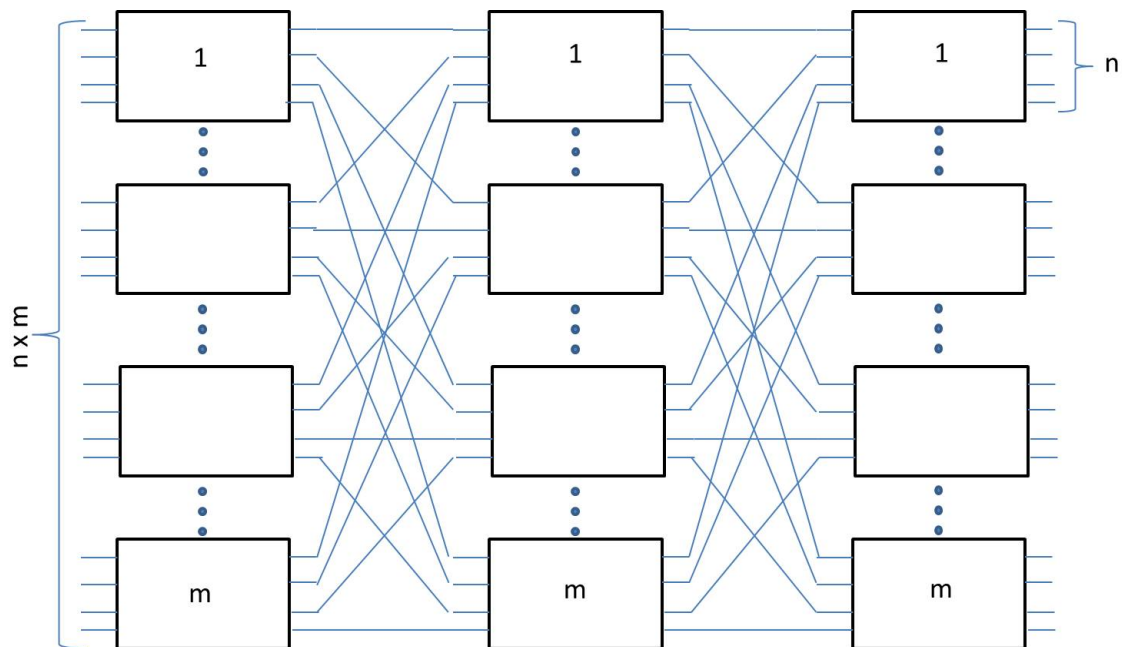


Figure 4.3: Schema di un nodo formato dall'interconnessione di ROADM

Essendo il grado nodale di ogni ROADM singolo identico, questa struttura è più specifica rispetto alla generica rete di Clos. Infatti, come si può notare in figura 4.3, il numero di elementi di ogni stadio è lo stesso ed è pari ad m . Inoltre, il numero di porte di uscita dei ROADM del primo stadio determinano automaticamente il numero di ROADM nello stadio centrale (m). Ad esempio, se i ROADM selezionato sono deli tipo 4×4 , m sarà automaticamente settato ad 4.

Il numero di porte in ingresso del nodo complessivo, invece, si ottiene moltiplicando il numero di ROADM del primo stadio per il numero n di porte "attive". Quest'ultimo dipende dalla tipologia dell'architettura.

Per la rete di Clos, la relazione che lega n ad m si ottiene invertendo la relazione (4.2). Quindi

$$n \leq \frac{m+1}{2}. \quad (4.4)$$

Per la rete di Slepian Duguid sarà

$$n \leq m. \quad (4.5)$$

Lo stesso vale per le porte di uscita del nodo. Ricavato n , il grado nodale complessivo dell'architettura è pari a $(n \cdot m) \cdot (n \cdot m)$.

Ogni ROADM della struttura è equipaggiato con almeno una sezione di add/drop. Quindi in definitiva il numero totale di sezioni di add/drop è pari a $S \cdot m \cdot C$, dove S è il numero di stadi del sistema e C è il grado di contentionless di ogni ROADM. Questo rappresenta un enorme vantaggio rispetto alla configurazione singola, come si vedrà nelle simulazioni effettuate.

Il modello di conteggio dei WSS necessari a comporre il sistema, visto nel capitolo 3, è applicabile a questa rete facendo delle precisazioni. Innanzitutto il calcolo è effettuato per ogni ROADM di ogni stadio. Questo è necessario, poichè i ROADM dei vari stadi si comportano in modo differente in base al modello utilizzato. Ad esempio, per la rete di Clos, ipotizzando ROADM 4x4, risulterà che, logicamente, i ROADM del primo stadio saranno dei 2x4, quelli del secondo stadio 4x4 e quelli del terzo stadio 4x2. Gli switch del secondo e del terzo stadio dovranno gestire più ingressi e, eventualmente, più lambda in add/drop. Quindi, ci si riserva la possibilità di aumentare il grado di contentionless in base alla configurazione scelta.

Una volta calcolato il numero di WSS necessari per ogni stadio, restituisce il numero totale di WSS del sistema. Sarà $WSS = 0$ se nei ROADM di almeno uno dei tre stadi la configurazione richiesta non può essere soddisfatta.

Simulazioni

I grafici mostrati mettono in evidenza la quantità di WSS necessari al variare del parametro m (numero di switch dello stadio centrale).

Nel grafici seguenti è mostrato l'andamento del conteggio dei WSS di ogni stadio e totale per $alpha = 0.2$. Questo significa che il numero di lambda in add/drop sono $\lambda_d = W \cdot \alpha$.

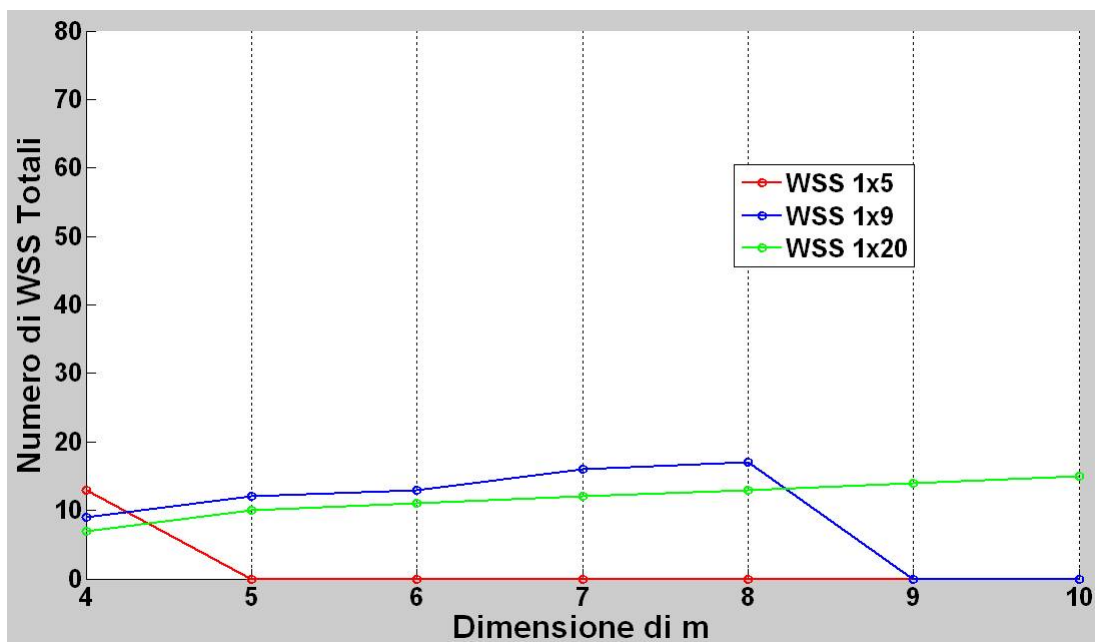


Figure 4.4: Rete di Clos. Conteggio dei WSS del primo stadio, $\alpha = 0.2$

Il primo stadio ROADM con $n = \frac{m+1}{2}$ ingressi (caso limite del teorema di Clos) e m uscite.

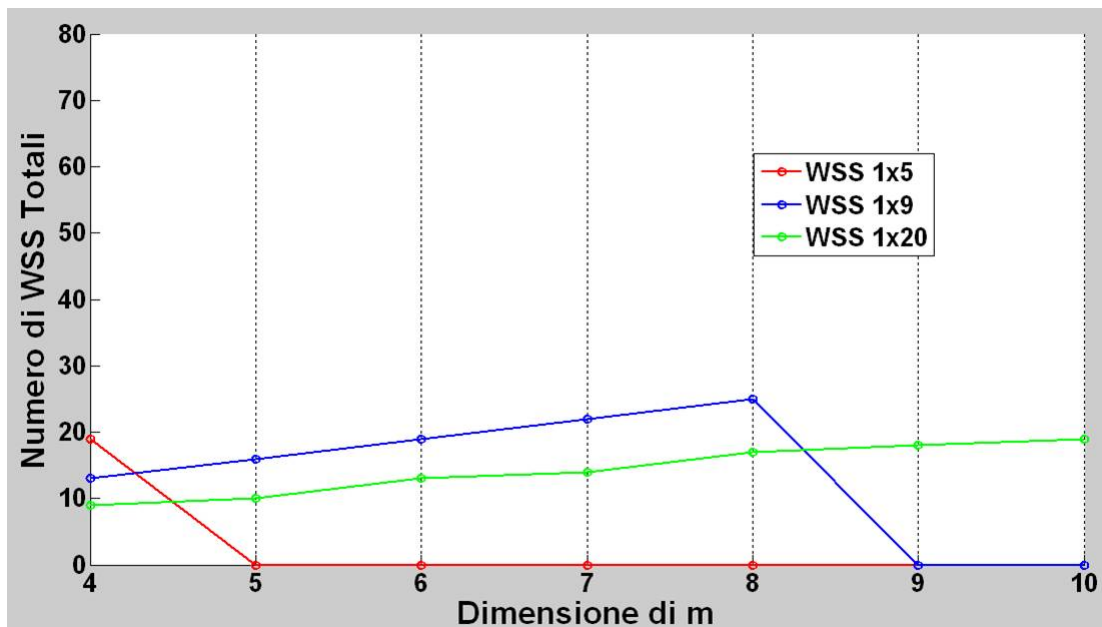


Figure 4.5: Rete di Clos. Conteggio dei WSS del secondo stadio, $\alpha = 0.2$

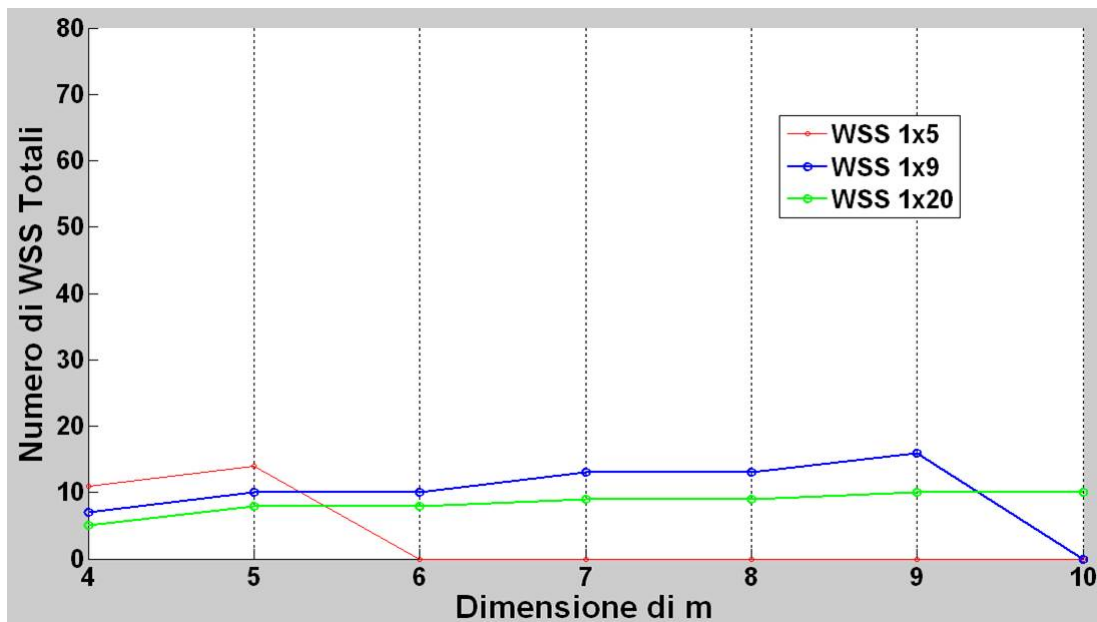


Figure 4.6: Rete di Clos. Conteggio dei WSS del terzo stadio, $\alpha = 0.2$

Lo scenario utilizzato è il "NoSplit"; alla saturazione dei WSS il ROADM singolo e, quindi, anche la rete è in blocco.

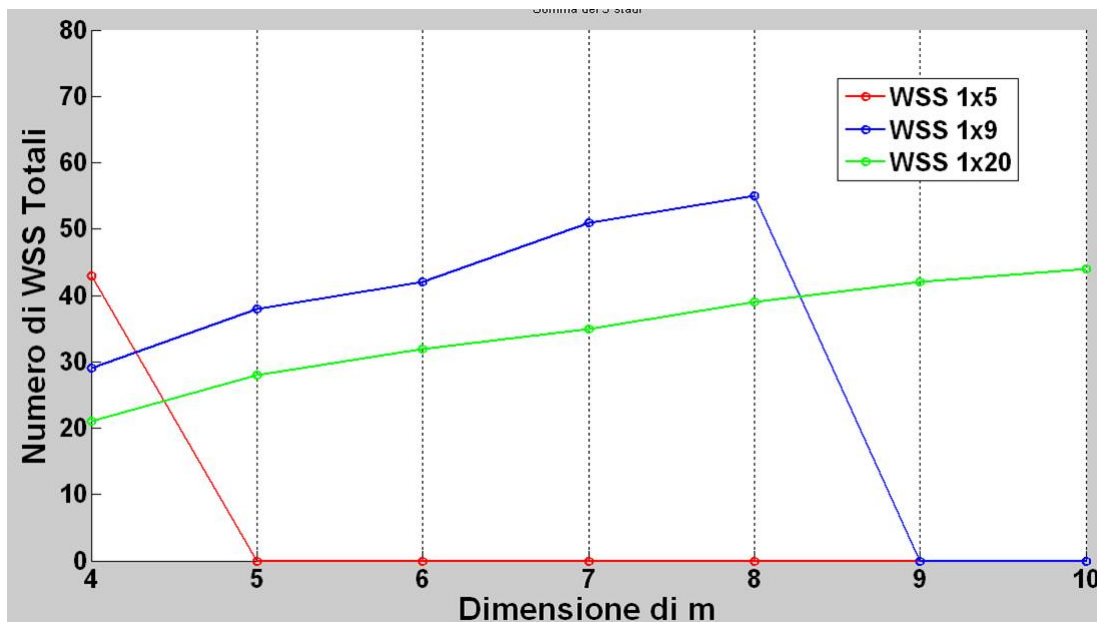


Figure 4.7: Rete di Clos. Conteggio dei WSS totali del sistema, $\alpha = 0.2$

La rete di ROADM presenta diverse sezioni di add/drop. In particolare,

avendo a disposizione una sezione per ogni ROADM per ogni stadio, si possono applicare diverse strategie per l'aggregazione e il drop dei canali.

Una di queste è suddividere l'intero spettro dei canali in ciascuna fibra d'ingresso per il numero di stadi. Ad ogni stadio è affidata una porzione di banda per l'add/drop. Questo permette di gestire meno lunghezze d'onda in ogni sezione di add/drop.

Un'altra possibilità è quella di avere sezioni di add/drop perfettamente identiche per ogni stadio che gestiscano tutto lo spettro in ingresso. Se una lunghezza d'onda non può essere gestita, ad esempio per un conflitto, nel primo stadio, si passa allo stadio successivo. In questo modo si aumenta il grado di contentionless dell'intera rete. Bisogna notare, anche, che gli ingressi avvengono su ROADM diversi del primo stadio. Quindi i conflitti di lunghezza d'onda possono avvenire solo tra gli ingressi relativi ad un ROADM dello stadio. Questo diminuisce di molto la probabilità di blocco del sistema.

Ad esempio, si supponga $m = 4$. Questo comporta che il numero di ingressi attivi (affinchè la rete sia non blocking) sui ROADM dello stadio di ingresso è pari a $n = \lfloor \frac{m+1}{2} \rfloor = 2$. Il grado nodale del nodo è pari a $n * m = 8$ e, quindi, la rete considerata è del tipo 8x8. In questo caso, anche considerando un numero alto di lambda in add/drop (ad es. $\lambda_d = 120$), basterebbe equipaggiare i ROADM del primo e del secondo stadio con una sezione di add/drop a testa per poter raggiungere il grado di contentionless massimo. (il grado di contentionless massimo è pari al grado nodale del sistema).

I grafici seguenti (fig. 4.8, 4.9, 4.10, 4.11) mostrano l'andamento del numero dei WSS necessari per la rete di Slepian Duguid. Per questa rete, la condizione impone che $n \leq m$ e quindi considerando il caso limite si avrà $n = m$. Questo comporta l'utilizzo di tutti gli ingressi sui ROADM del primo stadio e di tutte le uscite su quelli del terzo stadio. Il numero di WSS è, per questo motivo, più alto rispetto alla rete di Clos. Anche in questo caso, però, si può sfruttare la diversità dei ROADM per aumentare il grado contentionless del sistema.

In più, c'è da considerare l'introduzione di una gestione software dei percorsi poichè alcuni stati di blocco del sistema richiedono che si faccia una riconfigurazione di quelli già instradati. Quest'ultima caratteristica deve essere valutata nella pianificazione d'insieme della rete esterna, visto che i gradi nodali sono le direzioni verso cui sono indirizzate le fibre.

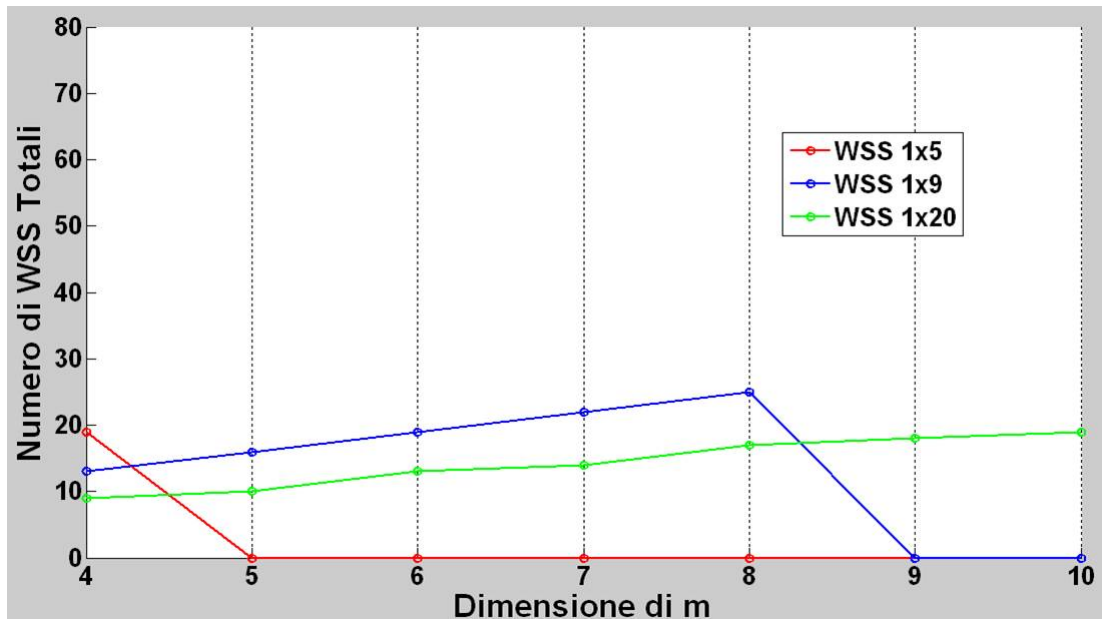


Figure 4.8: Rete di Slepian Duguid. Conteggio dei WSS del primo stadio, $\alpha = 0.2$

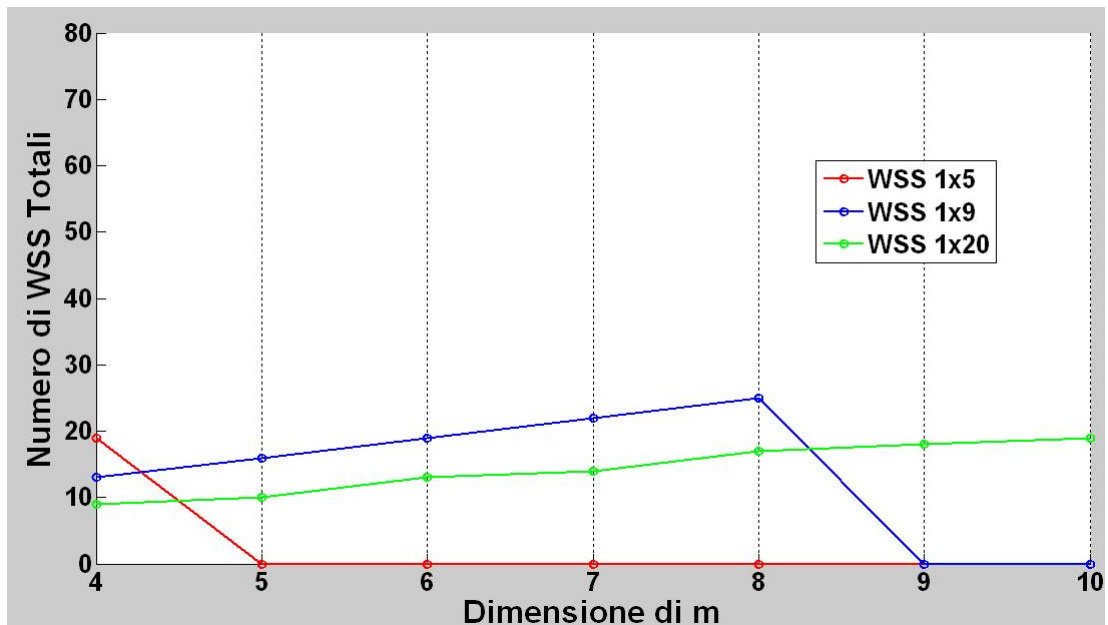


Figure 4.9: Rete di Slepian Duguid. Conteggio dei WSS del secondo stadio, $\alpha = 0.2$

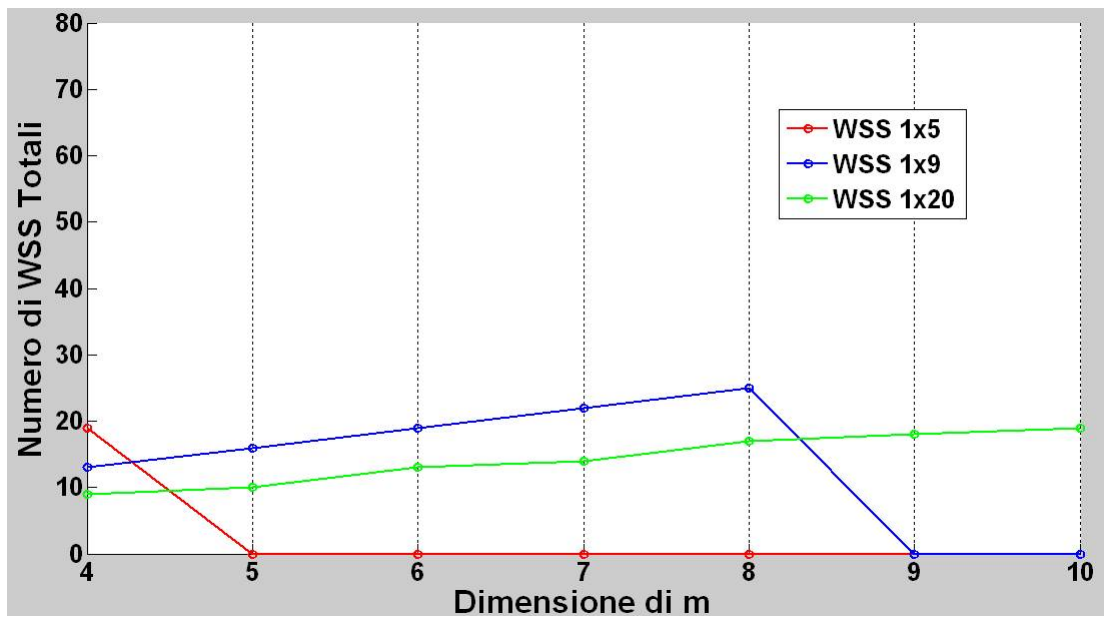


Figure 4.10: Rete di Slepian Duguid. Conteggio dei WSS del terzo stadio, $\alpha = 0.2$

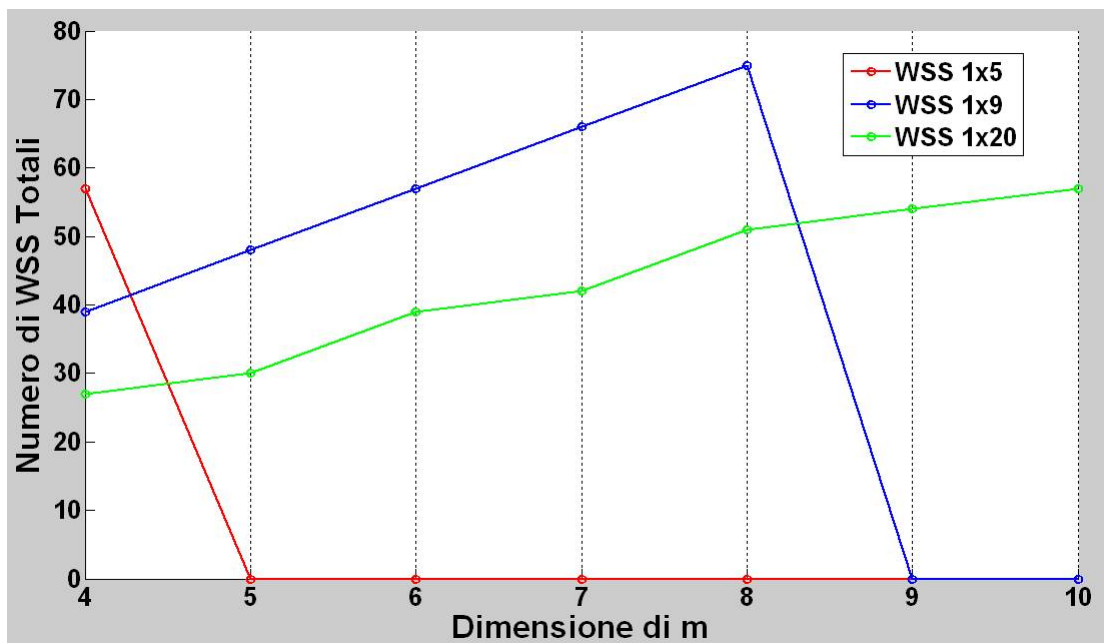


Figure 4.11: Rete di Slepian Duguid. Conteggio dei WSS totali del sistema, $\alpha = 0.2$

Il grafico seguente mostra il conteggio dei WSS necessari per una rete di Clos usando WSS del tipo 1x20.

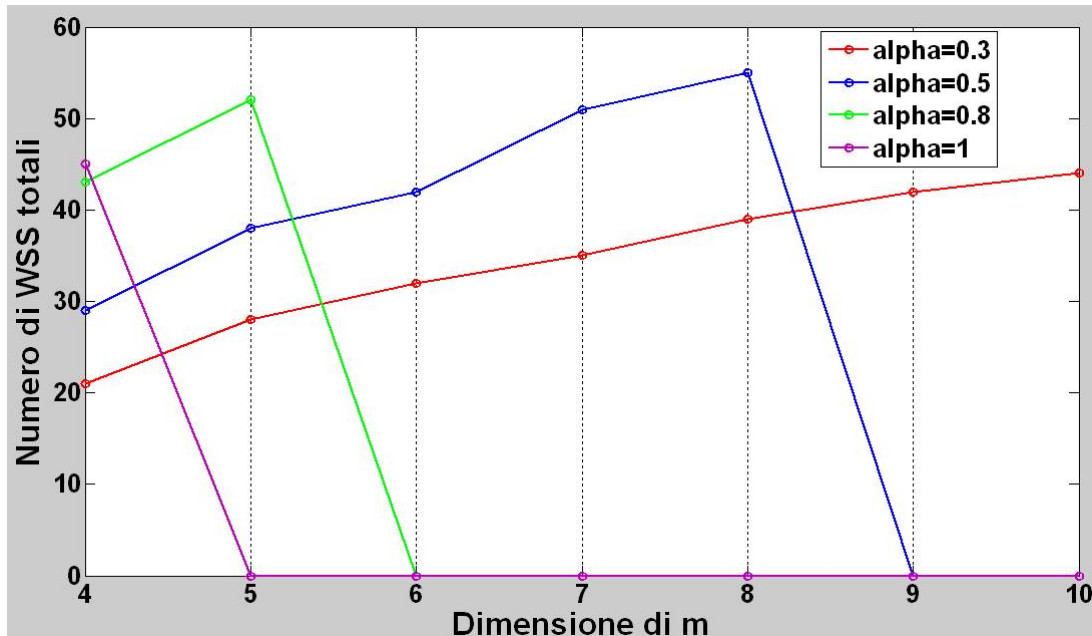


Figure 4.12: Rete di Clos. Conteggio dei WSS necessari per diversi valori di α .

Essendo il contentionless di ogni nodo pari a 1, all'aumentare di α ed m , cresce il numero di lambda da gestire per ogni stadio. Per questo motivo i ROADM sono in blocking e, quindi, anche la totalità della rete.

4.2.1 Confronto tra il ROADM singolo e la rete di ROADM

Il confronto tra il ROADM singolo e diversi valori di m (o di G per il singolo) è importante per delineare quelli che sono i vantaggi dell'uso di una struttura complessa.

Ovviamente, considerando lo scenario "NoSplit", il ROADM singolo sarà limitato dal grado di contentionless e dal grado nodale.

Tutti i confronti sono stati effettuati considerando WSS 1x20, dato l'alto grado nodale.

I primi due grafici (fig. 4.13, 4.14) mostrano il numero di WSS necessario per la rete di ROADM (Clos) e il ROADM singolo equivalente. Come si può notare, per bassi gradi nodali $G = 8$, il ROADM singolo conta meno dispositivi. Per $m = 5$, $G = 15$, c'è un'inversione del grafico. Infatti la

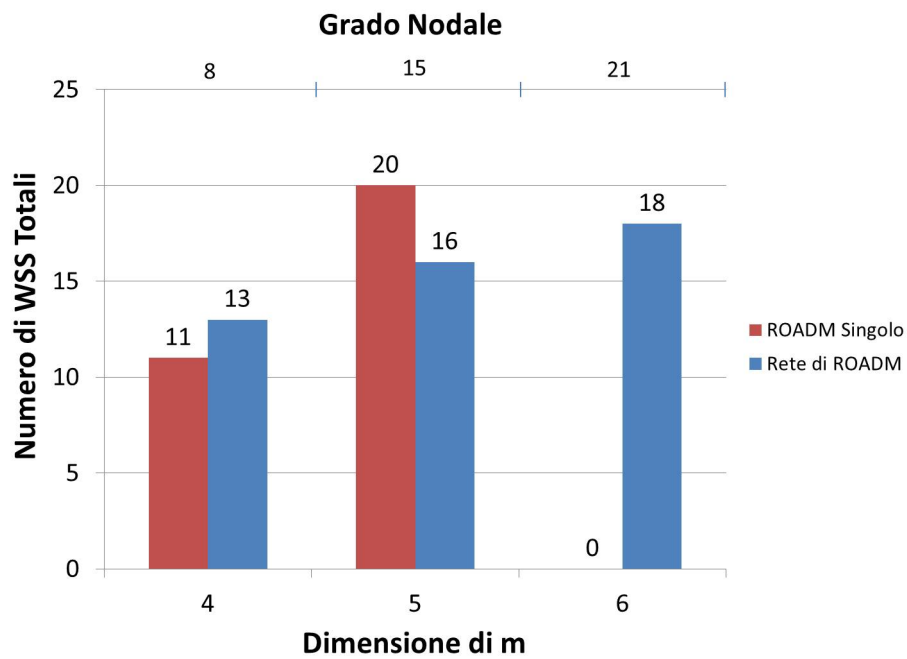


Figure 4.13: Confronto tra un ROADM singolo e una rete di ROADM (Clos) per $\alpha = 0.1$

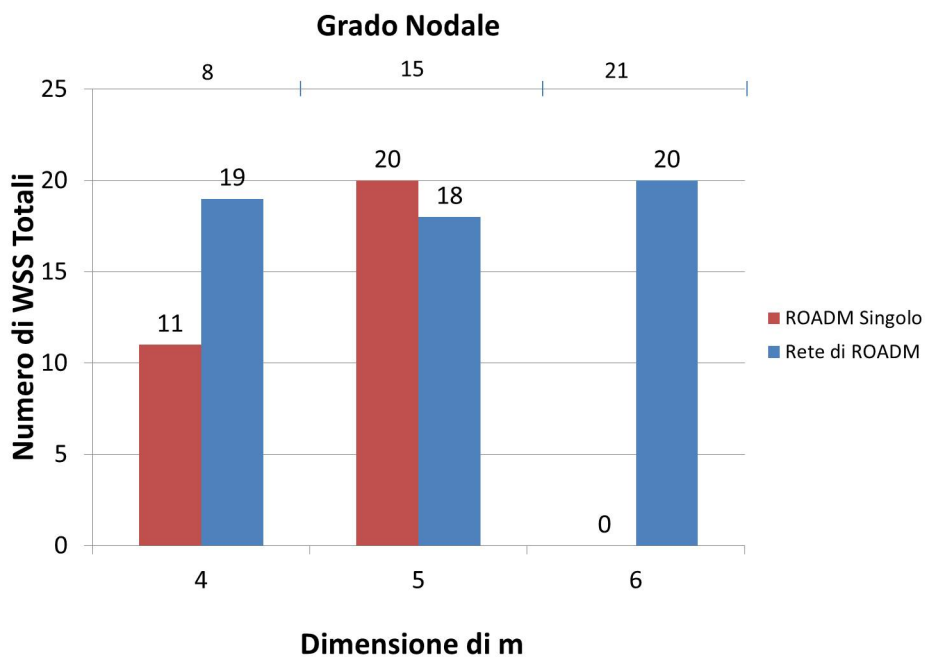


Figure 4.14: Confronto tra un ROADM singolo e una rete di ROADM (Clos) per $\alpha = 0.5$

rete di ROADM è composta da un numero più bassi di dispositivi (16 per $\alpha = 0.1$, 18 per $\alpha = 0.5$).

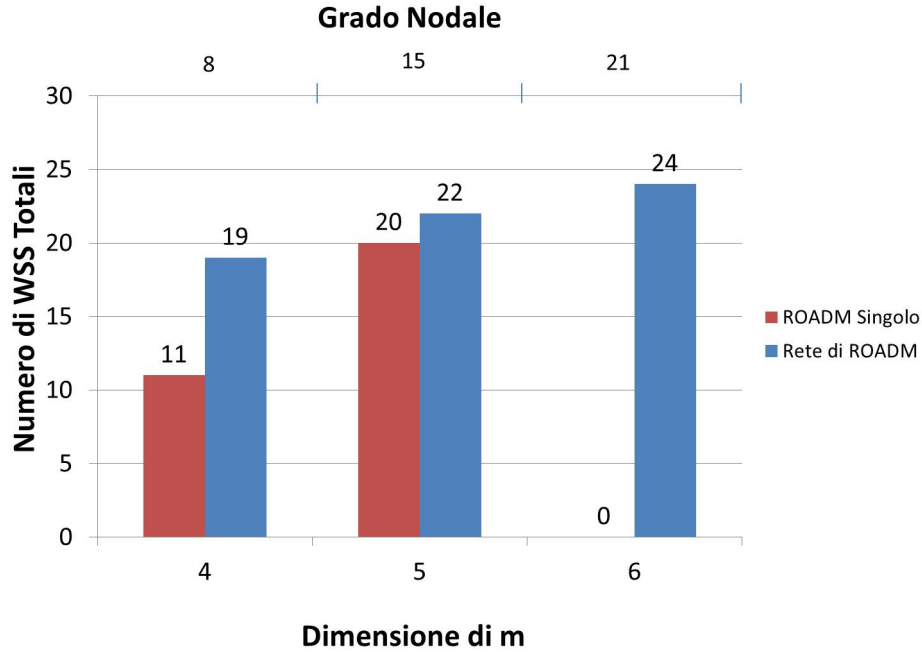


Figure 4.15: Confronto tra un ROADM singolo e una rete di ROADM (Clos) per $\alpha = 1$

Nell'ultimo grafico (fig. 4.15) il numero di dispositivi necessari per la rete di ROADM è più alto nei casi $m = 4$ e $m = 5$, a causa dell'alto valore di α .

In tutti i casi il ROADM singolo non può raggiungere $m = 5$ ($G = 21$) poichè si saturano le porte dei WSS delle sezioni di I/O.

Il vero vantaggio, però, è rappresentato dal grado di contentionless del sistema. Infatti, in tutti e tre i casi, il ROADM singolo ha sempre $C = 1$. La rete di ROADM, per la struttura descritta nei paragrafi precedenti, presenta un grado di contentionless che dipende dal numero di ingressi (uscite) attive sui ROADM del primo stadio (dell'ultimo stadio). Infatti, considerando il numero di ROADM totali del sistema, pari a $m * S$, se $n \leq S$

$$C = n. \quad (4.6)$$

Altrimenti

$$C = S. \quad (4.7)$$

Le ultime due equazioni mostrano il sostanziale vantaggio nell'uso di una rete di ROADM. Infatti, quando è necessario gestire un grado nodale alto (compatibile con il confronto con il ROADM singolo equivalente) e un λ_d elevato, si può ottenere un aumento delle prestazioni in termini di grado di contentionless, "pagando" con un numero limitato di dispositivi in più, il passaggio alla rete di ROADM. Ovviamente, questo è giustificato dal fatto che l'aumento di C per un ROADM singolo corrisponde, di fatto, ad aumentare considerevolmente il numero di WSS del sistema.

L'ultimo concetto è rappresentato nella figura seguente, in cui si mostra l'andamento del numero di WSS per la rete di ROADM e per il ROADM singolo equivalente, con gli stessi valori di C (caso per caso).

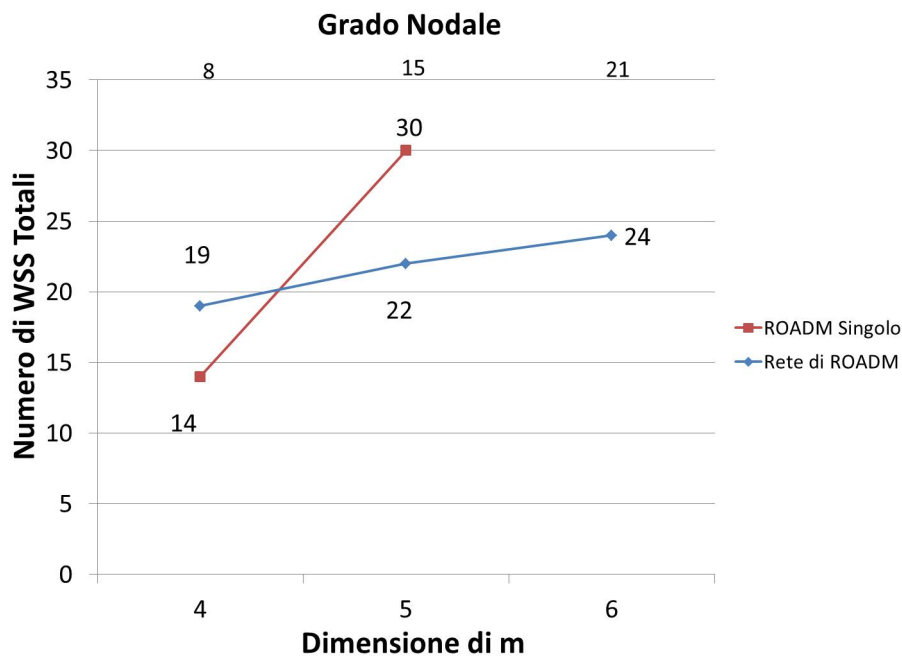


Figure 4.16: Confronto tra un ROADM singolo e una rete di ROADM (Clos) per $\alpha = 1$ e $C_{rete} = C_{sing}$

Per $m = 4$ si ha $n = 2$ e quindi $C = 2$. In questo caso il numero di WSS del ROADM singolo è più basso.

Per $m = 5$ si ha $n = 3$ e quindi $C = 3$. In questo caso, dato l'alto grado nodale ($G=15$) e di conseguenza il numero di lambda in add/drop, il numero di WSS del ROADM singolo cresce notevolmente, mentre la rete di ROADM riesce ad assorbire meglio il carico. Per $m = 6$ e successivi il grado nodale è eccessivo per il ROADM singolo equivalente (scenario "NoSplit").

Chapter 5

Modello di trasmissione per reti di trasporto con ROADM

In questo capitolo si effettua un'analisi delle reti di trasporto ottiche che utilizzano i ROADM. In particolare si vuole osservare l'interazione del segnale con tutti i dispositivi che esso attraversa lungo il percorso tra il trasmettitore ed il ricevitore.

A questo proposito si presenta un modello di trasmissione che comprende l'analisi di tutti i dispositivi della rete. Questo è stato finalizzato alla costruzione di un simulatore (sviluppato in Matlab) che ha permesso di poter analizzare l'andamento del segnale in diversi scenari, valutandone la fattibilità.

5.1 Descrizione del modello

Il simulatore realizzato è un tool che opera sulle funzioni di trasferimento del segnale e delle varie componenti dell'architettura. È costruito in forma modulare, così da poter analizzare la struttura nei punti di principale interesse. La rete considerata è composta da:

- un trasmettitore;
- il ROADM di trasmissione;
- la cascata di ROADM;
- il ROADM di ricezione;

- il ricevitore.

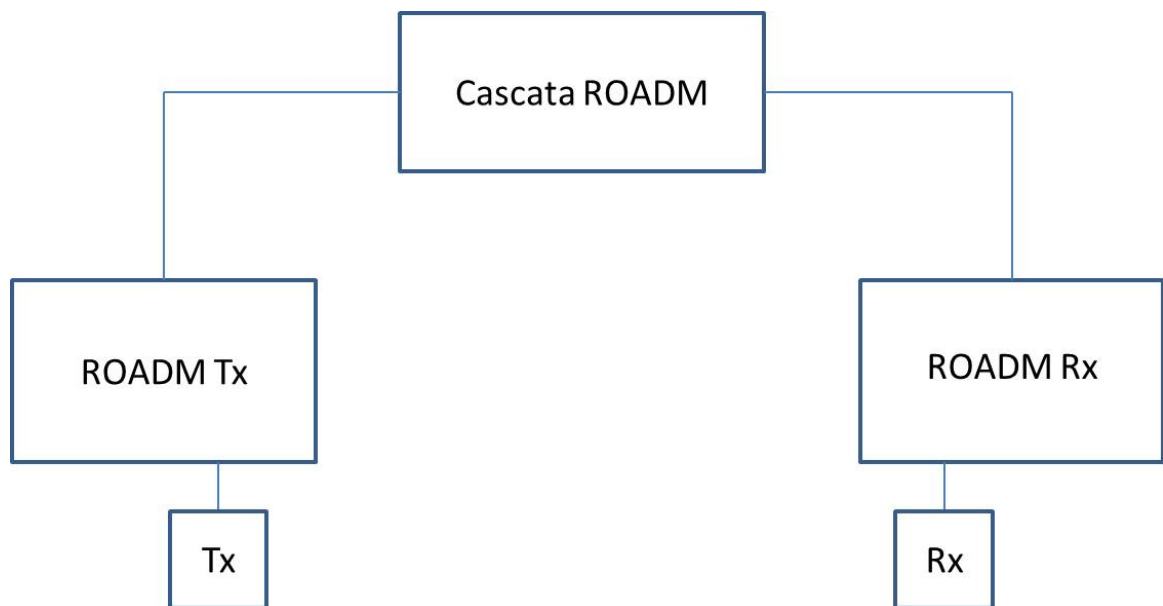


Figure 5.1: Schema della rete utilizzata nel simulatore

É bene precisare che, nella figura 5.1, i collegamenti tra i vari blocchi non sono collegamenti reali in fibra ottica. Gli effetti della fibra sul segnale sono inglobati nel blocco che rappresenta la cascata dei ROADM.

5.1.1 Il Trasmettitore

Il segnale che si è scelto di simulare è una sequenza a 100 Gbps modulata PDM-QPSK (Polarization Division Multiplexing - Quadrature Phase Shift Keying). Per realizzare questo tipo di segnale bisogna considerare una suddivisione della sequenza originaria in 4 sequenze da 25 Gbps che, in seguito, andranno a ricomporsi al ricevitore. Le quattro sequenze andranno a modulare i due stati di polarizzazione ortogonali (due per ogni stato di polarizzazione) del segnale portante. Quest'ultimo è un laser a banda strettissima che emette luce alla frequenza centrale del canale su cui si vuole trasmettere.

In figura 5.2 è rappresentata la struttura di un modulatore PDM-QPSK. I blocchi MZM sono gli interferometri Mach-Zender. Questi agiscono sull'ampiezza del segnale invertendone il segno al cambio di bit. Invertire il segno significa, essenzialmente, ruotare la fase di π . Agendo su segnale sfasati di $\frac{\pi}{2}$, si avranno le quattro fasi tipiche del QPSK, cioè $\frac{\pi}{4}$, $\frac{3\pi}{4}$, $\frac{5\pi}{4}$, $\frac{7\pi}{4}$. Per questo

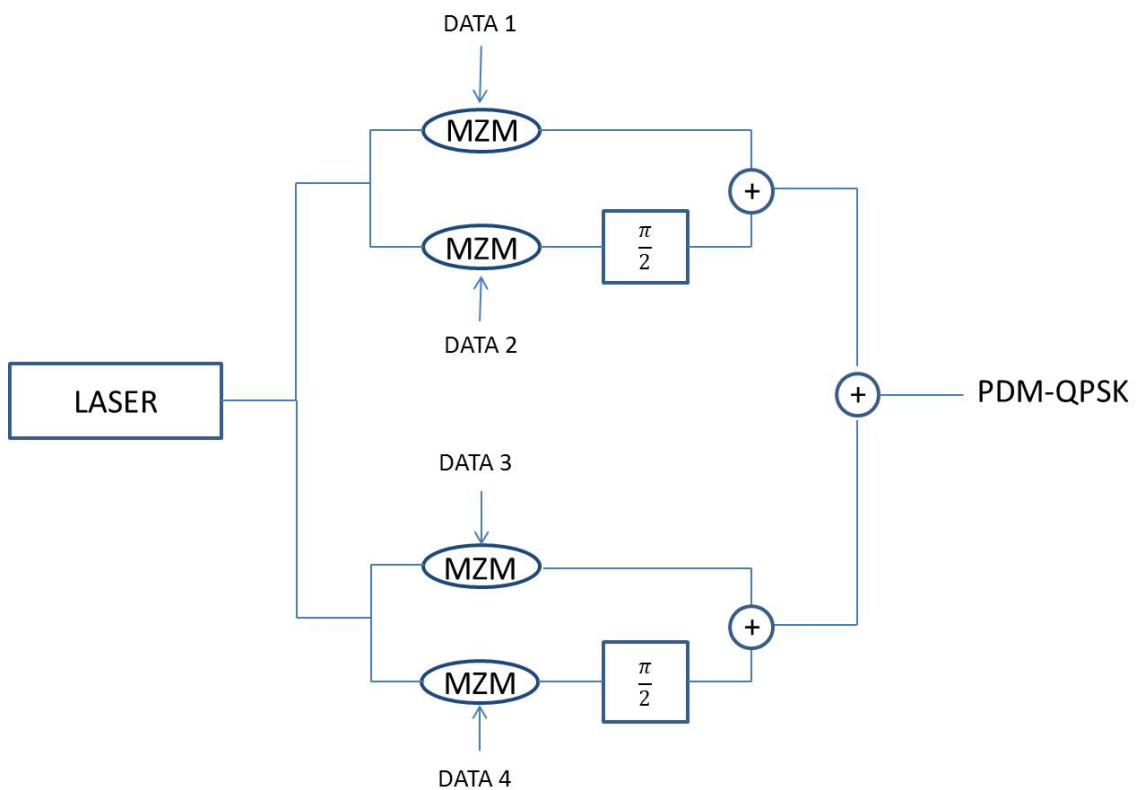


Figure 5.2: Struttura del modulatore Mach-Zender per segnali PDM-QPSK

motivo il segnale QPSK è identico ad un segnale 4-QAM.

Nel simulatore, il laser è schematizzato come un $\cos(2\pi f_c t + \phi_l)$, dove f_c è la frequenza centrale del canale di riferimento e ϕ_l la fase che si andrà a modulare.

Il sistema di trasmissione scelto comprende 40 canali, a partire dalla lunghezza d'onda di $1550nm$, con spaziatura di $50GHz$.

5.1.2 II ROADM di trasmissione

Il primo blocco di dispositivi che si attraversa è un ROADM in cui si è supposto che il segnale venga generato nella sezione di add e inviato ad una delle uscite del nodo.

Per fare questo il segnale deve attraversare:

- il WSS collegato al trasmettitore;
- un coupler;

- uno splitter;
- il WSS di uscita.

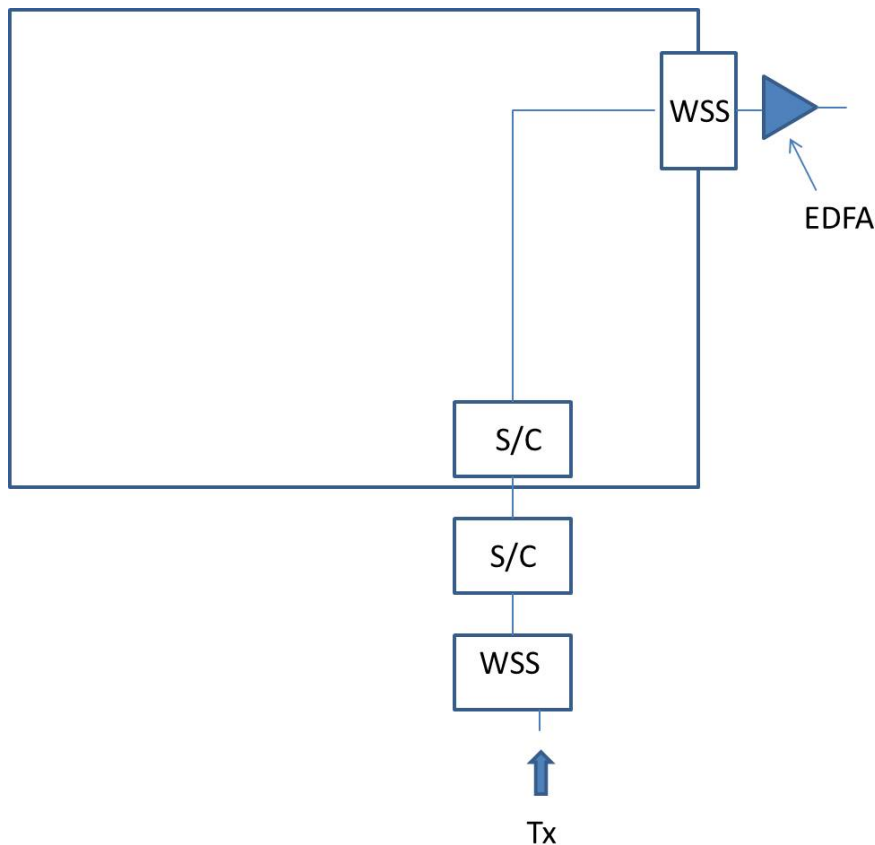


Figure 5.3: Schema del ROADM di trasmissione

La prima osservazione riguarda gli S/C. Si è supposto che questi dispositivi abbiano una funzione di trasferimento (FDT) piatta in tutto lo spettro di canali considerato. Quello che si considera, per semplicità, riguarda una diminuzione della potenza in misura direttamente proporzionale al numero di porte che li costituiscono.

Di particolare interesse, invece, è la funzione di trasferimento dei WSS. Quest'ultimo si comporta come un filtro, il cui modulo, centrato sulla frequenza di riferimento, produce una sagomatura dello spettro del segnale. Questo effetto può essere deleterio se si mettono in cascata un numero consistente di WSS.

La FDT del WSS (per un canale) è approssimabile ad un filtro super-

Gaussiano di ordine n [29]. Precisamente si può esprimere come:

$$WSS(f) = e^{-2^{2(n-1)} \ln(2) \left(\frac{f-f_c}{f_{3dB}}\right)^{2n}} \quad (5.1)$$

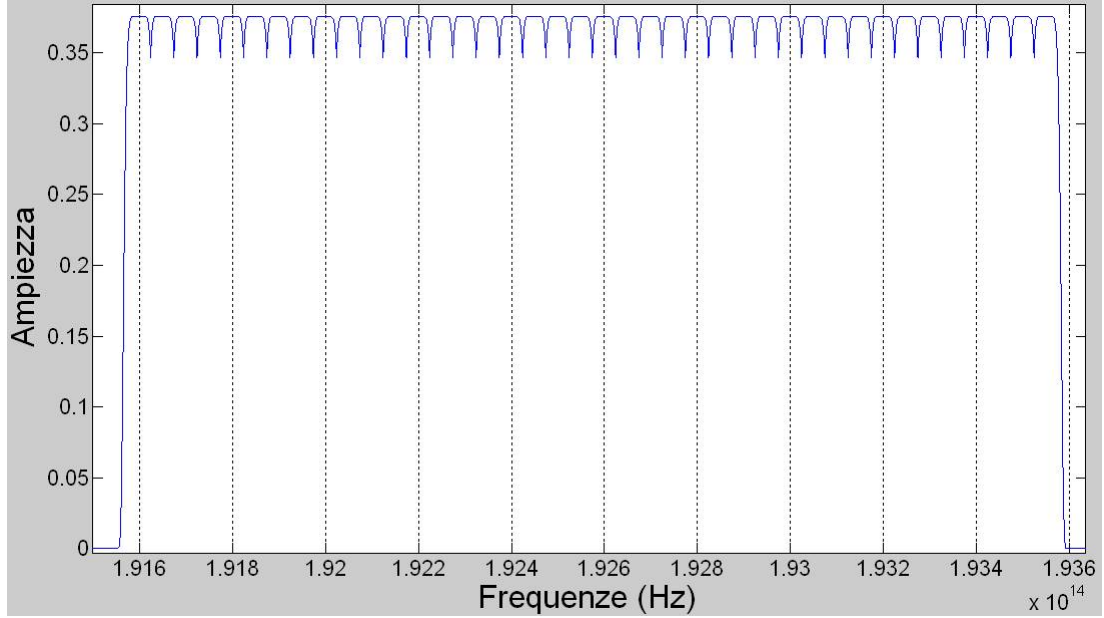


Figure 5.4: Funzione di trasferimento di un WSS per 40 canali DWDM

In figura 5.4 è mostrata la funzione di trasferimento complessiva per tutti i 40 canali del WSS. Ovviamente, il WSS seleziona quali canali indirizzare a determinate porte e quindi, per una data porta, la funzione di trasferimento totale è una porzione dello spettro in figura. Dall'andamento, però, si può comprendere come, se i parametri costruttivi tendono a far allargare la campana, il segnale ne beneficia perchè non è compromesso significativamente dal WSS, ma rumore e crosstalk interchannel aumentano.

Si sono considerate anche le perdite del WSS: Insertion Loss e PDL (Polarization Dependent Loss).

Dopo l'ultimo WSS c'è l'amplificatore EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier). Si è supposto che questo lavori sempre in regime lineare e quindi, la potenza in ingresso non conduce mai l'EDFA in saturazione.

In questo punto inizia la generazione del rumore ASE. La densità spettrale di potenza del rumore ASE dipende dal guadagno G e dalla figura di rumore NF e sono legati dalla relazione:

$$DSP_{ASE} = h \cdot \delta f \cdot (G - 1) \cdot NF \quad (5.2)$$

5.1.3 Cascata di ROADM

Il blocco cascata raggruppa al suo interno tutti i ROADM che vengono attraversati dal segnale e tutti i collegamenti in fibra.

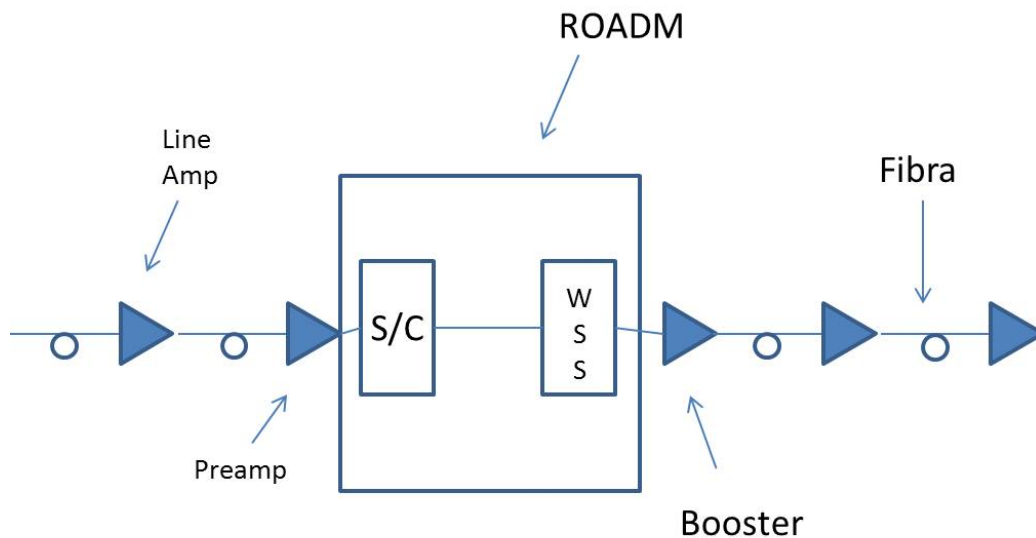


Figure 5.5: Schema blocco cascata di ROADM

Il collegamento in fibra è intervallato da degli amplificatori di linea. Quindi è stato inserito una massima lunghezza di collegamento (maxSpan) oltre la quale si deve amplificare. Il guadagno di questi amplificatori permette di recuperare le perdite di fibra per il segnale ($\alpha \cdot L$, con $\alpha = 0.2\text{dB/km}$). Allo stesso tempo, però, si amplifica anche il rumore e si aggiunge una ulteriore quantità di ASE generato in loco. Questo significa che tratte molto lunghe porteranno alla crescita del rumore ASE che si copropaga con il segnale.

Non sono considerate le dispersioni lineari della fibra, poichè, come accade nei sistemi attuali di trasmissione a 100 Gbps, si presume l'utilizzo al ricevitore di un DSP che compensi quasi del tutto questi fenomeni.

Dopo la fibra, si attraversa il ROADM che, nella configurazione pass-through, consta di due dispositivi: uno splitter ed un WSS. Lo splitter introduce solamente una perdita di potenza. Il WSS, invece sagoma il segnale oltre ad introdurre anch'esso una penalità.

Data la linearità delle operazioni effettuate, è possibile estrarre tutti i WSS della catena e considerarli nel loro insieme così da meglio approssimare la loro funzione di trasferimento globale [20]. Questa è esprimibile come:

$$WSS(f) = e^{-M \left(\frac{(f - \mu_0 - \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \Delta\mu_i)^2}{2\sigma^2} + \frac{(2n-1) \sum_{i=1}^M \Delta\mu_i^2}{2\sigma^2} \right)^n} \quad (5.3)$$

dove M è il numero di nodi attraversati, μ_0 è la frequenza centrale del canale e $\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \Delta\mu_i$ sono gli shift in frequenza di tutte le funzioni di trasferimento dovuti a disallineamenti ottici, stress meccanici, età del dispositivo, temperatura, etc. Più si aumenta il parametro M , più la FDT centrata sul canale di riferimento diventa più stretta, degradando il segnale. Inoltre bisogna considerare, ancora una volta, le perdite di potenza quali Insertion Loss e PDL (che quindi sono proporzionali ad M).

La cascata di ROADM, quindi, comprende M ROADM ed $M + 1$ tratte di fibra.

5.1.4 II ROADM di ricezione

Il nodo di ricezione è un ROADM in cui la lambda di riferimento è inviata alla sezione di drop. I dispositivi che il segnale attraversa sono uno splitter, un WSS di aggregazione, un coupler e un WSS collegato al ricevitore.

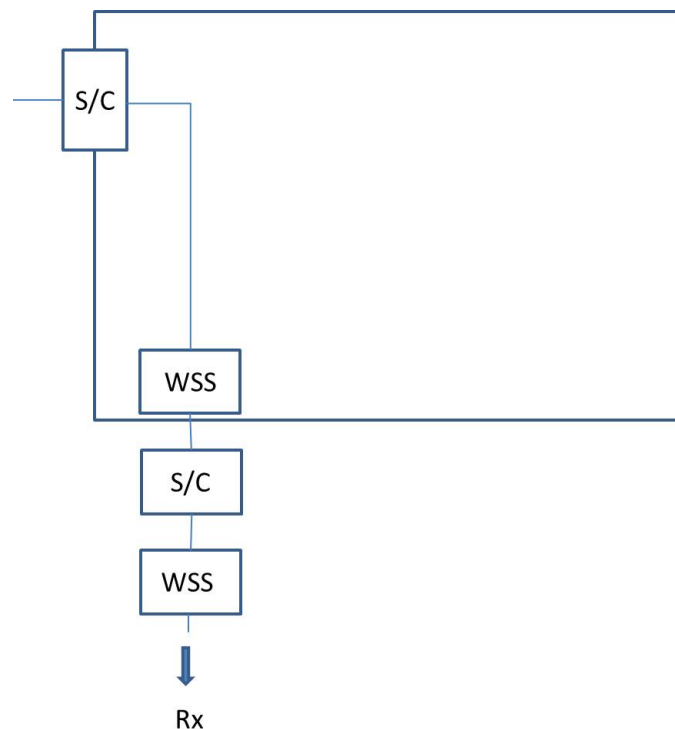


Figure 5.6: Schema ROADM di ricezione

Questo blocco, a differenza del ROADM di trasmissione, introduce delle perdite comuni al segnale ed al rumore ottico causate dall'attraversamento degli S/C e dei WSS. Nel blocco di trasmissione, invece, i dispositivi risultano essere penalizzanti solo per il segnale. Questo sarà motivo di interesse per le simulazioni nei prossimi paragrafi.

5.1.5 Il ricevitore

Il modello di ricevitore utilizzato è a rivelazione coerente. Si miscela, quindi, il segnale utile con un segnale locale (oscillatore locale) estraendo l'informazione utile. Questa tecnica è detta rivelazione coerente "a diversità di fase" poiché permette di accedere alla componente in fase ed in quadratura del segnale. Il dispositivo che effettua questa operazione è chiamato "ibrido ottico" ed è schematizzabile come un circuito ad N porte di ingresso ed N uscite (2x2 è il più utilizzato) che trasforma il segnale in ingresso in tanti segnali di uscita, uno per ogni porta.

Considerando il segnale in fotocorrente sulla prima porta di uscita (ibrido 2x2) si avrà:

$$I_1(t) = 2\sqrt{\frac{P_s \cdot P_l}{4}} \cos(\phi_s - \phi_l), \quad (5.4)$$

e sull'altra porta lo stesso segnale ma sfasato di π , quindi antipodale. Grazie ad un amplificatore differenziale è possibile sommare entrambi i segnali raddoppiandone la potenza. In questo modo, però, si ha accesso solo a metà dell'informazione di fase (quella rappresentata dal $\cos()$). Per accedere alla completa informazione di fase, si deve inserire un ritardo di fase di $\frac{\pi}{2}$ sulla seconda uscita dell'ibrido ottico, ottenendo quindi:

$$I_1(t) = 2\sqrt{\frac{P_s \cdot P_l}{4}} \sin \phi_s - \phi_l, \quad (5.5)$$

Nella figura 5.7 è mostrato lo schema di ricezione per entrambi i piani di polarizzazione. Dopo l'ibrido ottico è presente il fotodiodo che trasforma il segnale dal dominio ottico a quello elettrico. Il fotodiodo che si è preso in considerazione è del tipo PIN in tecnologia InGaAs con corrente di buio pari a $5nA$, efficienza quantica $\eta = 0.6$ a $1550nm$. Per la valutazione del SNR elettrico si sono valutati il segnale e tutti i contributi di rumore scalati per la responsivity del fotodiodo.

In particolare la potenza di segnale dopo il processo di fotorivelazione è pari a:

$$P_{segnale} = (e\alpha \cdot T_o)^2 \cdot 2P_s P_l \quad (5.6)$$

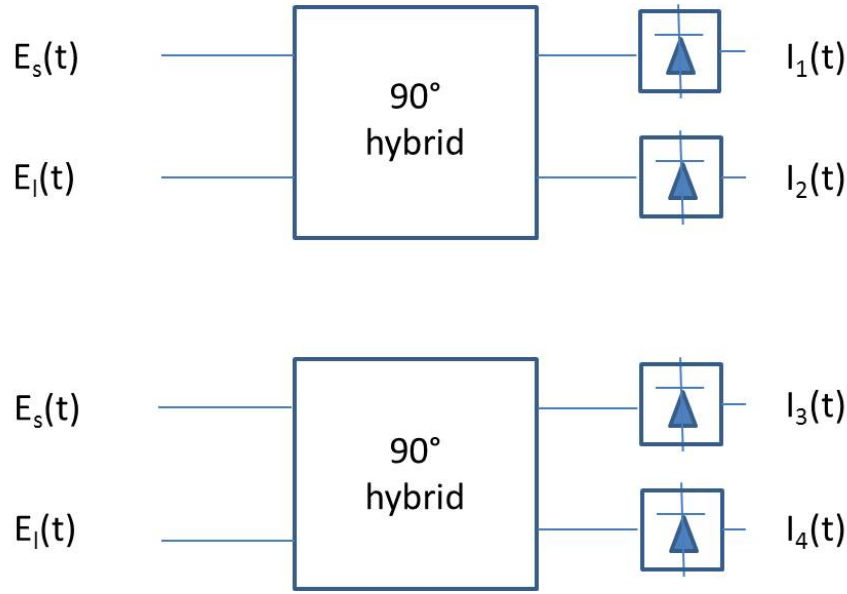


Figure 5.7: Schema del ricevitore a rivelazione coerente

dove $e\alpha$ è la responsivity del fotodiode, $T_o = \frac{1}{2B_e}$ è il tempo di integrazione per il segnale e per il rumore e P_s e P_l sono le potenze di segnale e dell'oscillatore locale.

Le potenze di rumore da considerare sono:

$$P_{SHOT} = e^2 \alpha T_o (P_s + P_l + P_n) \quad (5.7)$$

è la potenza dei processi di shot noise di segnale, rumore (potenza P_n) e dell'oscillatore locale.

$$(e\alpha T_o P_n)^2, \quad (5.8)$$

$$e^2 \alpha^2 T_o^2 P_s P_n, \quad (5.9)$$

$$e^2 \alpha^2 T_o^2 P_l P_n \quad (5.10)$$

sono le potenze di rumore dovute ai battimenti ASE-ASE, segnale-ASE e OL-ASE.

Infine ci sono le potenze di rumore termico e di dark current esprimibili rispettivamente come:

$$P_{therm} = \frac{2kT}{R_L} \cdot T_o \quad (5.11)$$

$$P_{DC} = e I_{DC} T_o. \quad (5.12)$$

Valutate e sommate tutte le potenze di rumore, il rapporto segnale rumore è esprimibile come

$$SNR = \frac{P_{segnale}}{P_{rumore}}. \quad (5.13)$$

5.2 Simulazioni e risultati

Le simulazioni effettuate e riportate in questo paragrafo mirano ad evidenziare l'effetto di degrado sul segnale effettuato dai dispositivi che esso attraversa. I quattro risultati mostrano i casi peggiori in cui il segnale è profondamente affetto dal segnale e dal "clipping" del WSS (per "clipping" si intende il taglio netto delle code dello spettro del segnale a causa dei filtri (WSS)). In generale, gli input di di trasmissione utilizzati sono i seguenti:

Parametro	Significato	Valore
Gedfa	Guadagno dell'EDFA	20 dB
IL_{WSS}	Insertion Loss del WSS	5.5 – 7 dB
PDL_{WSS}	PDL del WSS	0.5 – 1.5 dB
porteSC	Porte dello S/C	8
L	Lunghezza della fibra	200 Km
maxSpan	Massima tratta non amplificata	100 Km
M	Numero di ROADM della cascata	2 – 5
n	Ordine del filtro WSS	4
sigma	Banda del filtro WSS a 3 dB	60 GHz
sigmaCasc	Semi-Banda del filtro WSS della cascata a 3 dB	30 dB
totlam	numero di canali dello spettro DWDM	40
spazi	Spaziatura dei canali	50 GHz

Table 5.1: Parametri principali del simulatore

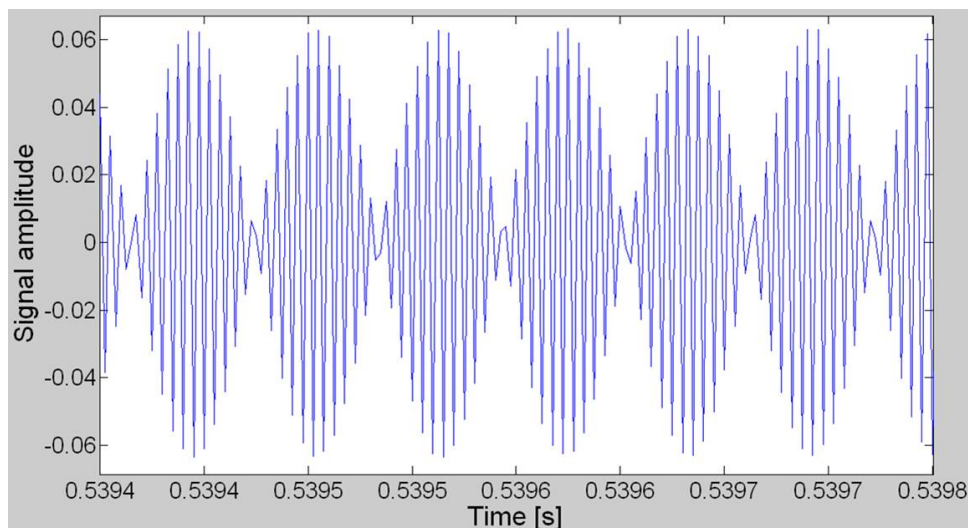


Figure 5.8: Sequenza QPSK trasmessa su un piano di polarizzazione

In figura 5.8 è mostrata la sequenza QPSK trasmessa. Come si può notare l'informazione delle sequenze è contenuta nei cambi di fase della portante. In figura 5.9, invece è rappresentato lo spettro di potenza del segnale QPSK. La potenza di trasmissione è stata settata a 3 dBm.

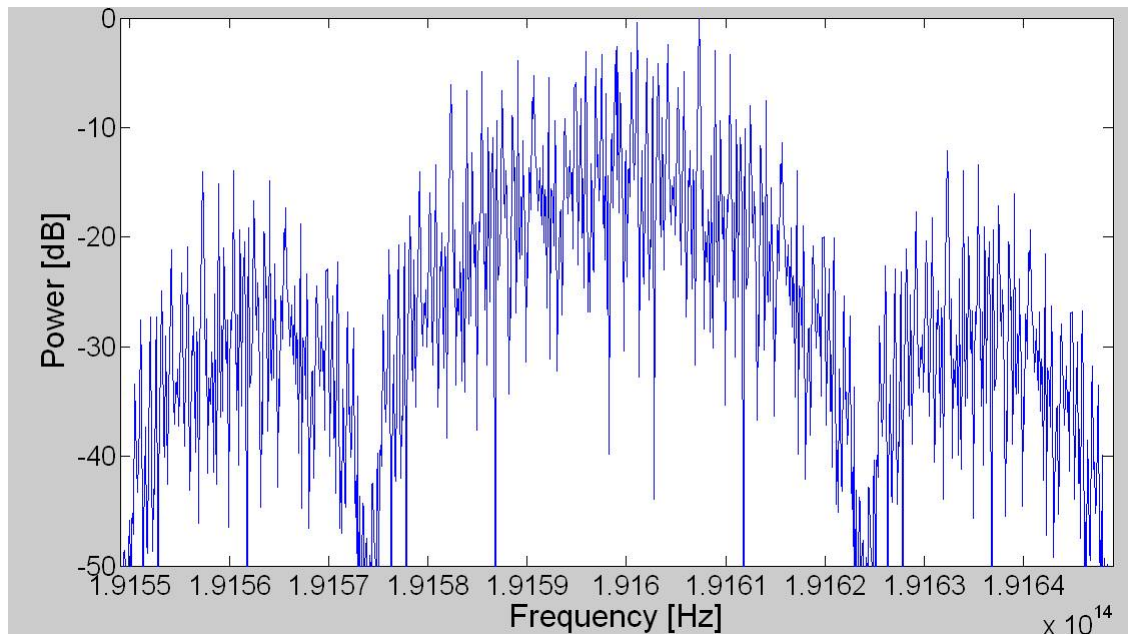


Figure 5.9: Spettro di Potenza del segnale trasmesso

Prima di illustrare le simulazioni, si precisa che i valori e le variazioni di IL_{WSS} e PDL_{WSS} sono stati ricavati da prove sperimentali [34]. Inoltre si precisa che per OSNR si intende il rapporto segnale rumore prima del processo di fotorivelazione. SNR, Q e BER sono invece valutati a valle del fotodiodo, quindi in elettrico.

Risultati

Nella prima simulazione si ha una tratta composta dal blocco di trasmissione, 2 ROADM in cascata (3 tratte di fibra ottica) e un blocco di ricezione. IL_{WSS} e PDL_{WSS} sono settati rispettivamente a 7 dB e 1.5 dB, mentre le perdite di ogni S/C con 8 porte sono quantificabili in 11.58 dB.

In questo scenario l'intero percorso di trasmissione risulta essere molto degradante per il segnale. Infatti, le perdite dei dispositivi non vengono recuperate dall'amplificatore ($G = 20$ dB) e inoltre si genera molto rumore ASE.

L'OSNR risulta essere pari a -3 dB_m , troppo basso per poter recuperare il segnale utile (per questo motivo non si mostra il diagramma ad occhio).

Nella seconda simulazione si sono ridotte le perdite dei WSS a 5.5 dB per l' IL_{WSS} e 0.5 dB per il PDL_{WSS} . L'effetto di questa diminuzione si riscontra nel blocco di trasmissione, in cui il segnale è il solo ad essere degradato da questi dispositivi, in quanto la generazione di rumore ASE avviene nel primo amplificatore all'uscita del blocco di trasmissione. Infatti l'OSNR è pari a 3 dB, $SNR = -4.5$, $Q = 1.7$, e il $BER = 3 \cdot 10^{-2}$. La tratta è ancora troppo rumorosa per poter avere una buona ricezione. I diagrammi ad occhio della sequenza in fase ed in quadratura del segnale QPSK trasmesso sono mostrati nelle figure 5.10 e 5.11.

Nella terza simulazione si è considerato uno splitter ideale che suddivida esattamente la potenza per le porte di uscita. Considerando i valori della simulazione precedente di IL e PDL per i WSS si può notare come l'OSNR prima del ricevitore sia pari a 10.5 dB. I valori di SNR, Q e BER per i segnali in fase ed in quadratura sono rappresentati nelle figure 5.12 e 5.13.

Nell'ultima simulazione riportata, si è considerato il caso ideale di un sistema che monti WSS senza perdite. Quindi, IL_{WSS} e PDL_{WSS} sono pari a 0. Gli S/C, invece, hanno perdite intorno agli 11.58 dB. In questo caso, si può notare come la situazione migliori notevolmente portando l'OSNR a 18 dB. I diagrammi ad occhio con i relativi risultati sono mostrati nelle figure 5.14 e 5.15. Nei grafici è visibile la predominanza del segnale rispetto al rumore, fattore che rende migliore la ricezione dello stesso.

In conclusione, in questo capitolo si è visto come il segnale interagisce con i dispositivi lungo il percorso di trasmissione. È necessario effettuare un bilancio power budget per poter settare i parametri e riuscire ad ottenere un buon rapporto segnale rumore in ricezione. In ogni caso però si vede come il segnale riesca ad effettuare un numero di attraversamenti in trasparenza (cioè senza dover rigenerare il segnale) alto. Questo risulta essere una delle caratteristiche principali delle reti di trasporto con ROADM.

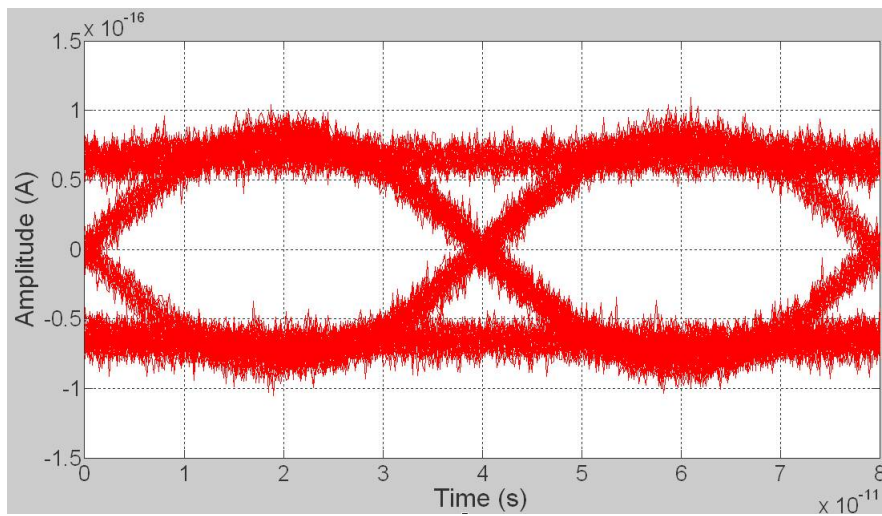


Figure 5.10: Simulazione 2: Fotocorrente del segnale in fase (Ampere). $SNR = 3$ dB, $Q = 1,7$, $BER = 3 \cdot 10^{-2}$

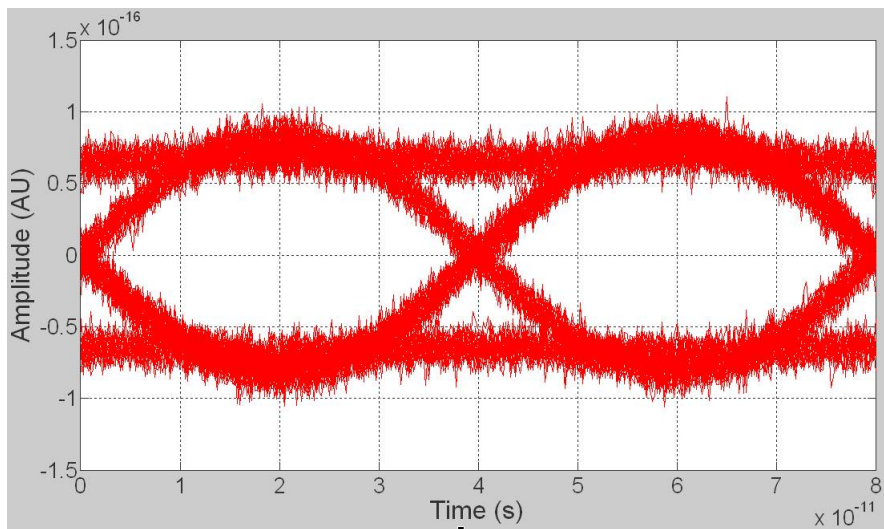


Figure 5.11: Simulazione 2: Fotocorrente del segnale in quadratura (Ampere). $SNR = 3$ dB, $Q = 1,7$, $BER = 3 \cdot 10^{-2}$

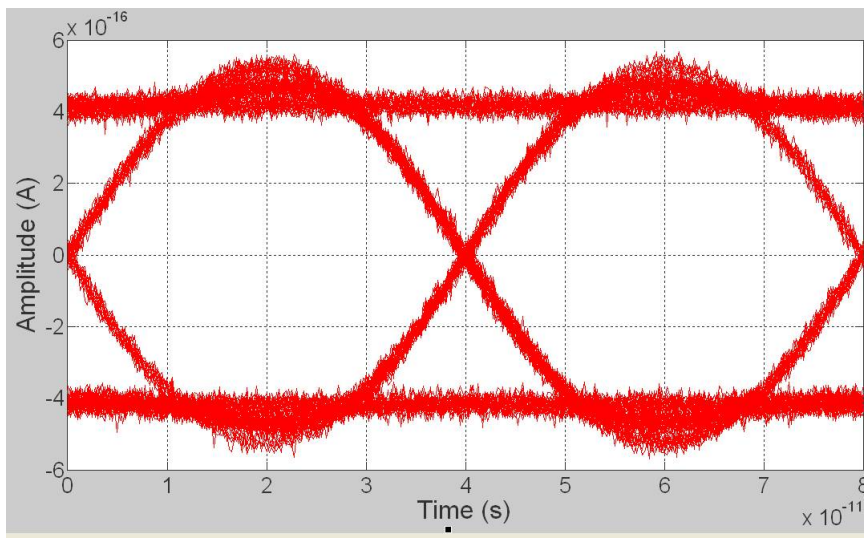


Figure 5.12: Simulazione 3: Fotocorrente del segnale in fase (Ampere). $SNR = 4$ dB, $Q = 2.7$, $BER = 3 \cdot 10^{-3}$

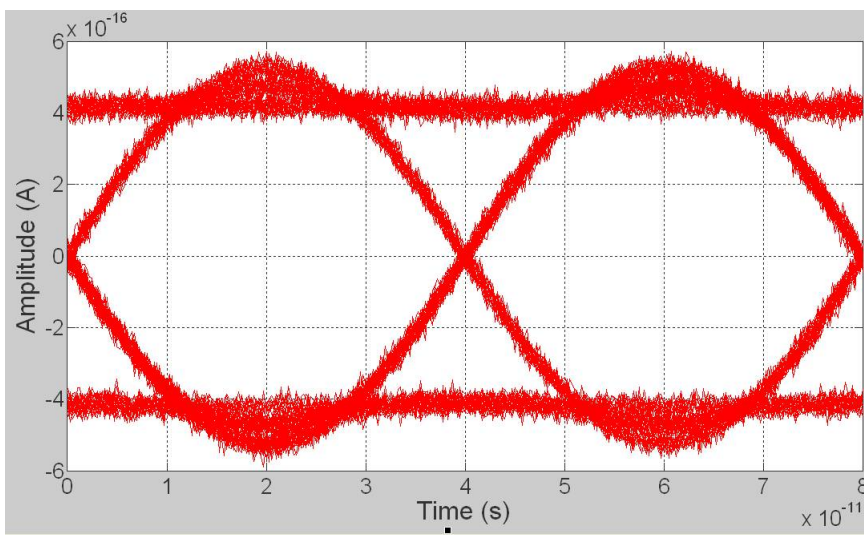


Figure 5.13: Simulazione 3: Fotocorrente del segnale in quadratura (Ampere). $SNR = 4$ dB, $Q = 2.7$, $BER = 3 \cdot 10^{-3}$

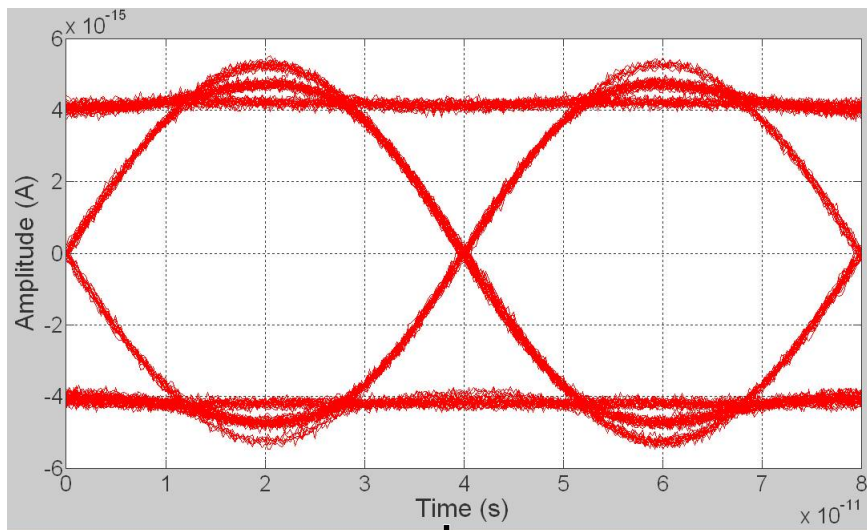


Figure 5.14: Simulazione 4: Fotocorrente del segnale in fase (Ampere). $SNR = 11$ dB, $Q = 4.6$, $BER = 2 \cdot 10^{-6}$

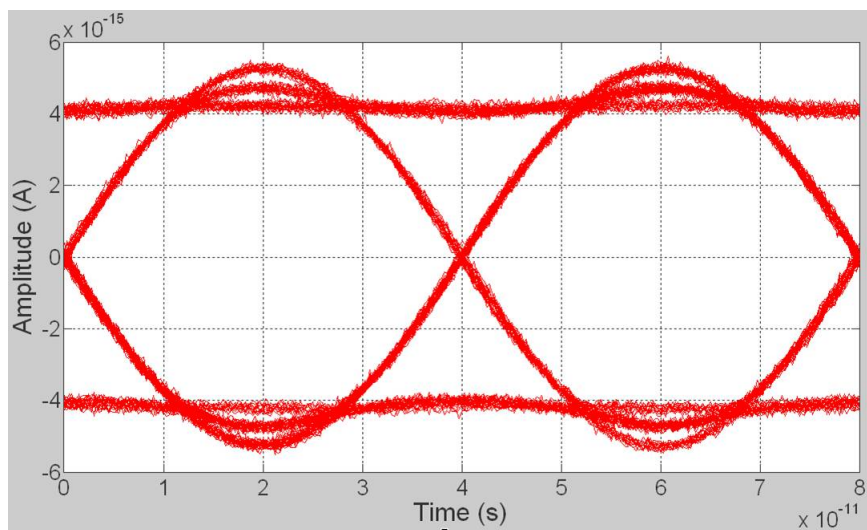


Figure 5.15: Simulazione 4: Fotocorrente del segnale in quadratura (Ampere). $SNR = 11$ dB, $Q = 4.6$, $BER = 2 \cdot 10^{-6}$

Bibliography

- [1] A. Al Amin, A. Li, X. Chen, and W. Shieh. Lp01/lp11 dual-mode and dual-polarisation co-ofdm transmission on two-mode fibre. *Electronics Letters*, 47(10):606 –608, 12 2011. [citato at p. 15]
- [2] G. Baxter, S. Frisken, D. Abakoumov, Hao Zhou, I. Clarke, A. Bartos, and S. Poole. Highly programmable wavelength selective switch based on liquid crystal on silicon switching elements. In *Optical Fiber Communication Conference, 2006 and the 2006 National Fiber Optic Engineers Conference. OFC 2006*, page 3 pp., march 2006. [citato at p. 32]
- [3] M. Bertolini, P. Serena, G. Bellotti, and A. Bononi. On the xpm-induced distortion in dqpsk-ook and coherent qpsk-ook hybrid systems. In *Optical Fiber Communication - includes post deadline papers, 2009. OFC 2009. Conference on*, pages 1 –3, march 2009. [citato at p. 23]
- [4] M. Birk, P. Gerard, R. Curto, L. Nelson, Xiang Zhou, P. Magill, T.J. Schmidt, C. Malouin, B. Zhang, E. Ibragimov, S. Khatana, M. Glavanovic, R. Loffland, R. Marcocchia, R. Saunders, G. Nicholl, M. Nowell, and F. Forghieri. Coherent 100 gb/s pm-qpsk field trial. *Communications Magazine, IEEE*, 48(7):52 –60, july 2010. [citato at p. 13]
- [5] S. Chandrasekhar, Xiang Liu, B. Zhu, and D. W. Peckham. Transmission of a 1.2-tb/s 24-carrier no-guard-interval coherent ofdm superchannel over 7200-km of ultra-large-area fiber. In *Optical Communication, 2009. ECOC '09. 35th European Conference on*, volume 2009-Supplement, pages 1 –2, sept. 2009. [citato at p. 15]
- [6] M. Cvijetic. Towards 100 gbe introduction: Challenges and practical aspects. In *Transparent Optical Networks, 2008. ICTON 2008. 10th Anniversary International Conference on*, volume 1, pages 1 –4, june 2008. [citato at p. 3]

- [7] J. D'Ambrosia. 100 gigabit ethernet and beyond [commentary]. *Communications Magazine, IEEE*, 48(3):S6 –S13, march 2010. [citato at p. 9]
- [8] A. Davis, M. Pettitt, J. King, and S. Wright. Phase diversity techniques for coherent optical receivers. *Lightwave Technology, Journal of*, 5(4):561 – 572, apr 1987. [citato at p. 17]
- [9] Liang Du and A. Lowery. Compensating xpm for 100 gbit/s coherent channels with 10 gbit/s direct-detection nrz neighbors. In *Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 2010 Conference on (OFC/NFOEC)*, pages 1 –3, march 2010. [citato at p. 23]
- [10] R.-J. Essiambre, G. Kramer, P.J. Winzer, G.J. Foschini, and B. Goebel. Capacity limits of optical fiber networks. *Lightwave Technology, Journal of*, 28(4):662 –701, feb.15, 2010. [citato at p. 22]
- [11] P. Evans, G. Baxter, Hao Zhou, D. Abakoumov, S. Poole, and S. Frisken. Lcos-based wss with true integrated channel monitor for signal quality monitoring applications in roadms. In *Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008. OFC/NFOEC 2008. Conference on*, pages 1 –3, feb. 2008. [citato at p. 33]
- [12] S. Frisken, Hao Zhou, D. Abakoumov, G. Baxter, S. Poole, H. Ereifej, and P. Hallemeier. High performance ‘drop and continue’ functionality in a wavelength selective switch. In *Optical Fiber Communication Conference, 2006 and the 2006 National Fiber Optic Engineers Conference. OFC 2006*, pages 1 – 3, march 2006. [citato at p. 33]
- [13] B. Glance. Polarization independent coherent optical receiver. *Lightwave Technology, Journal of*, 5(2):274 – 276, feb 1987. [citato at p. 17]
- [14] B. Goebel, B. Fesl, L.D. Coelho, and N. Hanik. On the effect of fwm in coherent optical ofdm systems. In *Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008. OFC/NFOEC 2008. Conference on*, pages 1 –3, feb. 2008. [citato at p. 24]
- [15] S. Gringeri, B. Basch, V. Shukla, R. Egorov, and T.J. Xia. Flexible architectures for optical transport nodes and networks. *Communications Magazine, IEEE*, 48(7):40 –50, july 2010. [citato at p. 28, 35]
- [16] Seung Hee Han and Jae Hong Lee. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission. *Wireless Communications, IEEE*, 12(2):56 – 65, april 2005. [citato at p. 24]

- [17] Rathy Shankar Mirosław Florjanczyk Trevor J. Hall Alex Vukovic Heng Hua. Multi-degree roadm based on wavelength selective switches: Architectures and scalability. *Optics Communications*, July 2007. [citato at p. 4, 43]
- [18] Zhiyuan Huang, Juhao Li, Su Zhang, Fan Zhang, and Zhangyuan Chen. Investigations of spm suppression by papr reduction in coherent optical ofdm systems. In *Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP), 2009 Asia*, pages 1 –2, nov. 2009. [citato at p. 21]
- [19] A. Jajszczyk. Nonblocking, repackable, and rearrangeable clos networks: fifty years of the theory evolution. *Communications Magazine, IEEE*, 41(10):28 – 33, oct 2003. [citato at p. 70]
- [20] JDSU. A performance comparison of wss switch engine technologies. Technical report, JDS Uniphase Corporation, 2009. [citato at p. 29, 42, 88]
- [21] J. Kelly. Application of liquid crystal technology to telecommunication devices. In *Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2007. OFC/NFOEC 2007. Conference on*, pages 1 –7, march 2007. [citato at p. 33]
- [22] S.K. Korotky. Network global expectation model: a statistical formalism for quickly quantifying network needs and costs. *Lightwave Technology, Journal of*, 22(3):703 – 722, march 2004. [citato at p. 62]
- [23] S.C. Liew, Ming-Hung Ng, and C.W. Chan. Blocking and nonblocking multirate clos switching networks. *Networking, IEEE/ACM Transactions on*, 6(3):307 –318, jun 1998. [citato at p. 68]
- [24] Xiang Liu, S. Chandrasekhar, Benyuan Zhu, and D.W. Peckham. Efficient digital coherent detection of a 1.2-tb/s 24-carrier no-guard-interval co-ofdm signal by simultaneously detecting multiple carriers per sampling. In *Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 2010 Conference on (OFC/NFOEC)*, pages 1 –3, march 2010. [citato at p. 15]
- [25] Xiang Liu and R.W. Tkach. Joint spm compensation for inline-dispersion-compensated 112-gb/s pdm-ofdm transmission. In *Optical Fiber Communication - includes post deadline papers, 2009. OFC 2009. Conference on*, pages 1 –3, march 2009. [citato at p. 22]
- [26] A.J. Lowery, Liang Du, and J. Armstrong. Orthogonal frequency division multiplexing for adaptive dispersion compensation in long haul wdm systems. In *Optical Fiber Communication Conference, 2006 and the 2006 National Fiber Optic Engineers Conference. OFC 2006*, pages 1 – 3, march 2006. [citato at p. 4]

- [27] Bertolini Marco. *Phase modulated long-haul optical transmissions with differential and coherent reception*. PhD thesis, Università di Parma. Dipartimento di Ingegneria, January 2010. [citato at p. 4]
- [28] D.M. Marom, D.T. Neilson, D.S. Greywall, Chien-Shing Pai, N.R. Basavanthally, V.A. Aksyuk, D.O. Lopez, F. Pardo, M.E. Simon, Y. Low, P. Kolodner, and C.A. Bolle. Wavelength-selective 1 times;k switches using free-space optics and mems micromirrors: theory, design, and implementation. *Lightwave Technology, Journal of*, 23(4):1620 – 1630, april 2005. [citato at p. 32]
- [29] B. Pal, Lei Zong, E. Burmeister, and H.P. Sardesai. Statistical method for roadm cascade penalty. In *Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 2010 Conference on (OFC/NFOEC)*, pages 1 –3, march 2010. [citato at p. 87]
- [30] Wei-Ren Peng, H. Takahashi, I. Morita, and H. Tanaka. Transmission of a 213.7-gb/s single-polarization direct-detection optical ofdm superchannel over 720-km standard single mode fiber with edfa-only amplification. In *Optical Communication (ECOC), 2010 36th European Conference and Exhibition on*, pages 1 –3, sept. 2010. [citato at p. 14]
- [31] Wei-Ren Peng, Hidenori Takahashi, Itsuro Morita, and Hideaki Tanaka. 117-gb/s optical ofdm super-channel transmission over 1200-km ssmf using direct detection and edfa-only amplification. In *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pages 1 –3, march 2011. [citato at p. 14]
- [32] Galen H. Sasaki Rajiv Ramaswami, Kumar N. Sivarajan. *Optical Networks, A Practical Perspective*. Elsevier, third edition edition, 2010. [citato at p. 19, 21, 23]
- [33] A. Sano, E. Yamada, H. Masuda, E. Yamazaki, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, R. Kudo, K. Ishihara, and Y. Takatori. No-guard-interval coherent optical ofdm for 100-gb/s long-haul wdm transmission. *Lightwave Technology, Journal of*, 27(16):3705 –3713, aug.15, 2009. [citato at p. 15]
- [34] S. Tibuleac and M. Filer. Transmission impairments in dwdm networks with reconfigurable optical add-drop multiplexers. *Lightwave Technology, Journal of*, 28(4):557 –598, feb.15, 2010. [citato at p. 93]
- [35] H. Toyoda, G. Ono, and S. Nishimura. 100gbe phy and mac layer implementations. *Communications Magazine, IEEE*, 48(3):S41 –S47, march 2010. [citato at p. 8]

- [36] G. Wellbrock. Multi-rate transmission at 50-ghz channel spacing over 1040-km field-deployed fiber. In *Optical Communication, 2008. ECOC 2008. 34th European Conference on*, page 1, sept. 2008. [citato at p. 9]
- [37] M. C. Wu, O. Solgaard, and J. E. Ford. Optical mems for lightwave communication. *Lightwave Technology, Journal of*, 24(12):4433 –4454, dec. 2006. [citato at p. 30]
- [38] E. Yoshida. Large-capacity, long-haul optical transport network based on 100 gb/s/ch no-guard-interval coherent optical ofdm technology. In *Lasers Electro Optics The Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics, 2009. CLEO/PACIFIC RIM '09. Conference on*, pages 1 –2, aug. 2009. [citato at p. 13]
- [39] Shaoliang Zhang, Lei Xu, Pooi Yuen Kam, Changyuan Yu, and Ting Wang. Performance investigation of the joint spm compensation in a long-haul coherent dual-polarization qpsk system. In *Optical Communication (ECOC), 2010 36th European Conference and Exhibition on*, pages 1 –3, sept. 2010. [citato at p. 21]
- [40] Xiang Zhou, Jianjun Yu, Ming-Fang Huang, Yin Shao, Ting Wang, L. Nelson, P. Magill, M. Birk, P.I. Borel, D.W. Peckham, R. Lingle, and Benyuan Zhu. 64-tb/s, 8 b/s/hz, pdm-36qam transmission over 320 km using both pre- and post-transmission digital signal processing. *Lightwave Technology, Journal of*, 29(4):571 –577, feb.15, 2011. [citato at p. 11, 110]

Lista dei Simboli e delle Abbreviazioni

Abbreviation	Description	Definition
PM	Polarization Multiplexing	page 4
M-PSK	Multilevel - Phase Shift Keying	page 4
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	page 4
DSP	Digital Signal Processing	page 4
ROADM	Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer	page 8
E-O-E	Electrical-Optical-Electrical	page 4
WSS	Wavelength Selective Switch	page 5
SMF	Single Mode Fiber	page 8
OOK	On Off Keying	page 9
PM-QPSK	Polarization multiplexing - Quadrature Phase Shift Keying	page 9
CD	Chromatic Dispersion	page 9
PMD	Polarization Mode Dispersion	page 9
BER	Bit Error Rate	page 9
MAC	Media Access Control	page 7
PCS	Physical Coding Sublayer	page 8
PMA	Physical Medium Attachment	page 8
PMD	Physical Medium Dependent	page 8
DCF	Dispersion Compensating Fiber	page 13
TMF	Two Modal Fiber	page 15
SPM	Self-Phase Modulation	page 19
XPM	Cross-Phase Modulation	page 19
FWM	Four-Wave Mixing	page 19
SBS	Scattering di Brillouin Stimolato	page 19

Abbreviation	Description	Definition
SRS	Scattering di Raman Stimolato	page 19
ISI	Inter Symbolic Interference	page 19
RZ	Return to Zero	page 10
NRZ	Non Return to Zero	page 10
SLM	Selected Mapping Technique	page 24
NGEM	Network Global Expectation Model	page 62

List of Figures

0.1	Consumo di Banda in aree LAN e WAN	3
1.1	PHY layer specification - IEEE 802.3ba	8
1.2	Ethernet MAC sublayer	8
1.3	Esempio di implementazione della specifica 100GBASE-ER4	9
1.4	Schemi di modulazione RZ-OOK e NRZ-OOK	10
1.5	Costellazione di un segnale 16-QAM	11
1.6	Trasmittitore e ricevitore PDM-QPSK	12
1.7	Costellazione di un segnale PDM-QPSK dopo 1800 km di trasmissione	13
1.8	Esempio di un segnale OFDM	14
1.9	Esempio di trasmissione OFDM con 2 sottoportanti modulate PDM-QPSK	15
1.10	Schema di un ricevitore coerente	17
1.11	Schema operativo di un DSP	18
1.12	FWM causato dal battimento di 3 canali ugualmente spazati	25
1.13	Effetto SRS	26
2.1	Componenti del ROADM	28
2.2	Wavelength Selective Switch (WSS)	29
2.3	Circuito equivalente MEMS Mirror Array based WSS	31
2.4	Schema strutturale di un MEMS Mirror Array based WSS	31
2.5	Liquid crystal on silicon (LCoS) phased array beam steering based WSS	32
2.6	LC polarization modulation based WSS	34
2.7	Array Waveguide Gratings (AWG)	35
2.8	Architettura di interconnessione base di un ROADM	36
2.9	Colorless scheme for ROADM design	38

2.10	Colorless, Directionless scheme for ROADM design	39
2.11	Sezioni di Add/Drop multiple per Contentionless ROADM design	40
2.12	a. Fixed Grid ROADM b. Gridless ROADM	40
2.13	Funzione di trasferimento di un WSS 50 GHz	42
3.1	Colorless, Directionless ROADM	46
3.2	a. Sezione di I/O b. Sezione di add/drop	47
3.3	Collegamento in serie di due splitter	48
3.4	$G = 4, C = 1, p_{split} = 8, W = 120$	51
3.5	$G = 8, C = 1, p_{split} = 8, W = 120$	52
3.6	$G = 4, C = 2, p_{split} = 8, W = 120$	52
3.7	$\alpha = 0.3, C = 1, p_{split} = 8, W = 120$	54
3.8	WSS 1x20, $C = 1, p_{split} = 8, W = 120$	54
3.9	$\alpha = 0.3, \beta = 0.02, C = 1, p_{split} = 8, W = 120$	55
3.10	Splitting della sezione di I/O	56
3.11	$G = 8, C = 2, p_{split} = 8, W = 120$	57
3.12	$\alpha = 0.3, C = 2, p_{split} = 8, W = 120$	58
3.13	$\alpha = 0.3, \beta = 0.02, C = 2, p_{split} = 8, W = 120$	58
3.14	a. add/drop senza splitting b. add/drop con splitting	59
3.15	$G = 4, C = 1, p_{split} = 8, W = 120$	60
3.16	$G = 4, C = 2, p_{split} = 8, W = 120$	61
3.17	$\alpha = 0.3, C = 2, p_{split} = 8, W = 120$	61
3.18	Esempio di rete con $N=6$ e $L=8$	62
3.19	Applicazione del modello per rete piccola $N=6, L=9$, rete SPI- DERGON $N=20, L=40$, rete PAN EUROPEA $N=28, L=40$, rete Backbone Americana $N=100, L=171$	64
3.20	Rete PAN Europea	65
3.21	Rete Backbone Americana	66
3.22	Rete Spidergon	66
4.1	Schema di base di una rete di Clos	68
4.2	Collegamento ingresso-uscita nella rete di Clos	69
4.3	Schema di un nodo formato dall'interconnessione di ROADM . .	71
4.4	Rete di Clos. Conteggio dei WSS del primo stadio, $\alpha = 0.2$. . .	73
4.5	Rete di Clos. Conteggio dei WSS del secondo stadio, $\alpha = 0.2$. .	73
4.6	Rete di Clos. Conteggio dei WSS del terzo stadio, $\alpha = 0.2$. . .	74
4.7	Rete di Clos. Conteggio dei WSS totali del sistema, $\alpha = 0.2$. .	74
4.8	Rete di Slepian Duguid. Conteggio dei WSS del primo stadio, $\alpha = 0.2$	76

4.9	Rete di Slepian Duguid. Conteggio dei WSS del secondo stadio, $\alpha = 0.2$	76
4.10	Rete di Slepian Duguid. Conteggio dei WSS del terzo stadio, $\alpha = 0.2$	77
4.11	Rete di Slepian Duguid. Conteggio dei WSS totali del sistema, $\alpha = 0.2$	77
4.12	Rete di Clos. Conteggio dei WSS necessari per diversi valori di α .	78
4.13	Confronto tra un ROADM singolo e una rete di ROADM (Clos) per $\alpha = 0.1$	79
4.14	Confronto tra un ROADM singolo e una rete di ROADM (Clos) per $\alpha = 0.5$	79
4.15	Confronto tra un ROADM singolo e una rete di ROADM (Clos) per $\alpha = 1$	80
4.16	Confronto tra un ROADM singolo e una rete di ROADM (Clos) per $\alpha = 1$ e $C_{rete} = C_{sing}$	81
5.1	Schema della rete utilizzata nel simulatore	84
5.2	Struttura del modulatore Mach-Zender per segnali PDM-QPSK	85
5.3	Schema del ROADM di trasmissione	86
5.4	Funzione di trasferimento di un WSS per 40 canali DWDM . . .	87
5.5	Schema blocco cascata di ROADM	88
5.6	Schema ROADM di ricezione	89
5.7	Schema del ricevitore a rivelazione coerente	91
5.8	Sequenza QPSK trasmessa su un piano di polarizzazione	92
5.9	Spettro di Potenza del segnale trasmesso	93
5.10	Simulazione 2: Fotocorrente del segnale in fase (Ampere). $SNR =$ 3 dB, $Q = 1,7$, $BER = 3 \cdot 10^{-2}$	95
5.11	Simulazione 2: Fotocorrente del segnale in quadratura (Ampere). $SNR = 3$ dB, $Q = 1,7$, $BER = 3 \cdot 10^{-2}$	95
5.12	Simulazione 3: Fotocorrente del segnale in fase (Ampere). $SNR =$ 4 dB, $Q = 2.7$, $BER = 3 \cdot 10^{-3}$	96
5.13	Simulazione 3: Fotocorrente del segnale in quadratura (Ampere). $SNR = 4$ dB, $Q = 2.7$, $BER = 3 \cdot 10^{-3}$	96
5.14	Simulazione 4: Fotocorrente del segnale in fase (Ampere). $SNR =$ 11 dB, $Q = 4.6$, $BER = 2 \cdot 10^{-6}$	97
5.15	Simulazione 4: Fotocorrente del segnale in quadratura (Ampere). $SNR = 11$ dB, $Q = 4.6$, $BER = 2 \cdot 10^{-6}$	97

List of Tables

1.1	Risultati raggiunti recentemente con modulazioni d'ampiezza[40]	11
5.1	Parametri principali del simulatore	92