

POLITECNICO DI MILANO

V Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria delle Telecomunicazioni

Dipartimento di Elettronica e Informazione



**ARCHITETTURE DI INTERCONNESSIONE
OTTICA PER ROUTER AD ALTA CAPACITÀ
BASATE SU ARRAYED WAVEGUIDE
GRATING E MICRORING RESONATOR**

Relatore: Prof. **Guido MAIER**

Correlatore: Ing. **Domenico SIRACUSA**

Tesi di Laurea di:
Vittorio LINZALATA

Matr. 739727

Anno Accademico 2009 - 2010

A chi ci ha creduto.

Indice

Introduzione	1
1 Architetture ottiche per router ad alta capacità	4
1.1 Architetture ottiche per le interconnessioni	5
1.2 Architetture a singolo piano	7
1.3 Architetture multipiano	10
2 Modello per l'analisi di scalabilità	12
2.1 Descrizione dell'architettura	12
2.2 Fattori di <i>power penalty</i>	13
2.3 Il <i>crosstalk</i>	16
2.3.1 <i>Crosstalk</i> fuori banda	17
2.3.2 <i>Crosstalk</i> in banda	20
2.4 Analisi delle prestazioni - descrizione del modello utilizzato	24
3 Architettura di interconnessione passiva basata su AWG	28
3.1 Selezione del piano	29
3.2 <i>Crosstalk</i> negli AWG e tecniche di riduzione	31
3.2.1 Ottimizzazione dell'uso delle porte di ingresso/uscita	32
3.2.2 Utilizzo di AWG in cascata	34
3.2.3 Trasmissione dei canali su più <i>Free Spectral Range</i>	36
3.3 Selezione dei ricevitori nel piano	37
3.4 La nostra architettura	39
3.5 Modello matematico per l'analisi della scalabilità	42
3.5.1 Progetto degli AWG utilizzati	42
3.5.2 Modellizzazione del circuito per la selezione dei ricevitori	47

3.5.3	Analisi del <i>crosstalk</i>	48
3.5.4	Considerazioni sul <i>power budget</i>	52
3.6	Simulatore	54
3.6.1	Struttura	54
3.6.2	Simulatore e scalabilità	57
3.7	Risultati	59
3.8	Conclusioni	68
4	Architettura di interconnessione passiva basata su ring resonator	70
4.1	Selezione del piano	71
4.1.1	<i>Demux</i> struttura ad albero	73
4.1.2	L'effetto Vernier	76
4.1.3	Centratura dei <i>microring resonator</i>	78
4.1.4	Ottimizzazione dei parametri dei <i>microring resonator</i>	83
4.2	Selezione dei ricevitori nel piano	88
4.3	La nostra architettura	89
4.4	Modello matematico per l'analisi di scalabilità	94
4.4.1	Modellizzazione del circuito di selezione del piano	94
4.4.2	Modellizzazione del circuito di selezione dei ricevitori	98
4.4.3	Considerazioni sul <i>power budget</i>	102
4.5	Simulatore	103
4.5.1	Struttura	103
4.5.2	Simulatore e scalabilità	107
4.6	Risultati	108
4.7	Conclusioni	115
5	Architetture di interconnessione attive basate su ring resonator	116
5.1	Tunabilità dei <i>microring resonator</i>	117
5.2	Architettura completamente attiva	118
5.2.1	Dimensionamento delle componenti	119
5.2.2	Analisi del caso pessimo	122
5.2.3	Risultati	125
5.3	Architettura ibrida	126

5.3.1	Dimensionamento delle componenti	129
5.3.2	Analisi del caso pessimo	131
5.3.3	Risultati	133
5.4	Conclusioni	136
6	Conclusioni	137
	Appendici	141
A	AWG - Arrayed Waveguide Grating	141
A.1	Introduzione	141
A.2	Funzionamento e principali parametri	142
A.3	Applicazioni degli AWG	146
A.4	Fattori di power penalty	148
A.4.1	<i>Insertion Loss</i> (IL)	148
A.4.2	<i>Uniformity</i> (U)	149
A.4.3	<i>Polarization Dependent Loss</i> (PDL)	149
A.4.4	<i>Crosstalk</i>	150
B	Microring resonator	151
B.1	Introduzione	151
B.2	Funzionamento	151
B.2.1	Funzione di trasferimento IN-DROP	153
B.2.2	Funzione di trasferimento IN-THROUGH	156
B.2.3	Banda passante e rapporto di reiezione	157
B.2.4	Risonatori multipli	159
B.3	Parametri importanti per applicazioni TLC	161
B.3.1	<i>Insertion Loss</i> in DROP	162
B.3.2	<i>Insertion Loss</i> in THROUGH	163
B.3.3	Banda passante	165
B.3.4	<i>Crosstalk</i> relativo ai canali adiacenti	166
	Elenco delle figure	169
	Elenco delle tabelle	174

Introduzione

L'evoluzione dei sistemi di trasmissione e la notevole crescita del traffico Internet degli ultimi anni stanno favorendo lo sviluppo di *switch* e *router* ad alta capacità (HPSRs, *High Performance Switching and Routing*) in grado di gestire enormi quantità di banda aggregata. Ogni nuova generazione di dispositivi di commutazione prevede l'introduzione di una maggiore complessità, soprattutto in termini di numero di componenti utilizzati, dimensioni, massimo *bit rate* e potenza dissipata [1].

Un HPSR è comunemente composto da uno o più armadi, detti *rack*. Ogni *rack* contiene un insieme di moduli di trasporto multipli (*card*) [2,3], connessi tra loro da un *backplane*. Tali moduli possono essere suddivisi in due tipi: *line-card* e *control logic card*. Le *line-card* sono quelle componenti che ospitano le interfacce di rete (trasmettitori e ricevitori) ed implementano le funzioni di rete a basso livello. Il progettista, con lo scopo di interconnettere tra loro un ampio numero di *line-card*, ha la facoltà di scegliere tra due approcci di *design*: centralizzato e distribuito. Il primo viene implementato attraverso un tessuto di commutazione completamente elettronico ed alloggiato in una dedicata *control logic card*, relegando così il *backplane* al ruolo di semplice *bus* passivo. L'approccio di *switching* distribuito prevede invece che sia il *backplane* stesso ad eseguire le funzioni di commutazione. In questo contesto, sono disponibili differenti soluzioni ottiche in grado di implementare questi sistemi di *backplane* commutanti, con lo scopo di ottenere i suddetti obiettivi di *performance*.

Andiamo ora ad elencare le motivazioni per cui un *backplane* ottico con capacità di commutazione dovrebbe essere adottato nei *router* ad alta capacità al posto dei comuni *backplane* elettrici. Nelle apparecchiature di rete ad alte prestazioni, il numero di moduli *hardware* che necessitano di essere interconnessi tra di loro tende a crescere enormemente così come le velocità di interconnessione con cui viaggiano i dati [4]. Al giorno d'oggi, la maggior parte dei sistemi sul mercato adottano collegamenti

elettrici come tecnologia di interconnessione ed un semplice *bus* come architettura di *backplane*.

L'elettronica convenzionale ha uno svantaggio fondamentale per quanto riguarda le trasmissioni a larga banda: le componenti ad alta frequenza dei segnali vengono fortemente attenuate a causa di una maggiore resistenza del conduttore riscontrata in tale regione di lavoro. Unitamente a questo, anche la lunghezza dei collegamenti comporta un degrado dell'intensità del segnale al crescere delle frequenze. La distanza di trasmissione deve quindi essere accorciata per riuscire a sostenere *rate* di trasmissione elevati. Questo limite ha un forte impatto sul *design* dell'architettura. Ridurre la dimensione di un sistema con lo scopo di accorciare le distanze causa di due effetti dannosi: a) il crescere della densità di potenza concentrata in spazi ristretti rende difficile la dissipazione del calore; b) contrarre le dimensioni dei collegamenti di interconnessione aggrava gli *impairment* dovuti all'interferenza elettro-magnetica tra le linee di trasmissione. Semplici topologie di interconnessione, come ad esempio *bus* lineari paralleli ed anelli sono risapute essere meno scalabili di topologie più complesse. Perciò, a scapito della dell'aumento di complessità, diventa conveniente fare affidamento ad architetture multistadio più complicate.

Le interconnessioni ottiche (OI, *Optical Interconnection*) rappresentano una potente alternativa. L'attenuazione è indipendente dalla frequenza operativa, quindi non cresce nel caso di trasmissioni ad alti *bit rate*. Le linee di trasmissione ottiche non soffrono di *impairment* di *crosstalk* esterni, sebbene livelli di *crosstalk* ottico possono verificarsi ugualmente all'interno dei singoli dispositivi. In aggiunta a questo, le tecnologie ottiche integrate forniscono i blocchi funzionali e le componenti utilizzabili per realizzare *backplane* di una certa complessità topologica. Il *range* di possibili applicazioni per le interconnessioni ottiche è molto ampio: all'interno di un *router*, esse possono essere impiegate per i collegamenti tra i vari *rack* (*rack-to-rack*), tra *line-card* all'interno di un *rack* (*card-to-card* o *backplane*), tra *chip* di una *line-card* (*chip-to-chip*), o tra i differenti *core* che compongono un *chip* (*on-chip*). Certamente, cambiando le dimensioni e le caratteristiche dei problemi, si necessita di studiare una vasta gamma di differenti soluzioni.

In questo lavoro tesi, investigheremo sulle interconnessioni ottiche a livello *card-to-card*. Partendo da studi precedenti, proporremo le nostre architetture di interconnessione ottiche passive basate rispettivamente su *Arrayed Waveguide Grating* (AWG)

e *microring resonator*. Passeremo poi ad analizzare la possibilità di sfruttare per i nostri scopi anche della componentistica attiva, proponendo due architetture basate su *microring resonator* in grado di utilizzarla. Come scopo finale del lavoro andremo a valutare il problema della scalabilità.

La tesi sarà organizzata come segue: nel Capitolo 1 verranno presentate varie architetture ottiche di commutazione presenti in letteratura. Nel Capitolo 2 sarà introdotto il modello matematico dell'analisi di scalabilità a cui saranno sottoposti i sistemi da noi elaborati. Nei Capitoli 3 e 4 saranno presentate due architetture di interconnessione di natura completamente passiva basate rispettivamente su AWG e *microring resonator*, mentre nel Capitolo 5 verranno illustrate due architetture attive basate su *microring resonator*. Verranno infine tratte le conclusioni dedotte dallo studio delle analisi da noi effettuate.

Capitolo 1

Architetture ottiche per router ad alta capacità

In questo lavoro di tesi verranno analizzate architetture ottiche di interconnessione che sfruttano la capacità dei ricevitori di poter controllare il processo di *switching* in modo distribuito, attraverso la particolare struttura con la quale il circuito di commutazione ottico viene realizzato.

Saranno considerate diverse alternative implementative di queste architetture e valutata la loro scalabilità in termini di massima banda aggregata supportata. A tale scopo saranno analizzate le caratteristiche delle varie componenti ottiche utilizzate, di modo da fornire dei modelli matematici validi per una corretta valutazione della scalabilità.

In particolare, in questo primo capitolo verrà introdotta la struttura generale di questi sistemi di interconnessione per poi passare a studiare le due principali categorie in cui essi si dividono, vale a dire a singolo e a multipiano. Per ognuna di esse saranno presentate diverse soluzioni teoriche e di ognuna sarà brevemente spiegato il funzionamento. Nei capitoli successivi verrà focalizzata l'attenzione sulle architetture multipiano, delle quali saranno proposte ed analizzate tre soluzioni realizzative concrete.

1.1 Architetture ottiche per le interconnessioni

I sistemi di interconnessione studiati in questo lavoro di tesi appartengono alla famiglia di architetture nota come *Tunable Transmitter, Fixed Receiver* (TT-FR). Scopo principale di queste architetture è quello di interconnettere tra loro N *line-card* utilizzando un tessuto di commutazione WDM, più comunemente chiamato *backplane*, che sia non bloccante in senso stretto (SNB) [5]. La Fig. 1.1 mostra uno schema base del caso a singolo piano.

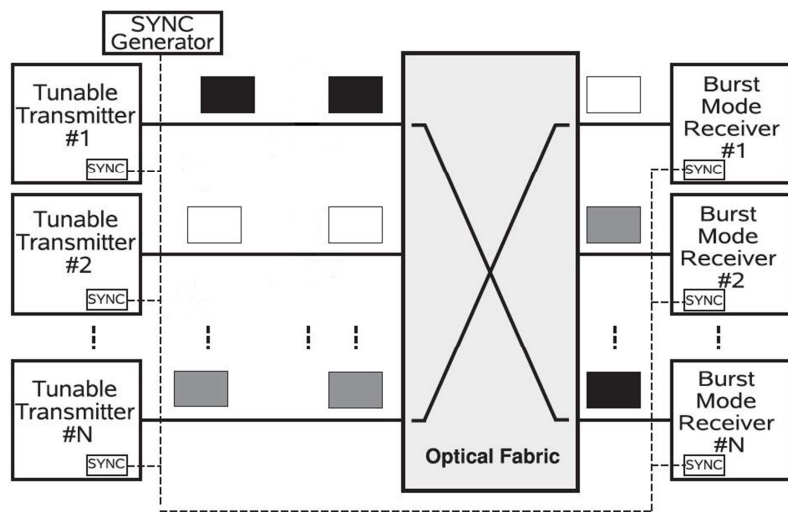


Figura 1.1: Esempio di architettura di interconnessione a singolo piano.

Ogni *line-card* è equipaggiata con un trasmettitore tunabile ed un ricevitore *Burst Mode Receiver* (BMR), operanti al *bit-rate* del singolo canale WDM. Il sistema di interconnessione indicato come *optical fabric* svolge un'adeguata azione di filtraggio che seleziona in modo opportuno (al massimo una alla volta) le lunghezze d'onda da inviare a ciascun BMR. Conseguentemente, tutti i ricevitori presenti nelle architetture da noi considerate sono *wavelength independent* ossia in grado di lavorare sulla totalità delle lunghezze d'onda presenti nel sistema. Le operazioni di commutazione sono delegate ai trasmettitori tunabili che instradano correttamente i canali verso i rispettivi ricevitori attraverso la selezione di opportune λ in trasmissione.

Tutte le architetture proposte presentano un comportamento sincrono, con operazioni scandite da *time-slot*. Per questo scopo, come mostrato in Fig. 1.1, tutte le *line-card* sono sincronizzate con un segnale di *clock* comune, che può essere dis-

tribuito sia per mezzo ottico che elettronico. Eventuali contese di ricevitori vengono risolte immediatamente lato trasmissione, in quanto i pacchetti da trasmettere vengono schedulati in modo tale che, durante un *time-slot*, al massimo un pacchetto possa essere trasmesso verso ogni ricevitore. La velocità di commutazione dei laser tunabili presenti nei trasmettitori è considerata trascurabile in rapporto alla durata dei *time-slot*. L'architettura così descritta mostra un comportamento equivalente ad un commutatore *crossbar* distribuito, capace cioè di connettere ogni volta fino a N coppie disgiunte ingresso-uscita. Una volta riscontrato questo comportamento, qualsiasi schema di *scheduling* utilizzato per una *crossbar* di tipo elettronico può essere applicato agli *switching fabric* ottici da noi trattati. In particolare esistono due principali tipologie di schemi: centralizzati e distribuiti. Mentre la prima prevede l'utilizzo di un'apposita unità elettronica per la gestione delle commutazioni, relegando il tessuto di interconnessioni ottiche al ruolo di semplice bus passivo, la seconda tipologia implica che le operazioni di commutazione siano svolte dallo stesso *backplane*. Le nostre architetture faranno quindi riferimento a schemi di *scheduling* di tipo distribuito. Esempi di tali *scheduling* sono discussi nel dettaglio in [6, 7].

Il caso a singolo piano, può essere semplicemente esteso a multipiano attraverso l'aggiunta di una componente ottica dedicata alla commutazione spaziale come mostrato in Fig. 1.2.

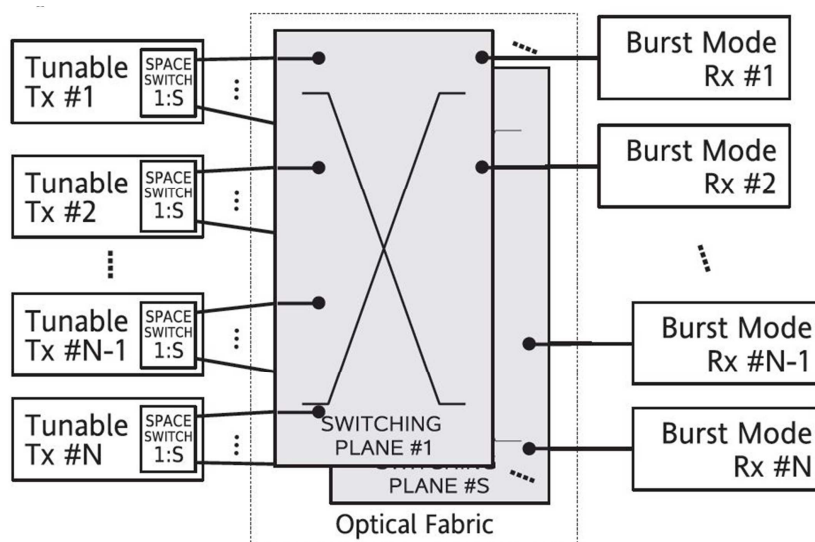


Figura 1.2: Esempio di architettura di interconnessione multipiano.

Questo dispositivo di selezione del piano può essere sia passivo che attivo. Uno dei

principali vantaggi dell'utilizzo di architetture multipiano è quello di ridurre il numero complessivo di lunghezze d'onda presenti nel sistema, che può essere un fattore limitante per un trasmettitore tunabile. Questo però si verifica, come sarà discusso meglio in seguito, solo nel caso in cui il commutatore spaziale sia di tipo attivo. Aggiungere la diversità di spazio alla nostra configurazione di base permette inoltre di utilizzare componenti ottiche di dimensioni ridotte, che consentono di aumentare sensibilmente la scalabilità rispetto ad architetture a singolo piano.

1.2 Architetture a singolo piano

In questo paragrafo verranno illustrate tre diverse alternative di implementazione dell'architettura a singolo piano proposte in letteratura [5]. Ogni soluzione utilizza esclusivamente elementi ottici passivi. Inoltre, per compensare alle alte perdite introdotte da tali componenti, viene proposto l'utilizzo di un amplificatore di tipo *Erbium-Doped Fiber Amplifier* (EDFA).

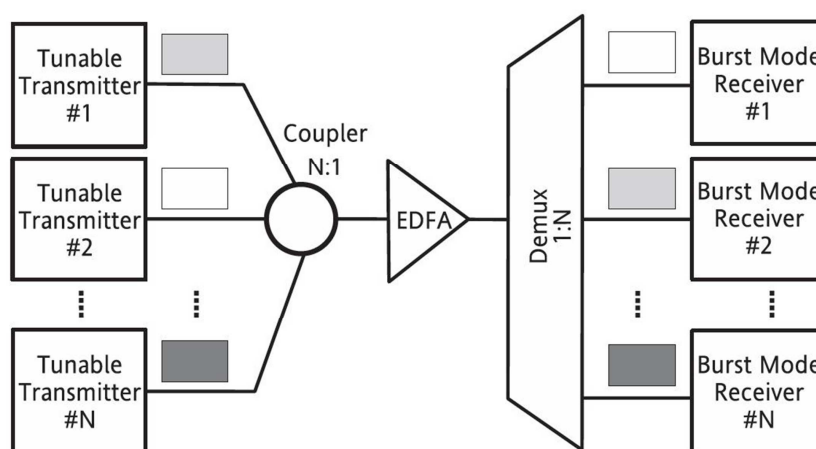


Figura 1.3: Architettura SCAD.

Single-plane Couple-Amplify-Demultiplex (SCAD) La soluzione è mostrata in Fig. 1.3 e si compone di :

- N trasmettitori tunabili;
- uno *star coupler* $N : 1$;
- un amplificatore EDFA;

- un *demultiplexer* $1 \times N$
- N ricevitori.

Lo *star coupler* ha il compito di aggregare tutti i segnali da inoltrare al *demultiplexer* il quale provvederà alla corretta ripartizione verso tutti i ricevitori mediante opportuni filtraggi.

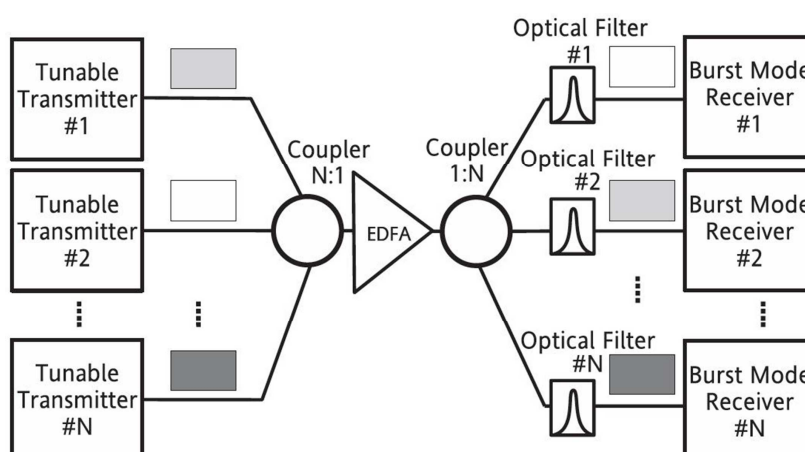


Figura 1.4: Architettura SCAS.

Single-plane Couple-Amplify-Split (SCAS) La soluzione è mostrata in Fig. 1.4 e si compone di :

- N trasmettitori sintonizzabili;
- uno *star coupler* $N : 1$;
- un amplificatore EDFA;
- uno *star coupler* $1 : N$
- N filtri ottici, uno per ogni ricevitore
- N ricevitori.

Lo *star coupler* ha il compito di aggregare tutti i segnali che una volta amplificati vengono inoltrati al circuito di selezione dei ricevitori. Questo si basa sulla logica *broadcast and select*: il pettine WDM viene replicato in modo identico verso tutti i ricevitori (*broadcast*). Sarà compito del filtro posto a monte di ognuno

di essi a selezionare unicamente il canale destinato al ricevitore e scartare tutti gli altri (*select*).

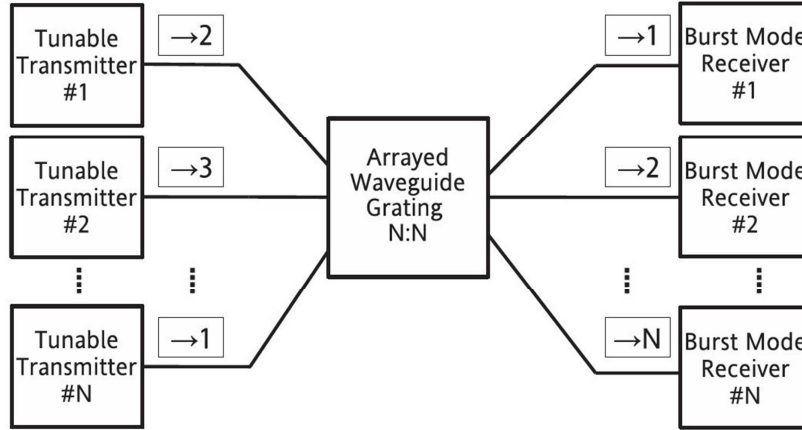


Figura 1.5: Architettura SWR.

Single-plane Wavelength-Routing (SWR) La soluzione mostrata in Fig. 1.5 si differisce dalle precedenti per la mancanza dell'elemento amplificante e si compone di :

- N trasmettitori sintonizzabili;
- un *Arrayed Waveguide Grating* (AWG) $N \times N$;
- N ricevitori.

L'AWG è una componente ottica passiva ampiamente descritta nell'Ap. A. Le proprietà cicliche della sua funzione di trasferimento consentono l'instradamento dei pacchetti generati dai trasmettitori, utilizzando come grandezza discriminativa la lunghezza d'onda del segnale. Mentre nelle architetture precedenti ad ogni ricevitore veniva associata un'unica λ , nel caso di SWR la lunghezza d'onda da assegnare al trasmettitore per raggiungere un determinato ricevitore dipende dalle loro posizioni reciproche nell'architettura. Questa proprietà consente a livello teorico la possibilità che tutti i trasmettitori trasmettano verso tutti i ricevitori contemporaneamente, senza alcun rischio di contese di lunghezze d'onda.

Per l'analisi dettagliata della componenti viste nelle soluzioni appena presentate si rimandi ai capitoli successivi, in cui verranno discusse le architetture da noi proposte.

1.3 Architetture multipiano

Le architetture a singolo piano descritte nel precedente paragrafo possono essere estese al caso multipiano semplicemente aggiungendo al sistema un circuito in grado di gestire la diversità spaziale. In particolare si avverte la necessità di un dispositivo, attivo o passivo, che riesca ad indirizzare i canali WDM provenienti dai trasmettitori verso i corretti piani di ricezione. Tale situazione è descritta in Fig. 1.6.

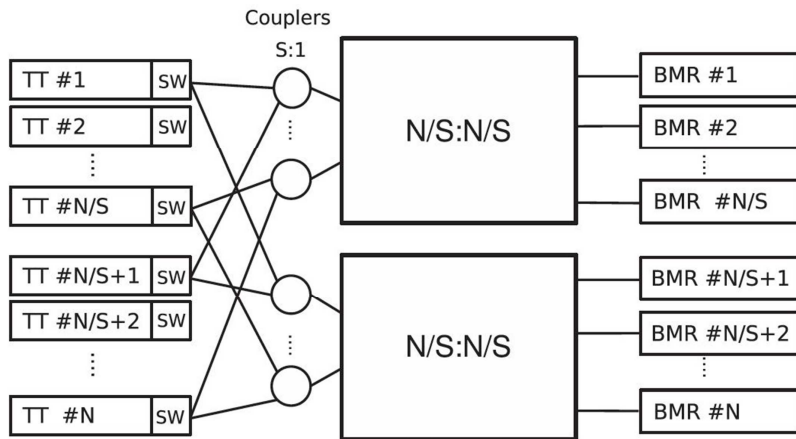


Figura 1.6: Configurazione multipiano generale.

Gli N trasmettitori e ricevitori vengono divisi in S gruppi, rappresentanti i diversi piani di commutazione, di N/S elementi ciascuno. Le interconnessioni vengono anch'esse suddivise sui diversi piani di *switching* ed in particolare saranno presenti S componenti per la discriminazione dei piani ed altrettante S per la selezione dei ricevitori all'interno di uno stesso piano. Sorvoliamo per il momento sulla tipologia dei dispositivi addetti alla commutazione spaziale, che vedremo essere caratteristici di ogni singola architettura. Notiamo che per ogni piano di ricezione viene a ricrearsi la situazione monopiano, in cui N/S trasmettitori devono essere connessi con altrettanti N/S ricevitori. È facile intuire che questi blocchi $N/S : N/S$ possano essere implementati dai sistemi a singolo piano discussi in precedenza, come ad esempio mostrato in Fig.1.7.

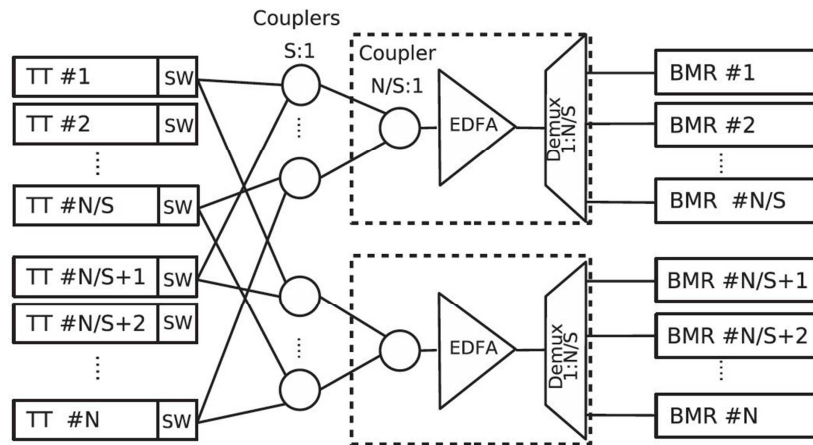


Figura 1.7: *Architettura MCAD.*

Da queste interazioni nascono quindi le seguenti architetture multipiano:

- *Multiplane Couple-Amplify-Demultiplex* (MCAD);
- *Multiplane Couple-Amplify-Split* (MCAS);
- *Multiplane Wavelength-Routing* (MWR).

Capitolo 2

Modello per l'analisi di scalabilità

In questo capitolo forniremo un modello per l'analisi della scalabilità delle architetture multipiano proposte nel Capitolo 1. In particolare, dopo una breve introduzione sulla topologia generale di tali architetture, verranno discussi i vari fattori di *impairment* introdotti dai vari dispositivi che le compongono fino ad arrivare ad un'analisi dettagliata del principale fattore penalizzante di questo tipo di architetture, ossia il *crosstalk*. Verrà infine descritto il modello generale utilizzato per tutte le analisi di scalabilità effettuate in questo lavoro di tesi.

2.1 Descrizione dell'architettura

Nel Cap. 1 sono state brevemente presentate architetture di commutazione sia a singolo piano che multipiano presenti in letteratura. Ora focalizzeremo la nostra attenzione su sistemi basati su più piani di ricezione ed in particolare sul modello mostrato in Fig. 2.1.

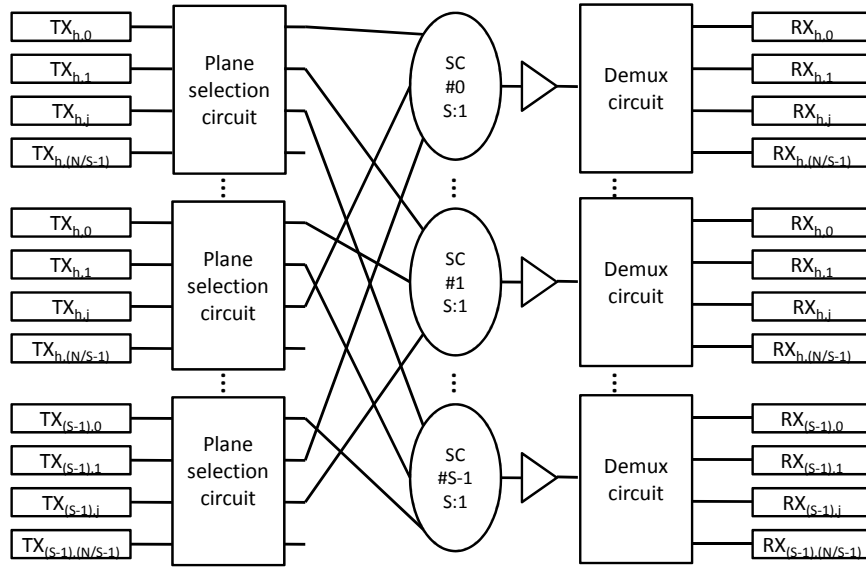


Figura 2.1: Configurazione multipiano generale sottoposta ad analisi.

Gli N trasmettitori sono suddivisi in S gruppi, dove S è il numero di piani di commutazione; in ogni piano sono presenti N/S trasmettitori connessi alle porte d'ingresso del circuito per la selezione del piano. Le proprietà di instradamento di tale circuito consentono ad ogni trasmettitore di selezionare la porta di uscita corrispondente al piano in cui si trova il ricevitore che si vuole raggiungere; ognuna delle uscite del selettore è quindi collegata ad uno degli S *coupler* necessari per rendere possibile la connessione tra trasmettitori e ricevitori di piani diversi. A valle dei coupler, che raccolgono i segnali provenienti dai diversi piani di trasmissione, avvengono infine una fase di amplificazione tramite EDFA e una fase di *demultiplexing* che separa i canali diretti ai ricevitori dello stesso piano.

2.2 Fattori di *power penalty*

La caratterizzazione dei dispositivi ottici utilizzati nell'architettura illustrata è essenziale per analizzarne le prestazioni. Sebbene gli effetti che è opportuno tenere in considerazione abbiano diverse origini è in prima approssimazione possibile, come descritto in [8], tradurne l'impatto sul sistema in termini di *power penalty*. In particolare il modello che abbiamo utilizzato prende in considerazione fattori importanti quali *insertion loss*, *excess loss*, *uniformity*, *polarization dependency* e *crosstalk*.

Indichiamo come *insertion loss* le perdite totali di potenza causate da vari effetti nei dispositivi. Particolarmente importanti sono le perdite nei componenti in cui avvengono processi di *splitting* e quindi nel caso descritto nel circuito selettore del piano, nei *coupler* e nei *demultiplexer*; ovviamente dobbiamo inoltre tenere in considerazione anche eventuali imperfezioni nei materiali utilizzati e difetti di fabbricazione, che solitamente danno origine al fenomeno dello *scattering*. Frequentemente si usa includere nell'*insertion loss* anche contributi dovuti ad altri effetti non ideali, cui ci si riferisce anche con il termine *excess loss*.

A causa dell'elevata banda totale che è spesso sfruttata in dispositivi con un numero elevato di porte (e di lunghezze d'onda utilizzate), è frequente ottenere coefficienti di trasmissione ingresso-uscita diversi, che corrispondono a condizioni di propagazione diverse. In dettaglio, per lunghezze d'onda distanti tra loro la potenza massima trasmessa subisce variazioni dell'ordine di alcuni decimi di dB, ma possono anche superare 1 dB se consideriamo le lunghezze d'onda nel mezzo della funzione di trasferimento del dispositivo e quelle agli estremi. Questo valore è solitamente indicato nei *datasheet* come uniformità di banda o *uniformity* e in alcuni casi viene trattato come una variazione dell'*insertion loss* per le diverse lunghezze d'onda. Inoltre la luce subisce attenuazioni diverse anche in base allo stato di polarizzazione; in genere le perdite dovute a questo fenomeno sono piuttosto limitate, normalmente hanno valori intorno a 0.5-1 dB.

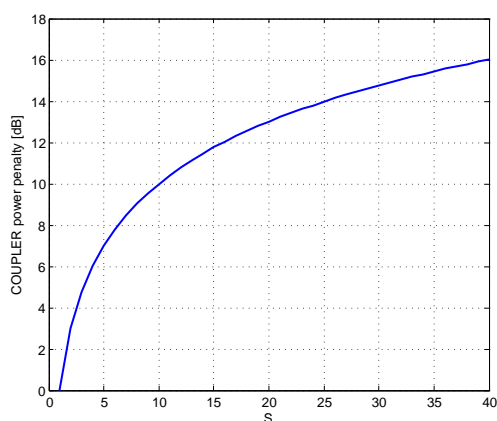


Figura 2.2: *Power penalty coupler in funzione del numero n di ingressi del coupler.*

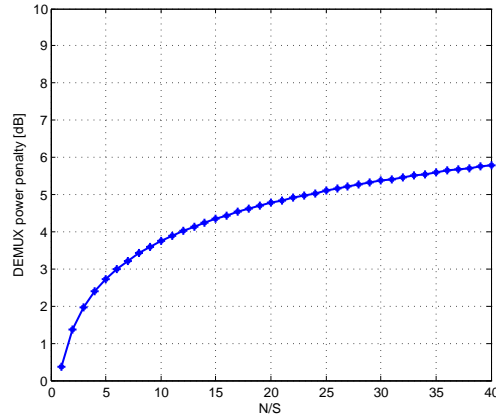


Figura 2.3: *Power penalty demultiplexer in funzione del numero di canali.*

Traducendo l'impatto di questi effetti in *power penalty* in funzione del numero di porte dei dispositivi utilizzati, possiamo affermare che per quanto riguarda *coupler* e *demultiplexer* il contributo più importante è l'*insertion loss*, che provoca un aumento logaritmico delle perdite all'aumentare del numero di ingressi. Nel caso dei *coupler* a n porte impiegati nell'architettura, il processo di *splitting* della potenza in ingresso origina un valore teorico minimo per le perdite che è legato al numero di porte dalla relazione:

$$L_{COU}(n)|_{dB} = 10 \log(n) \quad (2.1)$$

cui aggiungiamo un margine di 2 dB per considerare anche gli effetti minori; per i *demultiplexer* invece, analizzando i dati provenienti da numerosi *datasheet*, abbiamo ricavato una stima dell'andamento totale delle *power penalty*, che può essere approssimato, in funzione del numero n di canali da separare, dalla curva di equazione:

$$L_{DEM}(n)|_{dB} = 1.03 + 3.8549 \ln(n) \quad (2.2)$$

Due esempi dell'andamento delle *power penalty* totali per i due dispositivi sono rappresentati rispettivamente in Fig. 2.2 e in Fig. 2.3.

Nel circuito di selezione del piano invece la causa principale del degrado delle prestazioni è senza dubbio il *crosstalk*; vista l'importanza di questo effetto è utile capirne l'origine e descriverlo in modo più approfondito.

2.3 Il *crosstalk*

Una prima semplice definizione di *crosstalk* potrebbe essere quella di quantità di potenza indesiderata presente, ad una delle uscite di un dispositivo e dovuta a segnali diversi da quello utile. 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:

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

in cui è evidente che il valore ha origine da due contributi distinti. Tali contributi sono relativi ai canali adiacenti e non adiacenti ed hanno valori che possono essere sensibilmente diversi in quanto i picchi delle funzioni di trasferimento relativi a lunghezze d'onda contigue si sovrappongono in modo maggiore rispetto a quelli di lunghezze d'onda più distanziate. Possiamo sintetizzare l'Eq. 2.3 in:

$$X(N) = 2X_A + (N - 3)X_N \quad (2.4)$$

dove X_A e X_N sono il rapporto tra potenza del rumore e potenza utile rispettivamente per i canali spettralmente adiacenti e per quelli non adiacenti. Va precisato che in questi esempi il concetto di adiacenza rientra esclusivamente nel dominio delle frequenze. Non viene quindi considerata alcun tipo di adiacenza spaziale tipica di dispositivi come gli AWG, la quale verrà analizzata nel dettaglio nel Cap. 3, quando un'architettura di interconnessione basata su queste componenti verrà presentata. Il valore $X(N)$ è quindi in questo caso una grandezza adimensionale. È utile introdurre questi due parametri dal momento che solitamente nei *datasheet* li troviamo descritti da due valori distinti e molto diversi tra loro, ma soprattutto perchè questi hanno un peso differente sulle prestazioni del dispositivo e dell'architettura in cui è inserito, in particolare per quanto riguarda la scalabilità.

Per comprendere meglio il fenomeno è indispensabile descrivere in modo più approfondito anche un'altra classificazione, quella in *crosstalk* in banda e *crosstalk* fuori banda.

2.3.1 *Crosstalk* fuori banda

Il *crosstalk* fuori banda, 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 ad esempio utilizziamo un dispositivo con N ingressi e N uscite e con i canali a lunghezze d'onda $\lambda_1 \dots \lambda_N$ presenti all'ingresso M , all'uscita M troveremo il segnale su λ_M e una parte di potenza indesiderata dovuta ai contributi degli altri $N - 1$ segnali con λ_N diversa da λ_M ; in Fig. 2.4 è riportata tale situazione nel caso in cui tale dispositivo sia rappresentato da un *demultiplexer*.

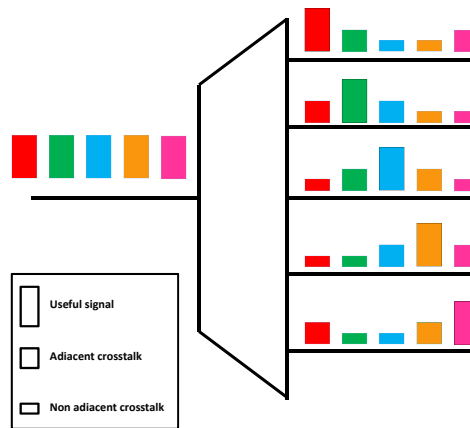


Figura 2.4: *Crosstalk* fuori banda nel caso di un demultiplexatore.

Un *photodetector* collocato dopo questa uscita vedrebbe quindi una potenza ottica totale:

$$P = P_M + \sum_{N \neq M} T_{MN} P_N \quad (2.5)$$

dove P_M è la potenza del segnale su λ_M , P_N quella del generico segnale su λ_N diversa da λ_M e T_{MN} la trasmittività della nostra componente relativa a λ_N .

Per valutare l'impatto di questo tipo di *crosstalk* prendiamo in considerazione la *power penalty* indotta, cioè la quantità di potenza di segnale aggiuntiva necessaria al ricevitore affinché questo possa operare senza risentire dell'effetto del *crosstalk*. La fotocorrente I prodotta è:

$$I = R_M P_M + \sum R_N T_{MN} P_N = I_S + I_X \quad (2.6)$$

dove $R_M = \eta_M q / h \nu_M$ è la *responsivity* del *photodetector* alla lunghezza d'onda λ_M , che per semplicità considereremo costante al variare di M (la *responsivity* è quindi indipendente dalla λ ricevuta). Il primo termine I_S indica la fotocorrente prodotta per effetto del segnale utile, mentre il secondo I_X indica il contributo del *crosstalk* sulla fotocorrente totale ricevuta I .

Un semplice approccio per calcolare le *power penalty* è basato sull'analisi del diagramma ad occhio. L'occhio raggiunge l'apertura minima nel caso peggiore, cioè quando I_X è massimo; per garantire le prestazioni minime richieste per il sistema I_S deve quindi aumentare. Supponiamo che I_X debba essere aumentata di un fattore δ_X : il valore di corrente di picco, che corrisponde al valore massimo dell'occhio, sarà $I_1 = \delta_X I_S + I_X$ e la soglia di decisione può essere posta a metà di tale valore, quindi $I_D = I_1/2$. L'apertura dell'occhio misurata da I_D al valore massimo può essere mantenuta al livello originario che si avrebbe senza *crosstalk*, cioè $I_S/2$, se:

$$(\delta_X I_S + I_X) - I_X - \frac{1}{2}(\delta_X I_S + I_X) = \frac{1}{2} I_S \quad (2.7)$$

o quando $\delta_X = 1 + I_X/I_S$. La quantità δ_X rappresenta quindi la *power penalty* per l' M -simo canale. Utilizzando i termini I_X e I_S dell'Eq. 2.6, δ_X può essere espresso in dB nella forma:

$$\delta_X = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{\sum_{N \neq M} R_N T_{MN} P_N}{R_M P_M} \right) \quad (2.8)$$

Se consideriamo la potenza di picco costante per tutti i canali e la *responsivity* del fotorivelatore indipendente da λ otteniamo l'approssimazione:

$$\delta_X \approx 10 \log_{10}(1 + X) \quad (2.9)$$

dove $X = \sum T_{MN}$ è una misura del *crosstalk* totale fuori banda, ossia la frazione di potenza indesiderata presente all'uscita e relativa ai segnali a λ diverse dalla lunghezza d'onda del segnale utile, in questo caso λ_M .

Tale valore può essere ottenuto dalla Eq. 2.4, in cui come valori tipici per *crosstalk* adiacente e non adiacente possono essere usati quelli generalmente riportati nei *datasheet* di prodotti in commercio [9] [10] [11] [12].

Se utilizziamo valori di -25 dB e -30 dB rispettivamente per esprimere i contributi al *crosstalk* dei canali adiacenti e non adiacenti otteniamo, in funzione del numero di canali N , l'andamento in Fig. 2.5.

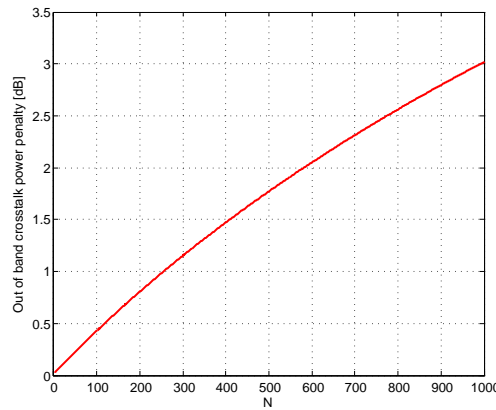


Figura 2.5: Power penalty causate da *crosstalk* fuori banda per $X_A = -25$ dB e $X_N = -30$ dB.

Risulta quindi chiaro che, sebbene sia vero che le *penalty* introdotte da questo tipo di *crosstalk* aumentino col numero di canali, il loro effetto finale sulle prestazioni può essere ritenuto considerevole solo per valori di N molto elevati, lontani da quelli tipici raggiunti con le tecnologie attuali dalle componenti ottiche integrate. Ipotizzando miglioramenti tecnologici possiamo osservare, come riportato in Fig. 2.6, che se avessimo a disposizione un dispositivo con $X_A = -30$ dB e $X_N = -40$ dB, l'effetto del *crosstalk* fuori banda diventerebbe praticamente trascurabile per qualsiasi valore di N che possiamo ritenere ad oggi realistico.

Inoltre, vista la natura di questo fenomeno, è teoricamente possibile pensare di rimuovere le componenti di segnale alle lunghezze d'onda indesiderate mediante azioni di filtraggio.

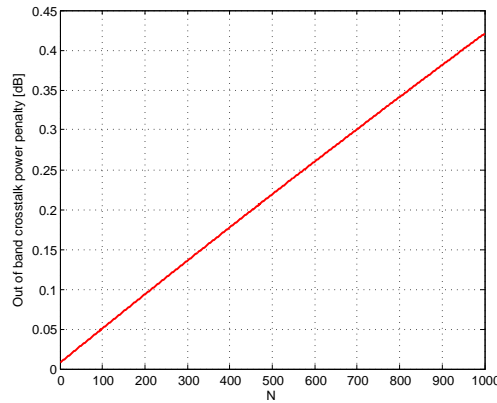


Figura 2.6: Power penalty causate da crosstalk fuori banda per $X_A = -30$ dB e $X_N = -40$ dB.

2.3.2 Crosstalk in banda

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. Questa è una condizione di lavoro tipica di alcuni componenti ottici passivi come ad esempio l'AWG (*Arrayed Waveguide Grating*), da noi utilizzato nell'architettura presentata nel Cap.3 ed analizzato in dettaglio nell'Ap. A. Per comprendere la natura del *crosstalk* coerente, consideriamo a titolo di esempio un AWG $N \times N$ in cui ad ogni ingresso è presente la stessa combinazione di N possibili segnali aventi diversa λ (in Fig. 2.7 è mostrato il caso in cui $N = 3$). 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.

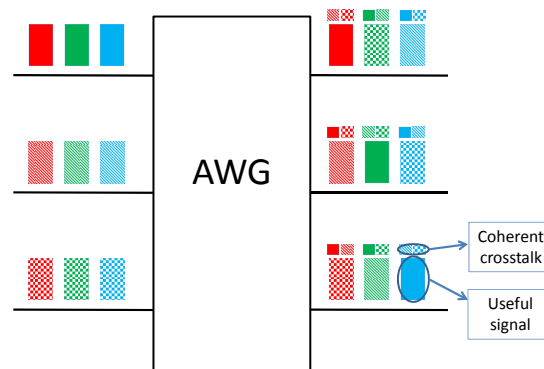


Figura 2.7: Crosstalk in banda nel caso di AWG in configurazione router

Questa situazione, origine del *crosstalk* in banda, è particolarmente comune quando l'AWG viene utilizzato come *router*, mentre ha un'importanza molto minore, se non addirittura nulla, negli utilizzi come *multiplexer* e *demultiplexer*.

Il campo totale, incluso il *crosstalk* in banda, può essere espresso da:

$$E_M(t) = \left(E_M + \sum_{N \neq M} E_N \right) \exp(-j\omega_M t) \quad (2.10)$$

in cui E_M è il segnale utile e $\omega_M = 2\pi c/\lambda_M$ rappresenta la frequenza corrispondente alla lunghezza d'onda λ_M , dove c è la velocità della luce nel vuoto. Per determinare l'impatto del *crosstalk* in banda, cioè le *power penalty*, ricaviamo nuovamente la fotocorrente prodotta, che si può approssimare come:

$$I(t) = RP_M(t) + 2R \sum \sqrt{P_M(t)P_N(t)} \cos(\phi_M(t) - \phi_N(t)) \quad (2.11)$$

dove $P_N = |E_N|^2$ e $\phi_N(t)$ sono rispettivamente la potenza e la fase dei contributi interferenti. Normalmente si ha $P_N \ll P_M$ 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:

$$I(t) = R(P_M + \Delta P) \quad (2.12)$$

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:

$$\sigma^2 = \sigma_S^2 + \sigma_T^2 + \sigma_I^2 \quad (2.13)$$

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 introdotto, esprimibile come:

$$\sigma_I = R \langle (\Delta P^2) \rangle^{1/2} = RP r_X \quad (2.14)$$

Il parametro r_X è una misura del livello di rumore presente nel segnale incidente sul fotorivelatore, che possiamo esprimere nella forma:

$$r_X^2 = \langle (\Delta P)^2 \rangle / P_M^2 = X(N - 1) \quad (2.15)$$

e $X = P_N/P_M$ è il livello di *crosstalk* in banda, calcolato per le $N - 1$ sorgenti. Le *power penalty* si possono ricavare come l'incremento δ_X di potenza utile P_M necessario per mantenere un determinato BER quando $r_X \neq 0$:

$$\delta_X = 10 \log_{10}[P_M(r_X)/P_M(0)] = -10 \log_{10}(1 - r_X^2 Q^2) \quad (2.16)$$

in cui Q è il fattore di qualità che corrisponde a un certo BER ($Q = 6$ corrisponde a BER= 10^{-9} e $Q = 7$ a BER= 10^{-12}).

Se utilizziamo, come per il *crosstalk* fuori banda, i valori $X_A = -25$ dB e $X_N = -30$ dB otteniamo gli andamenti rappresentati in Fig. 2.8 e in Fig. 2.9 per $Q = 6$ e $Q = 7$.

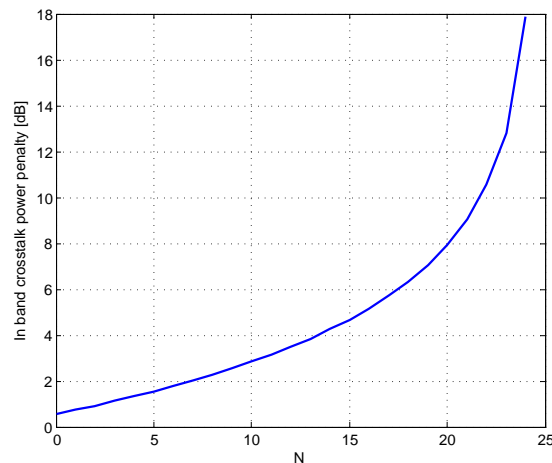


Figura 2.8: Power penalty causate da crosstalk in banda per $Q = 6$, $X_A = -25$ dB e $X_N = -30$ dB.

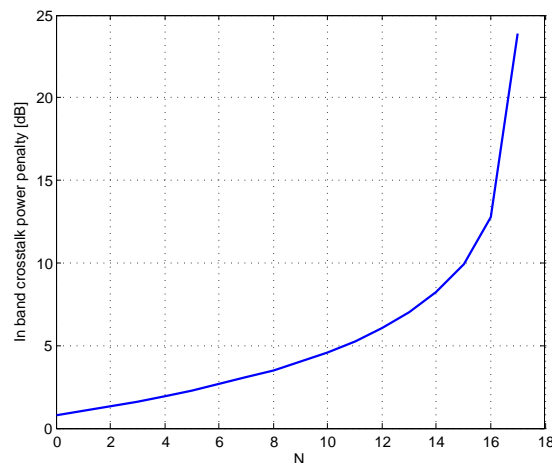


Figura 2.9: Power penalty causate da crosstalk in banda per $Q = 7$, $X_A = -25$ dB e $X_N = -30$ dB.

Appare subito evidente come la presenza di *crosstalk* in banda possa rappresentare un forte limite alla scalabilità di un sistema, ma soprattutto come le prestazioni subiscano un peggioramento molto pesante anche per un numero di canali basso.

È necessario però sottolineare due concetti fondamentali:

- il problema del *crosstalk* in banda può essere superato evitando di utilizzare più volte le stesse lunghezze d'onda (si può anche pensare di riutilizzare la stessa λ in un numero ridotto di trasmettitori tollerando un peggioramento nelle prestazioni, ma aumentando il numero di canali gestibili);

- è lecito pensare che siano possibili sviluppi tecnologici che consentano di ottenere sistemi con caratteristiche trasmissive migliori di quelli oggi disponibili.

In questo senso è interessante osservare (Fig. 2.10) come cambierebbero le *power penalty* indotte se riuscissimo ad avere, come già ipotizzato per il *crosstalk* fuori banda, $X_A = -30$ dB e $X_N = -40$ dB.

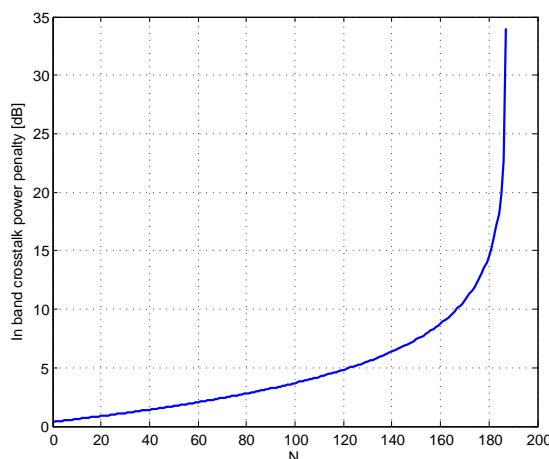


Figura 2.10: *Power penalty causate da crosstalk in banda per $Q = 7$, $X_A = -30$ dB e $X_N = -40$ dB.*

Va infine precisato che a differenza del *crosstalk* fuori banda, i contributi di *crosstalk* coerente non possono in alcun modo essere attenuati mediante successivi filtraggi del segnale. Così facendo infatti, si filtrerebbe anche il segnale utile, dato che per definizione le due componenti viaggiano sulla stessa lunghezza d'onda. L'unico sistema per abbattere questo tipo di *crosstalk* è quindi quello di utilizzare lunghezze d'onda differenti per ogni trasmettitore.

2.4 Analisi delle prestazioni - descrizione del modello utilizzato

Dopo aver introdotto i fattori considerati per determinare l'impatto dei diversi dispositivi sull'architettura considerata, descriviamo adesso i criteri con cui abbiamo condotto l'analisi e calcolato le prestazioni.

La struttura è stata modellizzata utilizzando alcuni parametri in ingresso fissi e facendo variare quelli di cui vogliamo conoscere l'effetto. Andando con ordine

partiamo dai trasmettitori: abbiamo utilizzato il valore $P_{TX} = 3$ dBm per la potenza trasmessa, ricavato considerando valori tipici di potenza dei laser tunabili dell'ordine dei 10 dBm e perdite dovute a modulazione, *insertion loss* e altri fattori stimate in 6-7 dB [5].

Il primo parametro variabile che abbiamo introdotto è il rapporto segnale-rumore in trasmissione, $OSNR_{TX}$ (con densità spettrale di rumore supposta per semplicità gaussiana e uniforme in tutte le bande considerate [5]). Le prestazioni dell'architettura e in particolare il *throughput* complessivo sono stati calcolati per valori di $OSNR_{TX}$ compresi tra 40 dB, valore realistico e 80 dB, valore che per la tecnologia attuale possiamo considerare puramente ideale, a intervalli di 5 dB.

Per quanto riguarda gli amplificatori EDFA abbiamo supposto che operino in regime di saturazione e che il segnale in uscita presenti un potenza di saturazione totale costante $P_T = 17$ dBm con una figura di rumore $NF = 5$ dB. Chiaramente più che la potenza totale in uscita, noi siamo interessati alla potenza di uscita di ogni singolo segnale che raggiungerà un determinato ricevitore. Tale grandezza, che indichiamo con P_C , dipende dal numero di canali in ingresso all'EDFA (N/S quando sono tutti attivi contemporaneamente) e, supponendo che la potenza totale sia uniformemente divisa, si ricava quindi semplicemente dalla relazione:

$$P_C|_{dBm} = P_E|_{dBm} - 10 \log(N/S)|_{dB} \quad (2.17)$$

dove P_E è la potenza in uscita dall'EDFA. Per valutare le prestazioni dell'architettura abbiamo imposto due vincoli che devono necessariamente essere soddisfatti:

- la potenza in arrivo a un singolo ricevitore deve essere maggiore della sua *sensitivity*;
- il rapporto segnale-rumore totale, comprendente anche il rumore ASE originato negli EDFA, deve essere sufficientemente elevato.

Per quanto riguarda il primo vincolo occorre ricavare la potenza in arrivo ad ogni ricevitore e definire la sua *sensitivity*. Abbiamo supposto un BER target pari a 10^{-12} , per questo valore i migliori ricevitori a 10 Gb/s in commercio oggi hanno un valore

tipico di *sensitivity* intorno ai -26 dBm quindi, usando il modello proposto in [13] per ricavarne la dipendenza dal bit rate abbiamo definito:

$$P_S(R_b)|_{dBm} = -26 + 13.5 \log(R_b/10) \quad (2.18)$$

in cui è R_b il *bit rate* espresso in Gb/s. Il vincolo sulla potenza in arrivo al ricevitore sarà quindi:

$$P_C|_{dBm} - L_{DEM}(N/S)|_{dB} - \mu \geq P_S|_{dBm} \quad (2.19)$$

in cui $L_{DEM}(N/S)$ è un termine che rappresenta le perdite introdotte dal *demultiplexer* e μ un ulteriore margine.

Passando al secondo vincolo, abbiamo imposto come rapporto segnale rumore target il valore comunemente accettato $T_{OSNR} = 17$ dB e il vincolo da verificare è quindi:

$$P_C|_{dBm} - P_N|_{dBm} - \mu \geq T_{OSNR}|_{dB} \quad (2.20)$$

La potenza totale del rumore P_N a valle degli EDFA varia da architettura ad architettura, ma in generale può essere ricavata calcolando la densità spettrale del rumore in uscita N_O^E , che si ottiene da:

$$N_O^E = N_I^E A + h\nu(A - 1)NF \quad (2.21)$$

dove N_I^E è la densità spettrale di rumore in ingresso all'EDFA, A è il guadagno dell'EDFA, h è la costante di Planck e ν è la frequenza ottica. Per ricavare il valore di P_N basta integrare l'Eq. 2.21 su una banda che abbiamo considerato di ampiezza pari al *bit rate*.

Per le architetture in esame la densità spettrale del rumore all'ingresso degli ED-FA N_I^E è esprimibile come la densità spettrale di rumore dopo l'attraversamento del circuito di selezione del piano e degli accoppiatori. In generale essa può essere calcolata usando la relazione:

$$N_I^E = N_{TX} \frac{C}{L_{SP}(N/S)L_{COU}(S)} \quad (2.22)$$

in cui N_{TX} è la densità spettrale di potenza del rumore in uscita dai trasmettitori, L_{SP} è la perdita subita dal segnale dovuta all'attraversamento del circuito di selezione del piano e C è un coefficiente che tiene conto dell'effetto di accumulo di rumore che si ottiene attraversando i dispositivi che compongono il sistema. Essendo l'Eq. 2.22 fortemente dipendente dal tipo di architettura, verrà di volta in volta specificata nei capitoli successivi in cui saranno presentate nel dettaglio le nostre soluzioni realizzative di questi sistemi di commutazione passivi.

Capitolo 3

Architettura di interconnessione passiva basata su AWG

Nei Cap. 1 e 2 sono stati discussi i problemi legati alla realizzazione di sistemi di commutazione ad alta capacità e presentata una panoramica sulle possibili implementazioni ottiche. In questo capitolo introdurremo un'architettura di interconnessione multipiano passiva basata sugli *Arrayed Waveguide Grating*, più comunemente detti AWG [14], prendendo come base di partenza i lavori proposti in [8, 15–17]. In quanto architettura completamente passiva, l'unica grandezza discriminante per la commutazione è la lunghezza d'onda con la quale i trasmettitori tunabili trasmettono informazione. In particolare, affronteremo il problema dividendolo in due aree ben distinte: la parte del circuito ottico che gestisce la selezione del piano di ricezione da parte dei trasmettitori e quella invece addetta alla discriminazione, all'interno di un piano, di uno specifico ricevitore. Presenteremo poi l'architettura completa come unione delle due parti analizzando diverse soluzioni per quanto riguarda la selezione dei ricevitori nel piano e introducendo un modello matematico per la stima del caso pessimo. Infine confronteremo i risultati ottenuti dalla nostra stima con quelli forniti da un simulatore analitico da noi realizzato. Per informazioni dettagliate sul funzionamento e la tecnologia su cui si basano gli AWG, si faccia riferimento all'Ap.

A.

3.1 Selezione del piano

La componente circuitale addetta alla selezione del piano di ricezione ha un'importanza fondamentale nel funzionamento di architetture di interconnessione multipiano. In modo particolare si necessita di un circuito in grado di leggere l'unica grandezza discriminante di queste architetture, ovvero la lunghezza d'onda di trasmissione, ed indirizzare di conseguenza il segnale verso il piano di ricezione opportuno. A tale scopo si prestano molto i così detti *Arrayed Waveguide Grating*. Gli AWG sono dispositivi ottici passivi caratterizzati da un numero M di porte di ingresso e un numero N di porte di uscita, il cui funzionamento è spiegato nel dettaglio nell'Ap. A. Questa componente si presta a numerose applicazioni nel campo dell'ottica integrata e delle telecomunicazioni, tra cui quelle per noi fondamentali di *multiplexer/demultiplexer* e di *router*. Mentre per la prima è previsto l'utilizzo di una sola porta di ingresso dell'AWG a fronte di tutte le N porte di uscita, la seconda prevede l'utilizzo di tutte le $M \times N$ porte del dispositivo. Quest'ultima configurazione si adatta molto ai nostri scopi in quanto permette di utilizzare per ogni piano di trasmissione un unico AWG costituito da N/S ingressi, uno per ogni trasmettitore del piano, e S uscite, una per ogni piano di ricezione. In realtà, nella maggior parte dei casi, sono disponibili in commercio AWG con un numero di ingressi pari al numero di uscite quindi, non avendo la nostra architettura alcun vincolo di relazione tra i valori di N/S ed S , utilizzeremo sempre per ogni piano di trasmissione AWG di dimensioni $\max\{N/S, S\} \times \max\{N/S, S\}$. Per renderci realmente conto dell'utilità di questi dispositivi in un sistema di commutazione multipiano, basta osservare la funzione di trasferimento di un AWG $N \times N$ con $N = 4$ in configurazione *router* riportata in modo semplificato in Fig. 3.1.

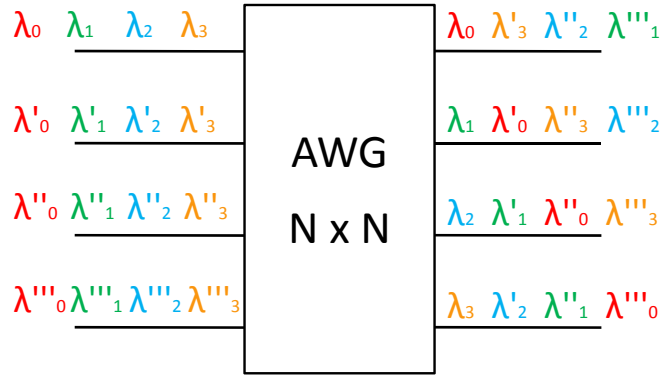


Figura 3.1: Schema ingresso/uscita di un AWG in configurazione router.

È importante notare che fissato un ingresso i ed una lunghezza d'onda k , l'AWG identifica univocamente per quel canale una porta di uscita j secondo la relazione:

$$j = i + k(\text{mod } N) \quad (3.1)$$

La 3.1 mette in luce un aspetto molto importante, ossia che oltre la lunghezza d'onda, anche la porta di ingresso è una grandezza discriminante per stabilire l'uscita dei canali trasmessi. Questo fa sì che gli N/S trasmettitori raggiungano lo stesso piano di ricezione con lunghezze d'onda differenti. Sempre facendo riferimento a Fig. [3.1], si nota la possibilità di settare ciascun trasmettitore sulla medesima lunghezza d'onda senza che queste vadano a collidere sulla stessa uscita. La cosa rende questo tipo di componente soggetto, oltre che al *crosstalk* non coerente sempre presente in strutture di demultiplazione, anche al *crosstalk* di tipo coerente, componente quest'ultima che limita fortemente la scalabilità. In realtà analizzando la letteratura in materia, ci accorgiamo subito che nella maggior parte dei lavori si suppone di dover utilizzare gli AWG solamente con funzione di *multiplexer/demultiplexer*, dove cioè il problema del *crosstalk* coerente non sussiste, e laddove invece si studiano architetture in cui l'AWG ha funzionalità di *router*, la scalabilità non viene quasi mai presa in considerazione; vengono presentate di fatti strutture in cui raramente gli AWG utilizzati hanno più di 16-20 porte. Va precisato però che, ipotizzando in modo ragionevole che ogni trasmettitore possa comunicare con al più un ricevitore alla volta, in ogni ingresso dell'AWG sarà presente al massimo un solo canale, quindi i contributi di *crosstalk* che si vengono a creare saranno decisamente minori di quelli riscontrati in letteratura per un AWG con funzione di *router* e proposti in [14]. Per un'analisi approfondita

di quali siano questi contributi e come vadano ad impattare sulle prestazioni della nostra architettura, si rimandi al Par. 3.5.

Concludendo, gli AWG da noi utilizzati per la selezione dei piani di ricezione saranno caratterizzati dai seguenti parametri:

- Dimensione: $\max \{N/S, S\} \times \max \{N/S, S\}$;
- FSR: $\max \{N/S, S\} \cdot \Delta\lambda$.

dove il *FSR* rappresenta la periodicità delle singole funzioni di trasferimento ingresso-uscita dell'AWG, mentre $\Delta\lambda$ è la spaziatura dei canali WDM in ingresso. Definendo la dimensione dell'AWG come $D = \max \{N/S, S\}$, dimensionare tale componente secondo le regole sopracitate implica che i canali provenienti dallo stesso trasmettitore e diretti verso diversi ricevitori dello stesso piano saranno spazati di una quantità pari a $D \cdot \Delta\lambda$. All'interno di questo *range*, rientrano tutte le possibili lunghezze d'onda ricevibili dal singolo ricevitore. Analizziamo ancora una volta l'esempio mostrato in Fig. 3.1 in cui supponiamo essere $N/S = 4$, $S = 4$ e di conseguenza $D = 4$ e che ciascuna uscita dell'AWG serva N/S ricevitori. Prendendo come riferimento la prima uscita osserviamo che il *set* di lunghezze d'onda destinate al primo ricevitore di quel piano ha esattamente cardinalità D ed è compreso tra λ_0 e λ_3 . In particolare, tale ricevitore sarà raggiunto dal primo trasmettitore sulla λ_0 , dal secondo sulla λ_1 , dal terzo sulla λ_2 e dal quarto sulla λ_3 . Per raggiungere gli altri ricevitori del piano, bisogna ricorrere alla periodicità della funzione di trasferimento dell'AWG, trasmettendo quindi su un *set* di lunghezze d'onda appartenenti a *FSR* successivi. Per esempio, se il primo trasmettitore volesse creare una connessione con il secondo ricevitore di quel piano dovrebbe trasmettere sulla λ_4 , con il terzo sulla λ_8 e con il quarto sulla λ_{12} .

3.2 *Crosstalk* negli AWG e tecniche di riduzione

Nel paragrafo precedente abbiamo dato rilievo al fatto che il *crosstalk* possa essere un fattore molto limitante nella nostra architettura. Esistono tuttavia diversi approcci per ridurre il problema del *crosstalk* negli AWG. Si potrebbe pensare a soluzioni tecnologiche, come l'utilizzo di materiali diversi per la realizzazione del dispositivo, o a soluzioni architettoniche in grado di migliorare le prestazioni degli AWG.

Nei paragrafi che seguono, presenteremo alcune soluzioni di riduzione del *crosstalk* riscontrate in letteratura, senza però fare riferimento ad alcun lavoro in particolare, ma descrivendo brevemente alcuni principi che sono alla base della maggior parte di questi.

3.2.1 Ottimizzazione dell'uso delle porte di ingresso/uscita

Consideriamo una struttura in cui un AWG viene utilizzato come *router* per gestire un numero non elevato di canali (≤ 20). In una situazione di questo tipo potrebbe non essere necessario sfruttare architetture particolari per superare il problema del *crosstalk*, che può invece essere limitato ottimizzando l'uso delle porte di ingresso e di uscita del dispositivo.

Come mostrato in Fig. 3.2, supponendo di avere un AWG di dimensioni D e fissato un canale di ingresso di riferimento, questo sarà causa, sulle uscite diverse dalla sua, di $D - 1$ contributi di *crosstalk*, di cui due adiacenti e i restanti $D - 3$ non adiacenti. Vogliamo ora capire quantitativamente il peso di tali contributi.

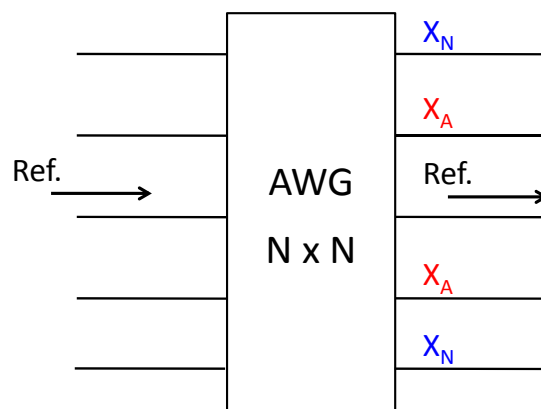


Figura 3.2: Crosstalk generato da un canale in ingresso all'AWG.

Supponiamo, come avviene in alcuni casi presenti in letteratura, di avere a disposizione un AWG caratterizzato dai valori $X_A = -25$ dB e $X_N = -30$ dB, oppure $X_A = -25$ dB e $X_N = -35$ dB. Da quanto si vede in Fig. 3.3, nel caso l'AWG debba gestire un numero di canali limitato, il *crosstalk* totale è fortemente influenzato da quello dei canali adiacenti, ovviamente in misura maggiore al diminuire del *crosstalk* non adiacente.

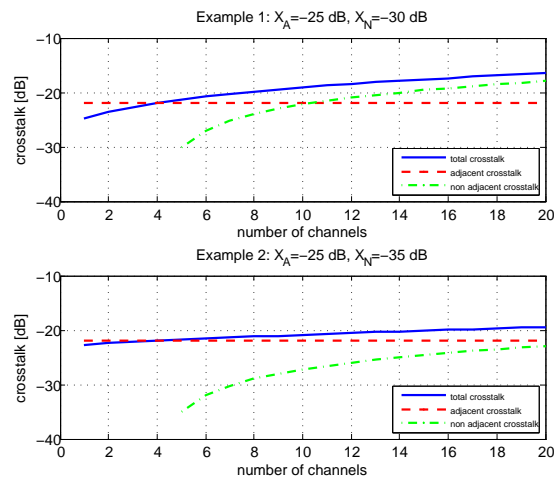


Figura 3.3: Influenza di X_A e di X_N sul crosstalk totale.

Una strategia semplicissima e piuttosto comune consiste nell'utilizzare AWG di dimensioni maggiori del necessario lasciando inutilizzate alcune porte [18]. In particolare lasciando isolate le porte di ingresso e di uscita (cioè usandole in modo alternato, ad esempio solo le porte pari o solo quelle dispari) si elimina il *crosstalk* adiacente. Se dobbiamo gestire un numero limitato di canali o se l'AWG utilizzato è già caratterizzato da un livello di *crosstalk* non elevato ottenuto in fase di progetto, la soluzione è utile in quanto i disturbi causati da segnali lontani hanno in genere un impatto ridotto in situazioni di questo tipo. Le architetture basate su AWG da noi analizzate presuppongono però l'utilizzo di grandi quantità di canali. Questo può essere visto come un problema per la strategia qui presentata, poichè all'aumentare del numero di canali il valore di *crosstalk* totale tende a quello di *crosstalk* non adiacente, mentre quello adiacente, anche se molto superiore, perde di importanza. Possiamo quindi affermare che questa soluzione da sola non risulta sufficiente per abbattere i livelli di *crosstalk* nella nostra architettura multipiano.

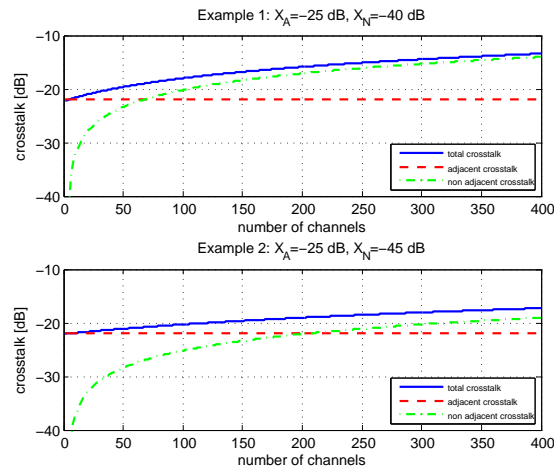


Figura 3.4: Influenza di X_A e di X_N sul crosstalk totale.

La situazione sopradescritta è rappresentata in Fig. 3.4. Pur supponendo di avere a disposizione AWG con *crosstalk* non adiacente pari a -40 dB e -45 dB, per valori di N superiori alle poche decine l’impatto di tale contributo è determinante su quello totale e raggiunge valori che possono rendere inaccettabili le prestazioni del dispositivo.

Nei paragrafi che seguono descriveremo altre tecniche che possono essere utilizzate per ridurre il *crosstalk*; abbiamo comunque ipotizzato di sfruttare la soluzione appena descritta, che indichiamo con $S1$, per avere un’idea dei miglioramenti che può consentire rispetto all’uso tradizionale di AWG.

3.2.2 Utilizzo di AWG in cascata

Abbiamo già visto come l’accumulo di *crosstalk* non adiacente all’aumentare del numero di canali limiti le prestazioni di un AWG; descriveremo ora come sia possibile sfruttare connessioni in cascata di più dispositivi per ridurre sensibilmente tale effetto.

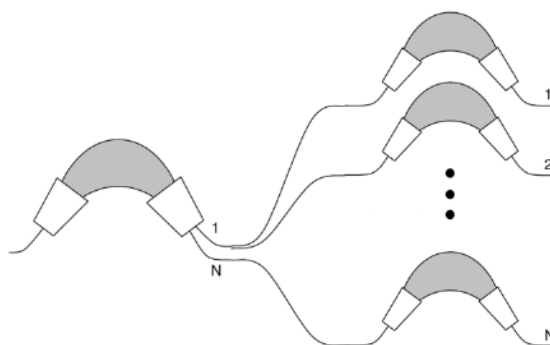


Figura 3.5: Esempio di architettura con AWG in cascata.

La struttura utilizzata è quella descritta per la prima volta in [19] e rappresentata in Fig. 3.5. Si tratta di un AWG con funzione di *demultiplexer* costituito da un primo AWG convenzionale di dimensioni $1 \times N$ alle cui porte di uscita sono connessi in cascata N AWG 1×1 , definiti *AWG passabanda*, impiegati quindi come filtri. Ogni AWG passabanda è caratterizzato da una funzione di trasferimento con picchi di trasmissione centrati intorno alle lunghezze d'onda di uscita delle corrispondenti porte dell'AWG principale. I segnali in ingresso sono quindi filtrati due volte durante l'attraversamento della struttura e la conseguenza è una notevole riduzione del *crosstalk* non adiacente.

Il modo più semplice per realizzare una struttura come quella descritta è costruire e connettere gli N AWG del secondo stadio utilizzando in modo discreto, utilizzando cioè N componenti discrete distinte collegate tra loro da N fibre intermedie. È ovvio che questa è una soluzione da non prendere in considerazione in quanto porterebbe ad un aumento delle dimensioni inaccettabile. In [19] viene descritto come è possibile miniaturizzare tutti gli AWG passabanda in modo da integrarli su un unico circuito ottico integrato e ridurre notevolmente l'ingombro della struttura completa. Un aspetto importante da considerare è l'ottimizzazione della funzione di trasferimento degli AWG del secondo stadio. La banda deve essere sufficientemente larga per non distorcere i canali in uscita dal primo stadio, ma non troppo altrimenti non filtrerebbe le lunghezze d'onda indesiderate e non si avrebbe riduzione del *crosstalk* non adiacente.

Sottolineiamo inoltre che utilizzando questa tecnica è teoricamente possibile sfruttare anche più di due stadi di AWG e filtrare ulteriormente i segnali che li attraversano. In letteratura non esistono esempi di realizzazione di tali strutture, ma

ritenendo potenzialmente interessante una soluzione di questo tipo abbiamo provato a simularne il comportamento.

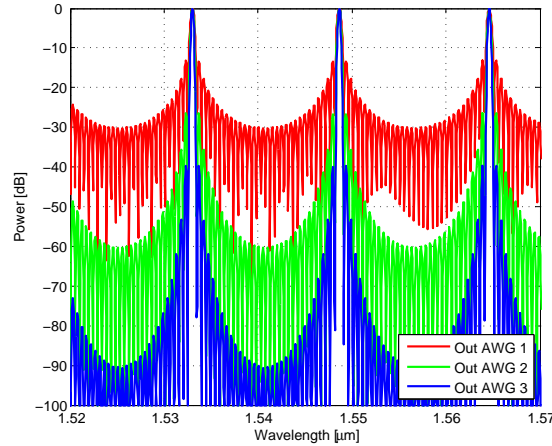


Figura 3.6: Funzione di trasferimento ideale di un'architettura con AWG in cascata.

In Fig. 3.6 sono rappresentati i risultati che abbiamo ottenuto per una struttura composta da 3 stadi di AWG in cui il primo ha dimensione 32×32 ; la struttura è ideale (non abbiamo preso in considerazione alcun tipo di perdita), ma mostra chiaramente come si possa ottenere funzioni di trasferimento migliorate attraversando più di un dispositivo.

Purtroppo sebbene questa tecnica sia al centro di numerosi studi e venga proposta in diverse forme, può essere ritenuta interessante solo se si suppone di utilizzare gli AWG come *demultiplexer*, ad esempio prima dei fotorivelatori nella nostra architettura. Non può invece essere sfruttata se gli AWG fungono da *router*.

3.2.3 Trasmissione dei canali su più *Free Spectral Range*

Nel Par. 3.1 abbiamo già descritto come in un AWG utilizzato come *router* il problema più importante sia rappresentato dal *crosstalk* in banda, o coerente. Trascuriamo per il momento le osservazioni legate all'architettura presentata e prendiamo in considerazione un singolo AWG: il *crosstalk* in banda si genera quando ad una delle porte di uscita, oltre alla potenza utile, sono presenti altri contributi di segnali alla medesima lunghezza d'onda in arrivo da porte di ingresso diverse. Come illustrato in App. A, per le proprietà di instradamento dell'AWG, segnali alla medesima lunghezza d'onda in ingresso a porte diverse dovrebbero essere indirizzati a porte di uscita

diverse. Il problema del *crosstalk* in banda non trova molte soluzioni in letteratura in quanto nella maggior parte dei lavori gli AWG sono utilizzati come *multiplexer* e *demultiplexer*.

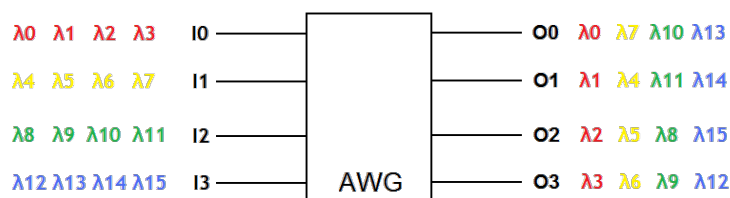


Figura 3.7: Schema ingresso/uscita di un AWG con ingressi suddivisi su diversi FSR.

Supponiamo, come in Fig. 3.7, che in ingresso alle porte di un AWG non vengano ripetute le stesse lunghezze d'onda. Affinchè le proprietà di instradamento siano rispettate, le lunghezze d'onda utilizzate non possono essere scelte in modo casuale e devono mantenere una spaziatura costante pari al FSR dell'AWG. In questo modo si può sfruttare la periodicità della funzione di trasferimento dell'AWG e tutte le uscite restano raggiungibili da ogni singolo ingresso. È altresì chiaro che alle uscite sono comunque presenti dei contributi di *crosstalk* che però saranno fuori banda e quindi traducibili in *power penalty* decisamente minori. Alla luce di quanto detto in questo paragrafo, abbiamo deciso di utilizzare nelle nostre analisi di scalabilità questa soluzione di abbattimento del *crosstalk* coerente, che indicheremo con $S2$, per verificare nella pratica i suoi effetti benefici.

3.3 Selezione dei ricevitori nel piano

In questo paragrafo verrà analizzata la parte di circuito ottico dedicata alla discriminazione di ogni singolo ricevitore all'interno del proprio piano di ricezione. L'operazione non comporta eccessive difficoltà a livello teorico, tant'è che basterebbe il ricorso ad un semplice *demultiplexer* $1 \times N/S$ per ottenere gli effetti desiderati. Nella pratica però, la particolare struttura del pettine di canali *WDM* presente all'ingresso di ciascun piano di ricezione, dettata dalla funzione di trasferimento dell'AWG e discussa nel paragrafo precedente, fa in modo che questo modello di discriminatore non possa essere utilizzato. Ciascun ricevitore è infatti caratterizzato da un *set* di N/S lunghezze d'onda ricevibili ed individuabili in un *range* di D lunghezze d'onda

adiacenti, dove D rappresenta la dimensione dell'AWG. Questa particolare situazione necessita l'individuazione di soluzioni di demultiplazione alternative, le più semplici delle quali sono mostrate in Fig. 3.8.

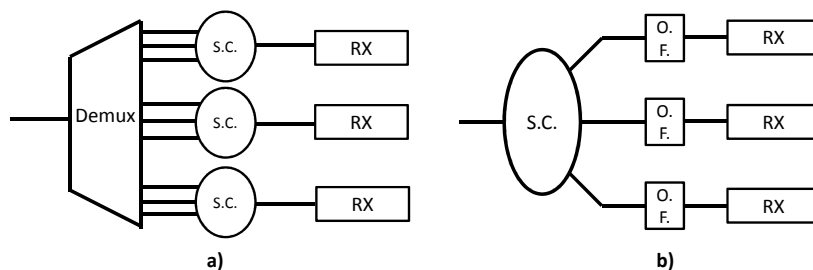


Figura 3.8: Soluzioni di demultiplazione per la selezione dei ricevitori nel piano: (a) demux generico + coupler, (b) broadcast and select.

La soluzione a) è costituita da un *demultiplexer* generico $1 \times D \cdot N/S$, in grado di demultiplare completamente la totalità di lunghezze d'onda presenti nell'architettura, le cui uscite sono accoppiate tramite N/S *star coupler* in gruppi di D uscite adiacenti. L'uscita di ogni singolo *coupler* sarà poi collegata direttamente al rispettivo ricevitore nel piano. Questa configurazione è del tutto teorica, in quanto non viene specificata la componente circuitale con la quale realizzare il *demultiplexer*, le cui dimensioni sono ragguardevoli.

La soluzione b) prevede invece l'utilizzo di un sistema di tipo *broadcast and select*, dove uno *star coupler* centrale $1 : N/S$ replica il segnale in ingresso al piano verso tutti i ricevitori, a monte dei quali è presente un filtro ottico fisso centrato sulla banda di ricezione specifica di ciascuno di essi. Quest'ultima soluzione è quella su cui abbiamo focalizzato la nostra attenzione, data l'estrema semplicità realizzativa.

Va detto poi che entrambe le soluzioni prevedono l'utilizzo di *star coupler* che, come illustrato nel Cap. 2, comportano dei livelli di *power penalty* notevoli. In fine, i *coupler* utilizzati nella soluzione a) sono di dimensioni superiori rispetto a quello utilizzato dalla soluzione b), precisamente $1 : D$ rispetto a $1 : N/S$, con $D = \max \{N/S, S\}$. A parità di queste considerazioni, si è quindi scelto di adottare la soluzione b), più facilmente realizzabile nella pratica.

3.4 La nostra architettura

In questo paragrafo verrà illustrato il contesto in cui i due blocchi di base illustrati precedentemente possono essere inseriti. Si tratta ovviamente di un'architettura di commutazione multipiano passiva, il cui schema è mostrato in Fig. 3.4.

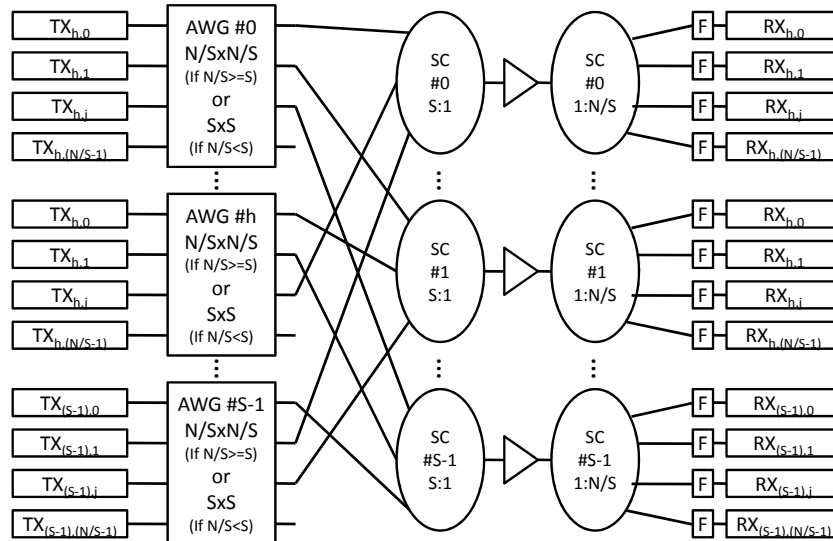


Figura 3.9: Architettura di interconnessione ottica basata su AWG.

Nel dettaglio l'architettura è costituita da:

- N trasmettitori tunabili;
- uno stadio costituito da AWG per la selezione del piano di ricezione descritti precedentemente;
- uno stadio di *coupler*;
- uno stadio di amplificatori EDFA;
- uno stadio di *demultiplexer*;
- N ricevitori fissi.

I trasmettitori sono suddivisi in S piani di *switching* costituiti da N/S trasmettitori ciascuno, mentre la struttura per la selezione del piano è costituita da S AWG di dimensione $D = \max \{N/S, S\}$. Questo tipo di dimensionamento permette di mantenere l'architettura strettamente non bloccante senza sottoporre i parametri N/S e

S a particolari vincoli. Essi idealmente possono assumere valori compresi tra 1 e N , situazione quest'ultima in cui avremmo rispettivamente un unico piano o N piani con un solo trasmettitore ciascuno. Va notato però in questo modo, in particolare quando avremo $N/S \neq S$, risulteranno esserci delle uscite o ingressi dell'AWG non utilizzati. Per convenzione e semplicità, saranno utilizzati sempre i primi N/S ingressi e le prime S uscite disponibili. Per ultimo, lo stadio dedicato a gestire le interconnessioni tra i vari piani sarà composto da S *star coupler* $S : 1$, le cui S uscite andranno in ingresso agli S EDFA della struttura che confluiranno infine negli S circuiti per la selezione dei ricevitori. Se osserviamo il funzionamento dell'architettura come rappresentato in Fig. 3.4 e consideriamo le osservazioni effettuate sulla funzione di trasferimento dell'AWG nel Par. 3.1, notiamo che supponendo tutti i trasmettitori identici e tunabili sulle stesse N lunghezze d'onda, ad ogni ricevitore non corrisponde un'unica lunghezza d'onda, ma piuttosto una banda di ricezione pari a $D\Delta\lambda$ diversa per ogni ricevitore appartenente al medesimo piano. Se consideriamo le interconnessioni tra i piani di tipo *non shuffle*, notiamo che la stessa suddivisione in bande di ricezione viene ripetuta esattamente identica per tutti gli S piani. ciò significa che: il j -esimo trasmettitore dell' h -esimo piano per comunicare con l' i -esimo ricevitore del k -esimo piano debba essere soggetto alla seguente regola di assegnamento di lunghezze d'onda:

$$TX_{h,j} \rightarrow RX_{k,i} : \lambda_{(k-j)(\text{mod } D)+i \cdot D} \quad \text{con } j, i \in \left\{0.. \frac{N}{S} - 1\right\}; h, k \in \{0..S - 1\} \quad (3.2)$$

Come si vede dalla Eq. 3.2, tra le grandezze discriminanti l'assegnamento delle lunghezze d'onda non compare il piano di trasmissione. Ciò significa che qualsiasi sia il piano in cui si trova il trasmettitore, la banda utilizzata per raggiungere un determinato ricevitore è sempre la stessa. Un esempio di assegnamento di lunghezze d'onda per l'architettura proposta in Fig. 3.4 è illustrato in Tab. 3.1

Guardando la Tab. 3.1, si osserva che ogni trasmettitore tunabile utilizza un *set* di $N/S \cdot D$ lunghezze d'onda, di cui però ne vengono effettivamente utilizzate solo N . Questa particolare situazione è dovuta al fatto che per garantire che la rete sia non bloccante in senso stretto, dobbiamo utilizzare AWG la cui dimensione D corrisponda al massimo tra il numero di piani S e quello di trasmettitori per piano N/S . Solo nel

	Tx_{00}	Tx_{01}	Tx_{02}	Tx_{03}	Tx_{10}	Tx_{11}	Tx_{12}	Tx_{13}	Tx_{20}	Tx_{21}	Tx_{22}	Tx_{23}	Tx_{30}	Tx_{31}	Tx_{32}	Tx_{33}
Rx_{00}	λ_0	λ_3	λ_2	λ_1	λ_0	λ_3	λ_2	λ_1	λ_0	λ_3	λ_2	λ_1	λ_0	λ_3	λ_2	λ_1
Rx_{01}	λ_4	λ_7	λ_6	λ_5	λ_4	λ_7	λ_6	λ_5	λ_4	λ_7	λ_6	λ_5	λ_4	λ_7	λ_6	λ_5
Rx_{02}	λ_8	λ_{11}	λ_{10}	λ_9	λ_8	λ_{11}	λ_{10}	λ_9	λ_8	λ_{11}	λ_{10}	λ_9	λ_8	λ_{11}	λ_{10}	λ_9
Rx_{03}	λ_{12}	λ_{15}	λ_{14}	λ_{13}	λ_{12}	λ_{15}	λ_{14}	λ_{13}	λ_{12}	λ_{15}	λ_{14}	λ_{13}	λ_{12}	λ_{15}	λ_{14}	λ_{13}
Rx_{10}	λ_1	λ_0	λ_3	λ_2	λ_1	λ_0	λ_3	λ_2	λ_1	λ_0	λ_3	λ_2	λ_1	λ_0	λ_3	λ_2
Rx_{11}	λ_5	λ_4	λ_7	λ_6	λ_5	λ_4	λ_7	λ_6	λ_5	λ_4	λ_7	λ_6	λ_5	λ_4	λ_7	λ_6
Rx_{12}	λ_9	λ_8	λ_{11}	λ_{10}	λ_9	λ_8	λ_{11}	λ_{10}	λ_9	λ_8	λ_{11}	λ_{10}	λ_9	λ_8	λ_{11}	λ_{10}
Rx_{13}	λ_{13}	λ_{12}	λ_{15}	λ_{14}	λ_{13}	λ_{12}	λ_{15}	λ_{14}	λ_{13}	λ_{12}	λ_{15}	λ_{14}	λ_{13}	λ_{12}	λ_{15}	λ_{14}
Rx_{20}	λ_2	λ_1	λ_0	λ_3	λ_2	λ_1	λ_0	λ_3	λ_2	λ_1	λ_0	λ_3	λ_2	λ_1	λ_0	λ_3
Rx_{21}	λ_6	λ_5	λ_4	λ_7	λ_6	λ_5	λ_4	λ_7	λ_6	λ_5	λ_4	λ_7	λ_6	λ_5	λ_4	λ_7
Rx_{22}	λ_{10}	λ_9	λ_8	λ_{11}	λ_{10}	λ_9	λ_8	λ_{11}	λ_{10}	λ_9	λ_8	λ_{11}	λ_{10}	λ_9	λ_8	λ_{11}
Rx_{23}	λ_{14}	λ_{13}	λ_{12}	λ_{15}	λ_{14}	λ_{13}	λ_{12}	λ_{15}	λ_{14}	λ_{13}	λ_{12}	λ_{15}	λ_{14}	λ_{13}	λ_{12}	λ_{15}

Tabella 3.1: Esempio di assegnazione di λ .

caso di $S \geq N/S$, si ottiene che il numero di lunghezze d'onda effettivamente utilizzate e la dimensione del *set* di tunabilità coincidano con il valore di N , altrimenti si avrà un sottoutilizzo delle λ disponibili per ogni trasmettitore.

Se analizziamo il caso di soppressione del *crosstalk* coerente introdotto nel Par. 3.2, è necessario utilizzare la seguente funzione di assegnamento:

$$TX_{h,j} \rightarrow RX_{k,i} : \lambda_{j \cdot D^2 + (k-j)(\text{mod } D) + i \cdot D} \quad \text{con } h, k \in \left\{ 0.. \frac{N}{S} - 1 \right\}; j, i \in \{0..S-1\} \quad (3.3)$$

che tiene conto del fatto che ciascun trasmettitore del medesimo piano trasmette su un *FSR* differente. Osservando la tabella di assegnamento risultante (Tab. 3.2) ci si rende subito conto che, con l'utilizzo di più *FSR* unito a quello di connessioni *non shuffle*, tutte le possibili lunghezze d'onda circolanti contemporaneamente nell'architettura sono effettivamente differenti, eliminando così il problema della presenza del *crosstalk* coerente.

È importante notare che per entrambe le soluzioni il *range* di lunghezze d'onda circolanti nel sistema è molto elevato, precisamente pari a:

$$\#\lambda = \frac{N}{S} \cdot D \quad (3.4)$$

$$\#\lambda_{\text{ZeroXT}} = \left(\frac{N}{S} \right)^2 \cdot D \quad (3.5)$$

	Tx_{00}	Tx_{01}	Tx_{02}	Tx_{03}	Tx_{10}	Tx_{11}	Tx_{12}	Tx_{13}	Tx_{20}	Tx_{21}	Tx_{22}	Tx_{23}	Tx_{30}	Tx_{31}	Tx_{32}	Tx_{33}
Rx_{00}	λ_0	λ_{19}	λ_{34}	λ_{49}	λ_0	λ_{19}	λ_{34}	λ_{49}	λ_0	λ_{19}	λ_{34}	λ_{49}	λ_0	λ_{19}	λ_{34}	λ_{49}
Rx_{01}	λ_4	λ_{23}	λ_{38}	λ_{53}	λ_4	λ_{23}	λ_{38}	λ_{53}	λ_4	λ_{23}	λ_{38}	λ_{53}	λ_4	λ_{23}	λ_{38}	λ_{53}
Rx_{02}	λ_8	λ_{27}	λ_{42}	λ_{57}	λ_8	λ_{27}	λ_{42}	λ_{57}	λ_8	λ_{27}	λ_{42}	λ_{57}	λ_8	λ_{27}	λ_{42}	λ_{57}
Rx_{03}	λ_{12}	λ_{31}	λ_{46}	λ_{61}	λ_{12}	λ_{31}	λ_{46}	λ_{61}	λ_{12}	λ_{31}	λ_{46}	λ_{61}	λ_{12}	λ_{31}	λ_{46}	λ_{61}
Rx_{10}	λ_1	λ_{16}	λ_{35}	λ_{50}	λ_1	λ_{16}	λ_{35}	λ_{50}	λ_1	λ_{16}	λ_{35}	λ_{50}	λ_1	λ_{16}	λ_{35}	λ_{50}
Rx_{11}	λ_5	λ_{20}	λ_{39}	λ_{54}	λ_5	λ_{20}	λ_{39}	λ_{54}	λ_5	λ_{20}	λ_{39}	λ_{54}	λ_5	λ_{20}	λ_{39}	λ_{54}
Rx_{12}	λ_9	λ_{24}	λ_{43}	λ_{58}	λ_9	λ_{24}	λ_{43}	λ_{58}	λ_9	λ_{24}	λ_{43}	λ_{58}	λ_9	λ_{24}	λ_{43}	λ_{58}
Rx_{13}	λ_{13}	λ_{28}	λ_{47}	λ_{62}	λ_{13}	λ_{28}	λ_{47}	λ_{62}	λ_{13}	λ_{28}	λ_{47}	λ_{62}	λ_{13}	λ_{28}	λ_{47}	λ_{62}
Rx_{20}	λ_2	λ_{17}	λ_{32}	λ_{51}	λ_2	λ_{17}	λ_{32}	λ_{51}	λ_2	λ_{17}	λ_{32}	λ_{51}	λ_2	λ_{17}	λ_{32}	λ_{51}
Rx_{21}	λ_6	λ_{21}	λ_{36}	λ_{55}	λ_6	λ_{21}	λ_{36}	λ_{55}	λ_6	λ_{21}	λ_{36}	λ_{55}	λ_6	λ_{21}	λ_{36}	λ_{55}
Rx_{22}	λ_{10}	λ_{25}	λ_{40}	λ_{59}	λ_{10}	λ_{25}	λ_{40}	λ_{59}	λ_{10}	λ_{25}	λ_{40}	λ_{59}	λ_{10}	λ_{25}	λ_{40}	λ_{59}
Rx_{23}	λ_{14}	λ_{29}	λ_{44}	λ_{63}	λ_{14}	λ_{29}	λ_{44}	λ_{63}	λ_{14}	λ_{29}	λ_{44}	λ_{63}	λ_{14}	λ_{29}	λ_{44}	λ_{63}

Tabella 3.2: Esempio di assegnazione di λ con strategia S2 attiva.

dove l'Eq. 3.4 è riferita al caso di normale utilizzo dell'AWG, mentre l'Eq. 3.5 al caso di soppressione del *crostalk* coerente. Questo è un grande limite che però accomuna tutte le architetture di commutazione ottiche completamente passive, in cui l'unico fattore discriminante è proprio il valore della lunghezza d'onda in uscita dai trasmettitori.

3.5 Modello matematico per l'analisi della scalabilità

In questo paragrafo illustreremo il modello matematico delle componenti utilizzato nell'analisi di scalabilità. In particolare ci concentreremo prima sul procedimento utilizzato per il progetto degli AWG per la selezione del piano e successivamente sul modello usato per la parte di discriminazione dei ricevitori. In fine forniremo un modello dettagliato per quantificare i contributi di *crostalk* dell'intera architettura che si presentano lato ricezione. Concluderemo poi il paragrafo con delle considerazioni di cui tenere conto nel calcolo del *power budget*.

3.5.1 Progetto degli AWG utilizzati

In questa fase del lavoro illustreremo il procedimento di dimensionamento utilizzato per gli AWG. Abbiamo ipotizzato diverse condizioni iniziali in termini di spaziatura

tra i canali e di banda passante richiesta con lo scopo di ottenere per ogni diverso scenario stime realistiche dei possibili contributi di *crosstalk* introdotti dal dispositivo. I risultati di queste stime sono stati in seguito utilizzati per ricavare informazioni precise relative al reale impatto di tali contributi sull'architettura.

Abbiamo quindi effettuato il dimensionamento degli AWG, in modo da calcolare esempi di funzioni di trasferimento per poter poi ricavare i livelli di *crosstalk* relativi ai canali adiacenti e non adiacenti da tradurre in *power penalty*.

Il primo passo nella fase di progetto è la scelta della tecnologia di fabbricazione dell'AWG: abbiamo supposto di utilizzare AWG operanti in terza finestra e realizzati in vetro su silicio, abbiamo quindi considerato per tutte le diverse configurazioni come indice di rifrazione efficace sentito dal modo di propagazione $n_{eff} = 1.46$ e come lunghezza d'onda centrale $\lambda_0 = 1.55\mu m$.

I primi valori da decidere sono quelli relativi alla dimensione dell'AWG D , in termini di numero di porte e la spaziatura fra essi, che per comodità esprimiamo in [GHz] dato il legame con il *bit rate* che abbiamo stabilito. Per una descrizione più dettagliata del legame tra i diversi parametri caratteristici di un AWG rimandiamo comunque all'Ap.A.

Si procede calcolando innanzitutto il valore del FSR e quindi del numero intero Q che rappresenta l'ordine della funzione di trasmissione: il FSR è legato a D e alla spaziatura tra i canali dalla relazione:

$$FSR = D\Delta\lambda \quad (3.6)$$

e per ricavare Q calcoliamo:

$$Q = \frac{cn_{eff}}{\lambda_0 FSR n_g} \quad (3.7)$$

che dev'essere arrotondato all'intero più vicino. Abbiamo eseguito il dimensionamento per un numero di porte D compreso tra 1 e 120. È opportuno sottolineare che pur influenzando su tutti i parametri dell'AWG, tale valore non ha un effetto diretto sull'ampiezza dei lobi secondari che danno origine al *crosstalk*. Comunque, a un numero

maggiore di porte corrisponde generalmente un numero maggiore di canali in ingresso al dispositivo, con conseguente aumento delle sorgenti di rumore che portano quindi a *power penalty* più elevate.

Una volta calcolato Q siamo in grado di ricavare ΔL , cioè la differenza di cammino geometrico presente fra due guide adiacenti dell'*array* centrale:

$$\Delta L = \frac{\lambda_0 Q}{n_{eff}} \quad (3.8)$$

tale valore è dell'ordine delle decine/centinaia di μm .

Il passo successivo è la scelta del numero di guide dell'*array* M : occorre tenere presente che utilizzare valori troppo elevati di M , oltre ad aumentare la complessità di realizzazione, comporta un restringimento della banda del canale e un aumento del raggio di curvatura degli *star coupler*, sebbene questo sia un modo utile per ridurre il livello di *crosstalk*. Idealmente una volta fissata la banda richiesta, che abbiamo supposto di ampiezza pari al *bit rate* e indichiamo con B , si può ricavare il valore massimo di M che garantisce tale valore, cioè:

$$M_{max} = \left\lfloor \frac{FSR}{B} \right\rfloor \quad (3.9)$$

Per avere un'idea di come questo parametro influisce sul funzionamento del dispositivo possiamo osservare le funzioni di trasferimento rappresentate nelle Fig. 3.10 e 3.11:

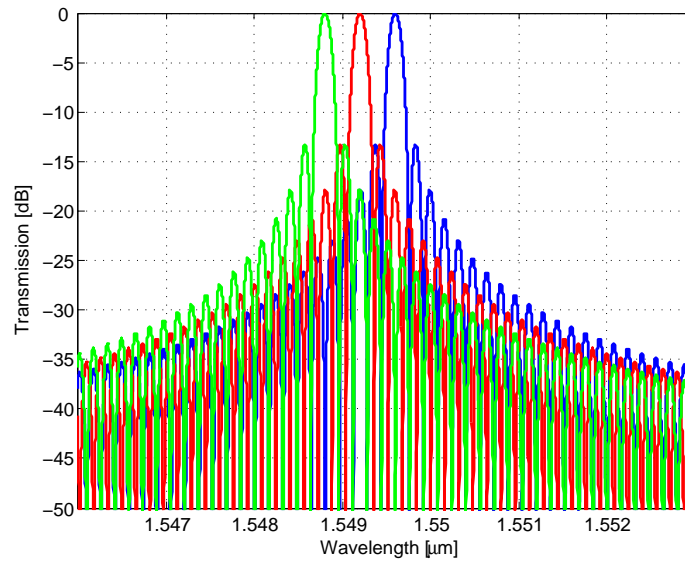


Figura 3.10: Esempio di funzione di trasferimento di un AWG con $\Delta\lambda_{-3dBmin} = 10$ GHz, $\Delta f = 50$ GHz e costituito da un array centrale di 100 guide d'onda.

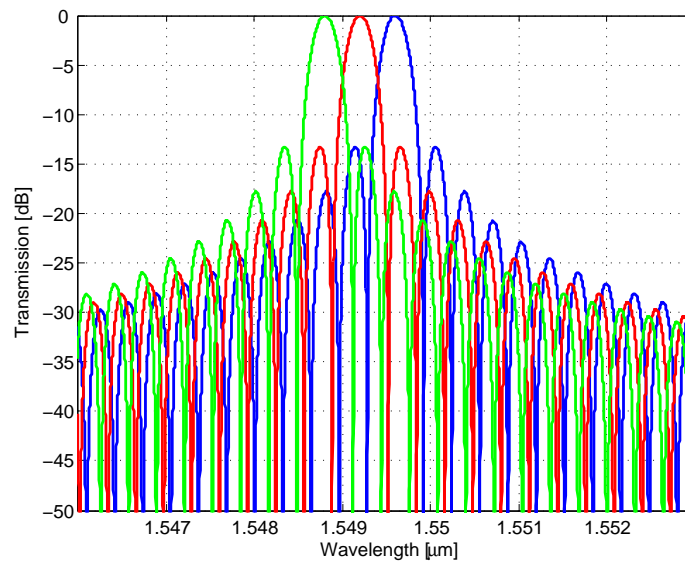


Figura 3.11: Esempio di funzione di trasferimento di un AWG con $\Delta\lambda_{-3dBmin} = 10$ GHz, $\Delta f = 50$ GHz e costituito da un array centrale di 50 guide d'onda.

Supponiamo di voler realizzare un AWG in grado di gestire 40 canali a 10 Gb/s con una spaziatura di $\Delta f = 50$ GHz. È necessario quindi garantire una banda minima $B = 10$ GHz e svolgendo i calcoli precedentemente discussi si ottiene il valore $M = 200$. In Fig. 3.10 possiamo osservare la funzione di trasferimento di un AWG progettato per questo scopo in cui l'array centrale è costituito da 100 guide d'onda:

il valore del *crosstalk* relativo ai canali adiacenti è di circa -17 dB, mentre quello dei canali non adiacenti ha un valore massimo di circa -22 dB.

Se ripetiamo gli stessi calcoli, ma inseriamo nell'*array* centrale solo 50 guide, otteniamo invece il risultato rappresentato in Fig. 3.11. La banda è maggiore rispetto al caso precedente, ma i lobi secondari hanno un'ampiezza maggiore, interpretabile come contributi di *crosstalk* più elevati: addirittura in questo caso otteniamo valori superiori ai -15 dB e -20 dB rispettivamente per i canali adiacenti e non adiacenti.

L'ultimo passo è il dimensionamento degli *star coupler*. I parametri fondamentali sono il raggio di curvatura R , l'indice di rifrazione di gruppo n_g del materiale di cui si compongono le guide, la distanza angolare α tra di esse e la loro larghezza d . La scelta dei valori deve soddisfare la regola:

$$\Delta\lambda = \frac{n_g R \alpha^2}{Q} = \frac{n_g a^2}{QR} \quad (3.10)$$

con $a = \alpha R$ ed esiste anche un vincolo che si deve rispettare per avere illuminazione quasi uniforme di tutte le guide d'uscita, cioè:

$$\frac{d}{a} \leq \frac{2N}{\pi M} \quad (3.11)$$

Evidentemente è opportuno trovare un compromesso tra R ed a : entrambi non devono essere troppo elevati per non limitare le dimensioni del dispositivo. Per contenere le perdite è inoltre opportuno non utilizzare guide con una larghezza troppo ridotta. Un valore tipico, utilizzato in tutti i nostri calcoli, è $d = 5\mu m$.

Abbiamo ripetuto il procedimento descritto supponendo di utilizzare le spaziatore di 25, 50, 100 e 200 GHz con lo scopo di realizzare, per ogni spaziatore, AWG in grado di garantire bande passanti di almeno 2.5, 10 e 40 GHz. I risultati ottenuti sono sintetizzati nella Tab. 3.3, dalla quale risulta evidente che i valori di riferimento comunemente adottati in letteratura e riportati nella colonna '*ref*' [8] non possono rappresentare in modo soddisfacente tutti gli scenari possibili.

Precisiamo infine che la spaziatore a 25 GHz@40 Gb/s non viene mai considerata per ovvi motivi di incompatibilità con la larghezza di banda del segnale (≈ 40

	25 GHz	50 GHz	100 GHz	200 GHz	ref.	
2.5 Gb/s	-29 dB	-36 dB	-42 dB	-48 dB	-25 dB	X_A
	-36 dB	-42 dB	-48 dB	-54 dB	-30 dB	X_N
10 Gb/s	-18 dB	-23 dB	-29 dB	-36 dB	-25 dB	X_A
	-23 dB	-30 dB	-36 dB	-42 dB	-30 dB	X_N
40 Gb/s	–	-11 dB	-18 dB	-24 dB	-25 dB	X_A
	–	-18 dB	-23 dB	-30 dB	-30 dB	X_N

Tabella 3.3: Valori di *crosstalk* adiacente e non adiacente per i diversi AWG.

GHz). Ricavati questi livelli di *crosstalk* siamo in grado di intraprendere un'analisi approfondita per valutare la scalabilità della nuova architettura.

3.5.2 Modellizzazione del circuito per la selezione dei ricevitori

Il circuito per la selezione del piano utilizzato per la nostra analisi è quello illustrato in Fig. 3.8 b), basato sulla struttura *broadcast and select*. Tale circuito, oltre che molto semplice da realizzare sul lato pratico, si presta anche ad una non complicata modellizzazione. In particolare, per quantificare le perdite dovute ai *coupler* sono state utilizzate le stesse formule discusse nel Cap. 2 (Eq. 2.1). Per quanto riguarda il filtro ottico a monte dei ricevitori, in accordo a quanto riportato in letteratura, è stato considerata una componente ideale con perdite trascurabili e rapporto di reiezione minore di 40 dB. Il tutto porta a dimensionare l'intero filtro con un'unica *power penalty* pari a 3 dB in cui si tiene conto anche delle *penalty* derivate dall'eventuale *crosstalk* generato dai segnali destinati agli altri ricevitori dello stesso piano [5]. In ogni caso, in fase realizzativa tutti gli N/S filtri del piano devono essere dimensionati in modo da avere una banda a metà altezza pari a:

$$B = D \cdot \Delta\lambda \quad (3.12)$$

Ogni filtro deve essere centrato sul *set* lunghezze d'onda ricevibili dal ricevitore a valle. In particolare, l'*i-esimo* ricevitore del *k-esimo* piano è soggetto al seguente range di lunghezze d'onda:

$$RX_{i,k} \rightarrow \lambda \in \{\lambda_i, \dots, \lambda_{i+D}\} \quad (3.13)$$

Ancora una volta, la coordinata *k* che identifica il piano di ricezione non compare nella formula, in quanto l'associazione delle λ di ricezione si ripete in maniera identica per tutti gli *S* piani di ricezione.

3.5.3 Analisi del *crosstalk*

In questo paragrafo analizzeremo l'impatto che il *crosstalk*, generato dalla non perfetta idealità della funzione di *routing* degli AWG, ha sull'intera architettura in termini di *power penalty*. Prima di cominciare, va precisato che ci sono altre caratteristiche del dispositivo quali *insertion loss*, *excess loss*, *uniformity* e *polarization dependecy*, tutte illustrate nel Cap. 2. Quantificheremo tutti questi contributi con un'unica *power penalty* ricavata per interpolazione di dati presi da diversi *datasheet* commerciali di AWG, in funzione della loro dimensione *n* [9–12]:

$$L_{AWG}(n) = 1 + 1,2 \cdot \log_2 \left(\frac{n}{4} \right) \quad (3.14)$$

Concentriamoci ora sull'analisi del *crosstalk*: nell'architettura di interconnessione qui trattata il *crosstalk* è presente ad ogni porta di uscita dei singoli AWG. La sua origine è dovuta ai contributi dei canali interferenti causati, come detto prima, dalla non idealità della funzione di trasferimento di questi dispositivi. Un'analisi dettagliata di questi contributi, effettuata però su AWG $N \times N$ con funzione di *router* in cui per ogni ingresso sono presenti *N* canali contemporaneamente, è riportata in [14]. Ricordiamo però che il nostro caso di funzionamento è leggermente diverso, in quanto prevede la presenza di al più un solo canale per ogni ingresso del dispositivo. Ad ogni modo, per comprendere meglio l'analisi è meglio citare nuovamente la teoria esposta nel Cap. 2 che classifica il *crosstalk* in due categorie: *crosstalk* in banda o *coerente* e *crosstalk* fuori banda o *non coerente*. La prima indica quei contributi di interferenza dovuti a canali che lavorano sulla stessa lunghezza d'onda del canale

utile di riferimento, che risultano essere tipicamente molto dannosi ed impossibili da filtrare. Diversamente, il *crossstalk* non coerente viene originato da canali interferenti che si trovano su lunghezze d'onda differenti da quella del segnale utile di riferimento.

Andiamo ora a definire meglio i contributi di *crossstalk*. Data una coppia di porte ingresso/uscita (k, j) di un AWG ed una lunghezza d'onda di ingresso λ_p sulla porta k , sia λ_t la lunghezza d'onda in cui è centrato il lobo primario della funzione di trasferimento dell'AWG tra le porte k e i . Se λ_p è uguale a λ_t , il segnale passerà senza attenuazioni attraverso l'AWG (trascurando per adesso le *insertion loss* del dispositivo). Al contrario tale segnale dovrà essere considerato come contributo di *crossstalk* per tutti i canali che compongono pettine WDM in uscita sulla porta j . Inoltre, come si può osservare dalla Fig. 3.12 a), se λ_p è adiacente a λ_t , tale contributo sarà di tipo adiacente (X_A), altrimenti non adiacente (X_N).

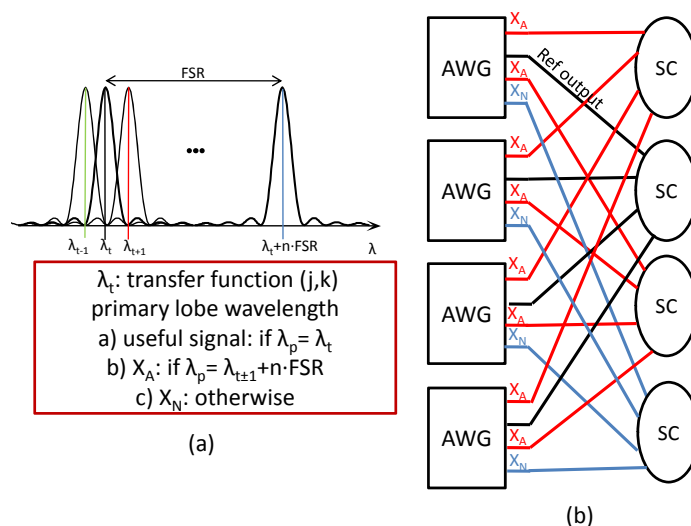


Figura 3.12: Definizione del *crossstalk* in un singolo AWG (a) e tra differenti AWG su diversi piani (b).

Come si può osservare dalle Eq. 3.2 e 3.3, ogni ricevitore posto in posizione i , indipendentemente dal piano in cui si trova, riceve lo stesso set di lunghezze d'onda che si estende su un *range* pari a $D \cdot \Delta\lambda$. Per evitare collisioni indesiderate in ricezione, può esserci al più un solo canale per piano che appartiene a tale *range*, quindi per ogni ricevitore possiamo trovare un numero massimo di $S - 1$ interferenti. Considerando la definizione di *crossstalk* adiacente data in precedenza e dato un segnale di riferimento inviato verso il piano k , si può mostrare che i contributi di *crossstalk* adiacente saranno

generati solo da canali diretti verso piani adiacenti spazialmente a k . Perciò, i segnali che creano *crosstalk* adiacente sono quelli che vengono trasmessi verso i piani $(k \pm 1) \bmod (D)$, come mostrato in Fig. 3.12 b). Tutti gli altri contributi sono di tipo non coerente.

Detto ciò possiamo concludere che, siccome per ogni piano può essere trasmesso al massimo un solo canale compreso nella banda di ricezione di un ricevitore, il *crosstalk* adiacente è dovuto esclusivamente ai canali contenuti in tale banda inviati verso i piani spazialmente adiacenti a quello di riferimento, che sono pari a $\min\{S-1, 2\}$. Il numero di contributi adiacenti diventa quindi sempre uguale a $\min\{S-1, 2\}$, mentre tutti gli altri contributi rimangono di tipo non adiacente. Grazie a queste considerazioni, possiamo esprimere il *crosstalk* totale presente a ricevitore a valle del filtro come:

$$X(S) = \min\{S-1, 2\} X_A + [S-1 - \min\{S-1, 2\}] X_N \quad (3.15)$$

Rimane ora da capire in quali proporzioni, nel caso pessimo di utilizzo dell'architettura, questi contributi saranno di tipo coerente e non coerente. A tale scopo, ricordiamo che sono sempre valide le considerazioni fatte nel Cap. 2, per cui le *power penalty* legate al *crosstalk* coerente sono sempre più elevate se comparate con quelle legate al *crosstalk* non coerente [5]. Facendo sempre riferimento all'architettura proposta in Fig. 3.4, osserviamo che nel caso di una permutazione pessima degli ingressi, il massimo numero di canali con la stessa lunghezza d'onda che si possono presentare contemporaneamente nel circuito sono pari a:

$$\min\{N/S, S\} \quad (3.16)$$

Questo perchè stiamo utilizzando uno schema di interconnessione *non shuffle*, quindi fissata la posizione del trasmettitore nel piano e la lunghezza d'onda attribuita al canale da trasmettere, quest'ultimo verrà indirizzato sempre verso il medesimo piano di ricezione, indipendentemente dal proprio piano di provenienza. Tale caratteristica, unita al fatto che in ciascun piano di ricezione non può mai arrivare più di un canale con la medesima lunghezza d'onda, fa in modo che nel caso di $N/S \geq S$, il numero di lunghezze d'onda coerenti sia limitato dal numero di piani, quindi da S . Diversamente, per $S > N/S$ con i trasmettitori posti nelle prime N/S posizioni libere dell'AWG, non è possibile comunque avere più di N/S canali coerenti, perchè se così

fosse si avrebbe almeno una coppia di canali diretta verso lo stesso piano di ricezione. Detto ciò, si deduce che anche nel caso pessimo di utilizzo parte del crosstalk sarà di tipo non coerente. In particolare, definendo i seguenti parametri:

$$F = \min \{S - 1, 2\} \quad (3.17)$$

$$G = \min \{N/S - 1, S - 1\} \quad (3.18)$$

$$H = \min \{N/S - 1, 2\} \quad (3.19)$$

$$J = \max \{0, 2 - (N/S - 1)\} \quad (3.20)$$

e distinguendo i due casi $N/S > S$ e $N/S < S$, il segnale utile di riferimento sarà soggetto ai seguenti contributi:

$$X_I \left(\frac{N}{S}, S \right) = F \cdot X_A + (G - F) X_N \quad (3.21)$$

$$X_O \left(\frac{N}{S}, S \right) = (S - 1 - G) X_N \quad (3.22)$$

per $N/S \geq S$, mentre

$$X_I \left(\frac{N}{S}, S \right) = H \cdot X_A + (G - H) X_N \quad (3.23)$$

$$X_O \left(\frac{N}{S}, S \right) = J \cdot X_A + (S - 1 - G - J) X_N \quad (3.24)$$

per $N/S < S$, dove X_I e X_O indicano rispettivamente i contributi totali di *crosstalk* coerente e non a ricevitore. La power penalty totale dovuta al crosstalk sarà quindi:

$$L_{X_{tot}} = L_{X_I} \left(\frac{N}{S}, S \right) + L_{X_O} \left(\frac{N}{S}, S \right) \quad (3.25)$$

con

$$L_{X_I} \left(\frac{N}{S}, S \right) = -10 \log_{10} \left[1 - X_I \left(\frac{N}{S}, S \right) Q^2 \right] \quad (3.26)$$

$$L_{X_o} \left(\frac{N}{S}, S \right) = 10 \log_{10} \left[1 + X_o \left(\frac{N}{S}, S \right) \right] \quad (3.27)$$

indicanti rispettivamente le *power penalty* dovute al *crosstalk* coerente (Eq. 3.26) e non coerente (Eq. 3.27). Nella Eq. 3.26, Q è il fattore di qualità corrispondente a un valore obiettivo di *BER* (*Bit Error Rate*). Per esempio, ad un valore di $Q = 6$ corrisponde un $BER = 10^{-9}$ e per $Q = 7$ corrisponde un $BER = 10^{-12}$. Ovviamente, questo modello di ripartizione del *crosstalk* non rispecchia tutti i possibili casi di utilizzo del sistema (tutte le possibili combinazioni ingresso/uscita), ma solo un caso pessimo di lavoro che è appunto la situazione da considerare in un'analisi di scalabilità.

3.5.4 Considerazioni sul *power budget*

I vincoli che abbiamo imposto nell'analisi delle prestazioni sono esattamente quelli illustrati nel Cap. 2 relativamente alla potenza minima ai ricevitori e al OSNR target. Si faccia riferimento al medesimo capitolo anche per quanto riguarda la modellizzazione dei trasmettitori e la quantificazione delle perdite dovute agli *star coupler*. È importante invece discutere nel dettaglio il modello utilizzato per l'accumolo del rumore di trasmissione e del rumore ASE all'interno dell'architettura. Analizzando il nostro sistema troviamo infatti che gli AWG sono dei dispositivi che per primi contribuiscono all'accumulo del rumore proveniente dai vari trasmettitori del piano. In letteratura, da questo punto di vista l'AWG può essere visto come un *array* di *D multiplexer*, uno per ogni porta di uscita, attraverso il quale i contributi di rumore presenti ai vari ingressi si sommano scalati del valore della sua funzione di trasferimento [20]. Questo comportamento è mostrato in Fig. 3.13 (a).

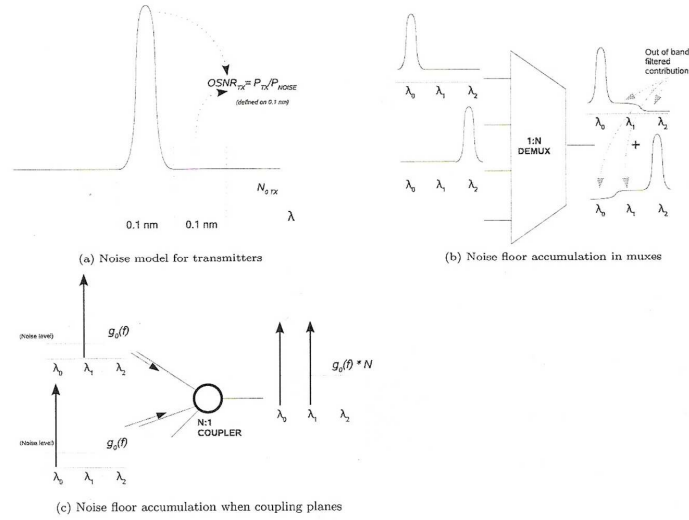


Figura 3.13: Modelli di comportamento del rumore in diverse situazioni

Detto ciò, considerando N_{TX} la *dsp* del rumore in trasmissione e $L_{AWG}(D)$ le perdite subite dal segnale utile per attraversare l'AWG, possiamo quantificare la densità spettrale di rumore all'ingresso dello *star coupler* come:

$$N_I^{SC} = \frac{N_{TX}}{L_{AWG}(D)} + N_{TX} \left(W \cdot X_A + \left[\frac{N}{S} - 1 - W \right] \cdot X_N \right) \quad (3.28)$$

dove $W = \min \left\{ \frac{N}{S} - 1, 2 \right\}$, N_{TX} è la densità spettrale di rumore in trasmissione mentre L_{AWG} è la *power penalty* totale dovuta all'attraversamento dell'AWG da parte del segnale utile, che dipende dalla dimensione D dello stesso.

Se si considera poi il comportamento degli *Star coupler* illustrato in Fig. 3.13 (b), siottiene la seguente densità spettrale di rumore in ingresso all'EDFA:

$$N_I^E = \frac{N_I^{SC}}{L_{SC}(S)} \cdot S \quad (3.29)$$

dove $L_{SC}(S)$ rappresenta la *power penalty* totale dovuta al singolo *star coupler*. È infine possibile ricavare la densità spettrale dopo gli EDFA:

$$N_O^E = N_I^E \cdot A + h\nu(A - 1)NF \quad (3.30)$$

dove A è il guadagno dell'EDFA, h è la costante di Planck e ν è la frequenza ottica. L'Eq. 3.30 permette di ricavare la potenza totale del rumore relativa alla banda di interesse, che nella nostra analisi abbiamo supposto pari a $D \cdot \Delta\lambda$. In realtà però solo il rumore ASE si presenta piatto su tutta la banda considerata, mentre i contributi provenienti dai trasmettitori arrivano filtrati dalle funzioni di trasferimento delle componenti ottiche che attraversano, in particolare dall'AWG. Per semplicità abbiamo quindi supposto che a ciascun ricevitore arrivino D contributi di rumore provenienti dai trasmettitori ciascuno valutato in una banda pari al *bit rate*. Siamo quindi in grado di ricavare un'espressione del OSNR:

$$OSNR = \frac{P_{Ch}}{N_I^E \cdot A \cdot R_b \cdot D + h\nu(A-1)NF \cdot D\Delta\lambda} \quad (3.31)$$

dove con P_{Ch} indichiamo la potenza del singolo canale immediatamente dopo l'EDFA.

3.6 Simulatore

In questo paragrafo ci occuperemo della descrizione del simulatore da noi realizzato in *MATLAB* per la validazione dei risultati delle stime effettuati tramite l'analisi di scalabilità descritta in questo capitolo ed in modo particolare per le assunzioni fatte riguardo la modellizzazione del *crosstalk*. Ci concentreremo prima sulla sua struttura e successivamente sulla sua integrazione nell'analisi di scalabilità.

3.6.1 Struttura

Il simulatore da noi realizzato è un *tool* che opera con le funzioni di trasferimento delle varie componenti dell'architettura sotto forma di matrici e vettori. Nello specifico, si è optato per una struttura modulare del simulatore, in cui cioè ogni singola componente del sistema viene implementata da un modulo dedicato. Prima di proseguire con l'illustrazione dei moduli, occorre specificare che nello sviluppo del simulatore è stato ipotizzato che la funzione di trasferimento di ogni singolo oggetto di cui è composto il circuito sia costante su tutta la banda del segnale. Sfruttando questa semplificazione è possibile rappresentare il segnale in ingresso alle varie

componeti come un vettore di dimensione N uguale al massimo numero di lunghezze d'onda presenti nell'architettura, in cui l'indice rappresenta il singolo canale (Es. $indice = i \rightarrow \lambda_i$), mentre il contenuto della cella la potenza allocata per tale canale. Una volta chiaro questo aspetto è facile intuire il funzionamento dei singoli moduli, i quali non fanno altro che prendere uno o più vettori di lunghezze d'onda in ingresso e dare in uscita tali vettori pesati con la propria funzione di trasferimento valutata esclusivamente in corrispondenza dei canali presenti nell'architettura. L'uscita finale sarà dunque composta da una coppia di due vettori per ogni ricevitore, contenenti uno il livello di potenza ricevuto e l'altro la densità spettrale di rumore entrambi valutati per ogni ricevitore del sistema. In particolare, le uscite relative ad un medesimo piano di ricezione vengono raggruppate in un'unica matrice di N/S vettori. L'uscita reale sarà quindi composta da una coppia di S matrici di N/S vettori ciascuna. Andiamo ora ad illustrare i vari moduli che vanno a comporre il nostro simulatore:

- *Trasmittitore*: data lunghezza d'onda, potenza e $OSNR$ di trasmissione ritorna due vettori di dimensione N , uno contenente il valore di potenza di trasmissione in corrispondenza del canale trasmesso, l'altro il valore della densità spettrale di potenza del rumore su tutti i canali presenti nel sistema;
- *Star Coupler N:1*: dati N vettori di ingresso, questi vengono sommati e scalati con le perdite del *coupler* su di un unico vettore di uscita;
- *Star Coupler 1:N*: dato un vettore di ingresso, questo viene replicato e scalato con le perdite del *coupler* su una matrice di uscita composta da N vettori;
- *AWG*: data una lunghezza d'onda centrale, una dimensione D ed una matrice di N/S vettori di ingresso, ritorna due matrici distinte composte da S vettori contenenti rispettivamente il segnale utile e i contributi di crosstalk per ciascuna delle S uscite effettivamente utilizzate dell'AWG;
- *EDFA*: dato un vettore di ingresso, ritorna lo stesso vettore scalato con il guadagno dell'EDFA ed il valore di tale guadagno;
- *EDFAnoise*: dato un vettore di densità spettrale di rumore di ingresso ed il valore di guadagno dell'EDFA, ritorna lo stesso vettore scalato col guadagno a cui vengono sommati i contributi di rumore ASE;

- *filtroRX*: dato un vettore di ingresso, ritorna lo stesso scalato della funzione di trasferimento del filtro illustrata nel Par. 3.5.2. Questo modulo è alla base per la creazione del *demultiplexer* per la selezione del ricevitore nel proprio piano;
- *DemuxFinale*: composto dalla concatenazione di un modulo *Star Coupler 1:N* con N/S moduli *filtroRX*. Dato un vettore di ingresso, produce in uscita gli N/S vettori ricevuti dagli N/S ricevitori del piano.

Un elenco dei parametri importanti del simulatore ed il loro utilizzo all'interno dei singolo moduli, è mostrato nelle Tab. 3.4 e 3.5.

Parametro	Significato	Valore
ns	Numero di trasmettitori nel piano	$1 \div 100$
s	numero di piani	$1 \div 120$
P_{txdBm}	Potenza del trasmettitore	3 [dBm]
$OSNR$	Rapporto segnale rumore al trasmettitore	$40 \div 70$ [dB]
Rbg	<i>bit rate</i> dei trasmettitori	$2.5 \div 40$ [Gb/s]
$spazi$	spaziatura dei canali	$25 \div 200$ [GHz]
$Lambdastart$	L'unghezza d'onda iniziale (λ_0)	$1.55 \cdot 10^{-6}$ [μm]
n_g	indice di rifrazione di gruppo	1.5
n_{eff}	indice di rifrazione efficace sentito dal modo propagante	1.46
$Gedfa$	Guadagno dell'amplificatore EDFA	45 [dB]
$Nedfa$	Figura di rumore dell'amplificatore EDFA	5 [dB]
$Poutsatdbm$	Potenza di saturazione dell'amplificatore EDFA	17 [dBm]
$ILondb$	Perdite in banda filtro di ricezione	1 [dB]
$ILondb$	Perdite fuori banda filtro di ricezione	40 [dB]
$totlam$	numero di lunghezze d'onda totali	$\frac{N}{S} \cdot D$

Tabella 3.4: Parametri fondamentali del simulatore

Modulo	Input	Output
Trasmettitore	Ptxdbm, OSNR, lambdaris, totlam	vettore segnale e vettore <i>dsp</i> rumore $1 \times totlam$
Star Coupler N:1	matrice $N \times totlam$	vettore $1 \times totlam$
Star Coupler 1:N	vettore $1 \times totlam$	matrice $N \times totlam$
AWG	matrice $N/S \times totlam$, ns, s, lambdastart, Rbg, spazi, ng, neff	matrice $S \times totlam$
EDFA	vettore $1 \times totlam$, Gedfa, Nedfa, Poutsatdbm	vettore $1 \times totlam$, Glin
EDFAnoise	vettore $1 \times totlam$, Glin, Nedfa	vettore $1 \times totlam$
filtroRX	vettore $1 \times totlam$, ILondb, Iloffdb, banda, ns, s	vettore $1 \times totlam$
DemuxFinale	vettore $1 \times totlam$, piano, ns, s, ILondb, Iloffdb	vettore $1 \times totlam$

Tabella 3.5: Parametri di ingresso e di uscita per i vari moduli del simulatore

Va infine puntualizzato che il modulo AWG non calcola realmente tutte le funzioni di trasferimento ingresso/uscita del dispositivo per poi valutarle in corrispondenza

delle lunghezze d'onda dei canali, ma si limita a scalare il segnale utile attraverso l'Eq. 3.14 e i contributi di *Crosstalk* secondo la Tab.3.3. Questa semplificazione è dettata dal fatto che utilizzare per il calcolo simulato le funzioni di trasferimento vere e proprie dell'AWG, comporta la considerazione di determinati fattori come la corretta centratura del dispositivo sulla lunghezza d'onda centrale e l'effettiva spaziatura dei lobi principali delle funzioni di trasferimento, che nella nostra analisi preliminare sono stati trascurati. Uno schema semplificato del funzionamento del simulatore è mostrato in Fig. 3.14, dove si nota che le operazioni svolte sui vettori di segnale e di rumore sono esattamente le stesse eccetto che per il modulo inerente l'EDFA.

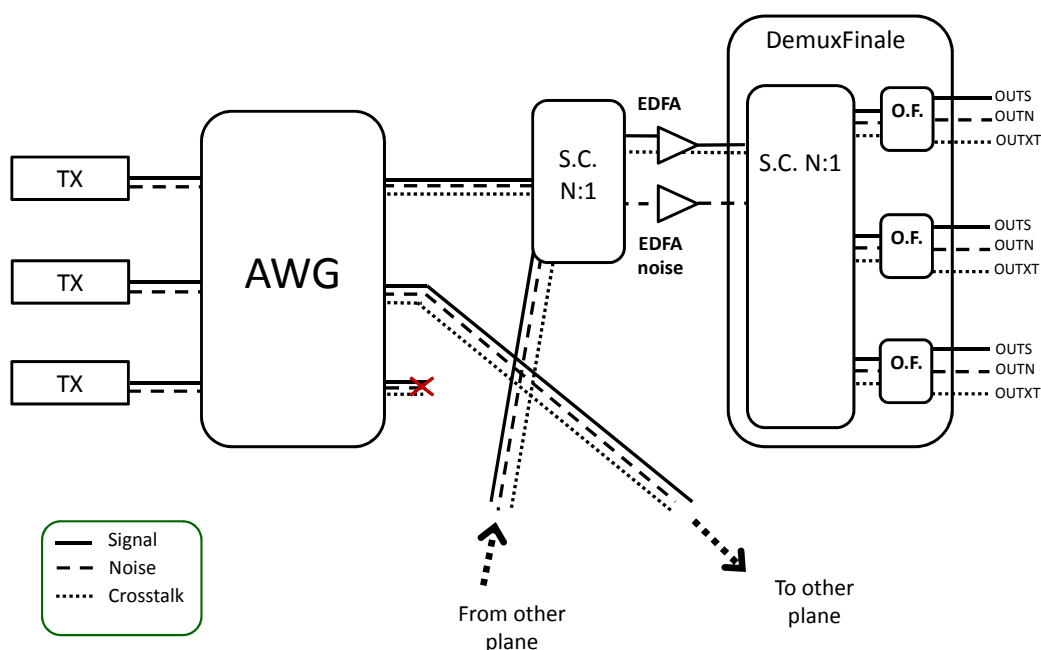


Figura 3.14: Schema di funzionamento del simulatore.

3.6.2 Simulatore e scalabilità

Una volta realizzato e testato, abbiamo provveduto ad inserire i risultati derivati dal simulatore nell'analisi di scalabilità. Il primo passo di questo procedimento ha riguardato l'assegnamento delle lunghezze d'onda ai trasmettitori in modo da ricavare una situazione pessima di utilizzo del circuito. Tale assegnamento non risulta essere banale se si considera che la medesima lunghezza d'onda possa essere ricevuta da più ricevitori contemporaneamente. Sorge dunque la necessità di ricreare una situazione

di assegnamento in cui effettivamente ci siano il numero più alto possibile di situazioni penalizzanti e queste vanno ricercate tra quelle in cui è previsto lo svilupparsi di contributi di *crosstalk* coerente. Avvalendoci dell'aiuto di una matrice delle connessioni, in cui l'elemento in posizione (i, j) vale 1 se è attiva una connessione tra il trasmettitore i ed il ricevitore j e 0 altrimenti, abbiamo pensato di assegnare le lunghezze d'onda ai ricevitori seguendo la seguente logica:

1. si parte con l'assegnare la λ_0 al primo trasmettitore del primo piano;
2. si risolve il ricevitore raggiunto e si indica come occupata la connessione appena creata nella matrice delle connessioni;
3. nel caso in cui non ci siano più connessioni disponibili su quella λ si passa a considerare il canale successivo e si ritorna al punto 2;
4. in caso di assegnamento effettuato con successo si ripete il procedimento partendo ancora dal punto 1 considerando però il trasmettitore successivo a quello appena dimensionato.

Attraverso un apposito *tool MATLAB* da noi realizzato, sono state eseguite le simulazioni del circuito per tutte le possibili coppie $(N/S, S)$, ricavando di volta in volta per ogni ricevitore i seguenti valori:

- Potenza di segnale utile: valore contenuto nell'*i-esima* cella del vettore della potenza di segnale ricevuta, dove con i si intende il canale sul quale è stata trasmessa l'informazione dal trasmettitore;
- Potenza di *crosstalk* coerente: valore contenuto nell'*i-esima* cella del vettore della potenza di *crosstalk* ricevuta, dove con i si intende il canale sul quale è stata trasmessa l'informazione dal trasmettitore;
- Potenza di *crosstalk* non coerente: valore ricavato come sommatoria di tutto il vettore della potenza di *crosstalk* ricevuta sottratto alla potenza di *crosstalk* coerente ricavata prima;
- Potenza di rumore: valore ricavato come sommatoria del vettore di densità spettrale di rumore associato al ricevitore moltiplicato per la banda del segnale.

Una volta in possesso di questi tre dati è stato possibile calcolare le *power penalty* dovute al *crosstalk* attraverso le Eq. 2.9 e 2.16 e l' $OSNR_{RX}$ tramite l'Eq. 3.31. Tra tutti i valori riscontrati sono stati selezionati quelli di potenza ricevuta al netto delle *power penalty* e di $OSNR_{RX}$ peggiori e sottoposti alla verifica dei vincoli di scalabilità illustrati nel Cap. 2.

3.7 Risultati

Nei paragrafi precedenti abbiamo descritto l'architettura di commutazione basata su AWG e il modello con cui è stata realizzata l'analisi di scalabilità. In questa sezione verranno mostrati i risultati più significativi ottenuti dalle varie analisi effettuate secondo il modello illustrato nel Cap. 2 confrontati con i medesimi ottenuti mediante simulazione. Per avere conferma della miglior scalabilità delle architetture multipiano, abbiamo inoltre eseguito un confronto con le stime ottenute della corrispondente architettura a singolo piano basata su AWG e proposta in [8], di cui è mostrato uno schema in [FIGURA ARCHITETTURA MONOPIANO]. Prima di procedere, è necessario precisare che il valore ritenuto più importante per quanto riguarda la scalabilità è il *throughput* complessivo della architettura definito in [Tb/s], ottenuto semplicemente moltiplicando il numero massimo di trasmettitori utilizzabili per il loro *bit rate*. Ricordiamo inoltre che tutte le analisi sono state effettuate in funzione dei seguenti parametri di ingresso:

- spaziatura tra i canali: 25, 50, 100 e 200 GHz;
- OSNR al trasmettitore: 40, 45, 50, 55, 60, 65 e 70 dB;
- *bit rate*: 2.5, 10 e 40 Gb/s.

precisando che la spaziatura a 25 GHz@40 Gb/s non viene mai considerata per ovvi motivi di incompatibilità con il valore di banda del segnale (≈ 40 GHz).

Per quanto riguarda le spaziature sono stati presi valori standard proposti dalla ITU per i sistemi WDM, mentre per i *bit rate*, alle due ormai affermate tecnologie a 2.5 e 10 Gb/s, è stata affiancata quella a 40 Gb/s ancora in fase di sviluppo. In relazione agli OSNR in trasmissione, consultando dei *datasheet* di trasmettitori tunabili, è stato evidenziato che un valore medio attuale per questo parametro, valutato in un

banda di riferimento B di 0.1 nm, sia intorno ai 55 dB [21]. Abbiamo considerato quindi per le nostre analisi il suddetto valore in un range di ± 15 dB, confrontando in questo modo casistiche di trasmettitori con basso OSNR, quindi poco performanti, ma decisamente più maturi tecnologicamente e quindi meno costosi, con altri ad alto OSNR non ancora esistenti in commercio.

Per quanto concerne i livelli di *crosstalk* presi in considerazione per gli AWG, una prima analisi ha tenuto conto quanto riportato in [8], che indicava valori di riferimento di -25 dB per il *crosstalk* adiacente (X_A) e di -30 dB per quello non adiacente (X_N). In seguito, si è proceduto col considerare i valori ottenuti dal dimensionamento dell'AWG discusso nel Par. 3.5.1, i cui risultati sono riproposti per comodità in Tab. 3.6.

	25 GHz	50 GHz	100 GHz	200 GHz	ref.	
2.5 Gb/s	-29 dB	-36 dB	-42 dB	-48 dB	-25 dB	X_A
	-36 dB	-42 dB	-48 dB	-54 dB	-30 dB	X_N
10 Gb/s	-18 dB	-23 dB	-29 dB	-36 dB	-25 dB	X_A
	-23 dB	-30 dB	-36 dB	-42 dB	-30 dB	X_N
40 Gb/s	—	-11 dB	-18 dB	-24 dB	-25 dB	X_A
	—	-18 dB	-23 dB	-30 dB	-30 dB	X_N

Tabella 3.6: Valori di *crosstalk* adiacente e non adiacente per i diversi AWG.

Come si può subito notare, assumere $X_A = -25$ dB e $X_N = -30$ dB non rispetta correttamente i livelli di *crosstalk* che si vengono a creare nell'AWG da noi dimensionato per tutte le possibili coppie *bit rate*-spaziatura presentate in Tab. 3.6. Per questo motivo, le stime ricavate utilizzando questi valori di riferimento sono da analizzare con spirito critico, tenendo presente che non sempre rappresentano in modo esatto il reale comportamento dell'architettura.

Infine, in questo paragrafo verranno considerati anche gli effetti delle due strategie di soppressione del *crosstalk* ($S1$ e $S2$) presentate nel Par. 3.2. Riassumendo, sono state analizzate cinque differenti soluzioni:

- A) *crosstalk* ricavato valori commerciali più comuni ($X_A = -25$ dB, $X_N = -30$ dB);
- B) livelli di *crosstalk* risultanti dal dimensionamento accurato dell'AWG, tenendo

quindi conto dell'effetto sulle funzioni di trasferimento provocato dalla coppia di grandezze *bit rate*-spaziatura (X_A, X_N presi dalla Tab. 3.6);

- C) soppressione del *crosstalk* adiacente mediante l'utilizzo della strategia $S1$;
- D) soppressione del *crosstalk* coerente mediante l'utilizzo della strategia $S2$;
- E) combinazione delle soluzioni C e D .

Siccome la nostra analisi si basa sull'individuazione del caso pessimo, per ognuna delle cinque soluzioni abbiamo differenti configurazioni per quanto riguarda la valutazione dei contributi totali di *crosstalk* dopo i filtri di ricezione e le conseguenti *power penalty*. La Tab. 3.7 mostra queste configurazioni per ogni soluzione presentata.

Tabella 3.7: *Contributi di crosstalk valutati dopo il filtro di ricezione nel caso pessimo e relative power penalty per ogni soluzione.*

Solutions	Total crosstalk $N/S \geq S$	Total crosstalk $N/S < S$	Power penalty
A) and B)	Eq. 3.21+ Eq. 3.22	Eq. 3.23 + Eq. 3.24	Eq. 3.25
C)	Eq. 3.21 + Eq. 3.22 where $X_A = X_N$	Eq. 3.23 + Eq. 3.24 where $X_A = X_N$	Eq. 3.25
D)	Eq. 3.15	Eq. 3.15	Eq. 3.27
E)	$(S - 1)X_N$	$(S - 1)X_N$	Eq. 3.27

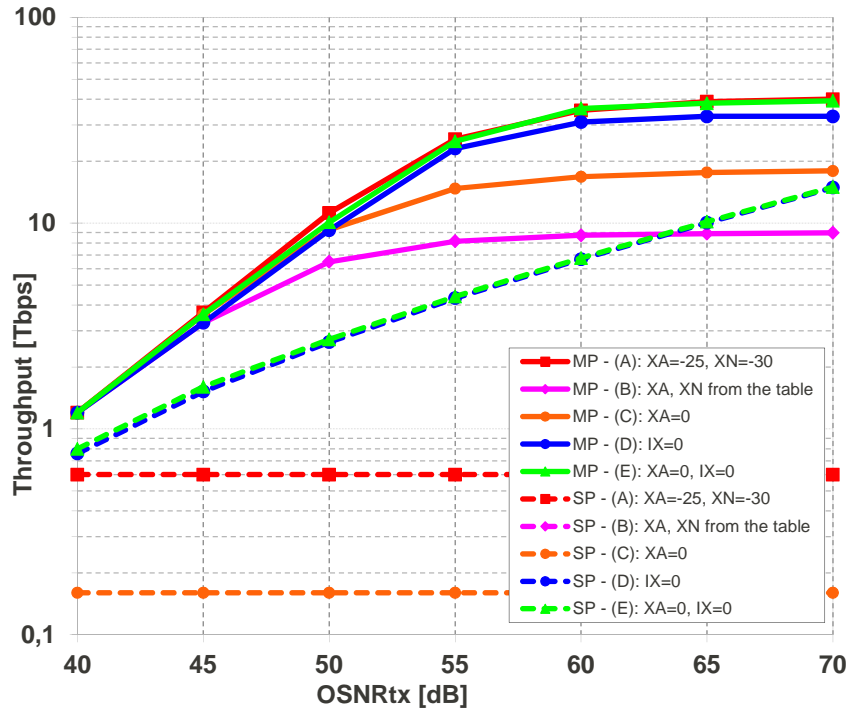


Figura 3.15: Risultati scalabilità del caso 40Gb/s@100Ghz in funzione di $OSNR_{TX}$.

Detto ciò, andiamo ora a commentare i risultati più significativi delle nostre analisi. Come prima cosa, abbiamo scelto una spaziatura pari a 100 GHz che corrisponde alla spaziatura WDM standard (0.8 nm) e valutato i risultati delle varie soluzioni per il *bit rate* di 40 Gb/s (Fig. 3.15), comparando le prestazioni dell'architettura multipiano proposta in questo capitolo con quella a singolo piano discussa in [8]. In entrambi i casi abbiamo posto un limite massimo alla dimensione degli AWG pari a 1080 ingressi, in accordo a quanto presentato in [22].

Si nota subito che l'architettura multipiano da noi proposta può raggiungere un valore massimo di banda aggregata intorno alle decine di Tb/s. Andiamo ora fare alcune importanti osservazioni:

1. come previsto, l'architettura multipiano risulta più scalabile rispetto a quella a singolo piano;
2. la scalabilità delle architetture basate su AWG è fortemente limitata, come del resto accade per tutti i sistemi di commutazione completamente passivi, dal valore di $OSNR$ in trasmissione a causa dell'elevato accumulo di rumore che si veri-

fica nell'attraversamento dell'architettura. Per questo motivo, molte soluzioni presentano valori di banda aggregata simili per bassi valori di $OSNR_{TX}$;

3. Per alti valori di $OSNR_{TX}$, dove il fattore limitante la scalabilità diventa il livello di potenza ai ricevitori, i risultati migliori sono ottenuti quando viene attivata la strategia di soppressione del *crossstalk* coerente (soluzioni *D* ed *E*), che ricordiamo essere la principale fonte di *power penalty*.

I contributi di *crossstalk* per la coppia *bit rate*-sapiatura di Fig. 3.15 riportati in Tab. 3.6 sono abbastanza alti. In questo scenario, il *crossstalk* indicato dai valori di riferimento commerciali sottostima i reali livelli di *crossstalk* che sono stati ricavati dal dimensionamento dell'AWG. Questo spiega il fatto per cui la soluzione *A*, in cui si considera $X_A = -25$ dB e $X_N = -30$ dB, mostra una scalabilità migliore rispetto alla soluzione *B* in cui invece vengono utilizzati i reali valori di *crossstalk*. Questo è un caso in cui i risultati relativi alla soluzione *A* non sono da prendere in considerazione.

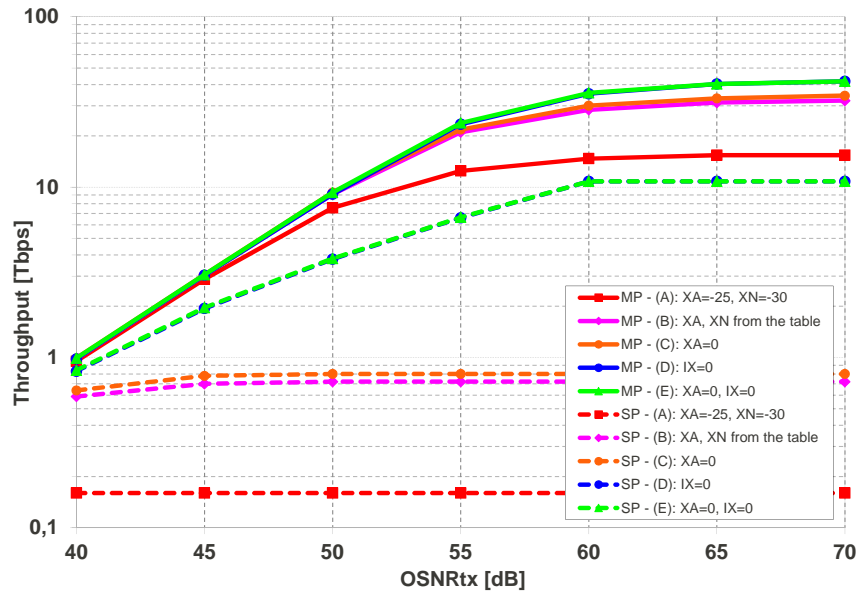


Figura 3.16: Risultati scalabilità del caso 10Gb/s@100Ghz in funzione di $OSNR_{TX}$.

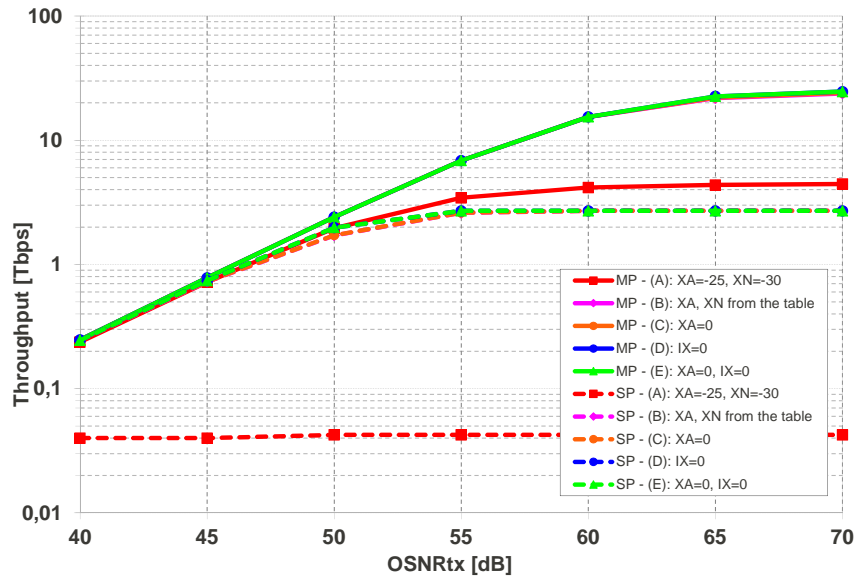


Figura 3.17: Risultati scalabilità del caso 2.5Gb/s@100Ghz in funzione di $OSNR_{TX}$.

In Fig. 3.16 sono mostrati i risultati di scalabilità ottenuti con un *bit rate* di 10 Gb/s ed una spaziatura dei canali di 100 GHz. È immediato notare che l'andamento della banda aggregata in funzione del $OSNR_{TX}$ è lo stesso del caso a 40 Gb/s e che quindi tutte le considerazioni effettuate precedentemente sono ancora valide. È altresì importante osservare però che, sempre facendo riferimento alla Tab. 3.6, i valori di *crosstalk* per il caso 10Gb/s @ 100GHz sono inferiori rispetto a quelli del caso 40 Gb/s @ 100GHz. Ne consegue che l'incremento di prestazioni dovuto all'attuazione delle strategie di riduzione del *crosstalk* è molto meno marcato. Questa osservazione risulta ancora più evidente se si considera il caso con *bit rate* pari a 2.5 Gb/s, sempre con canali spazati di 100GHz, mostrato in Fig. 3.17. In questo scenario, i livelli di *crosstalk* sono talmente bassi da renderne ininfluenti le strategie di abbattimento, con conseguente coincidenza in termini di banda aggregata di tutte le soluzioni proposte (va ovviamente esclusa dal computo la soluzione A, con la quale in questo caso i livelli di *crosstalk* vengono sovrastimati in maniera eccessiva).

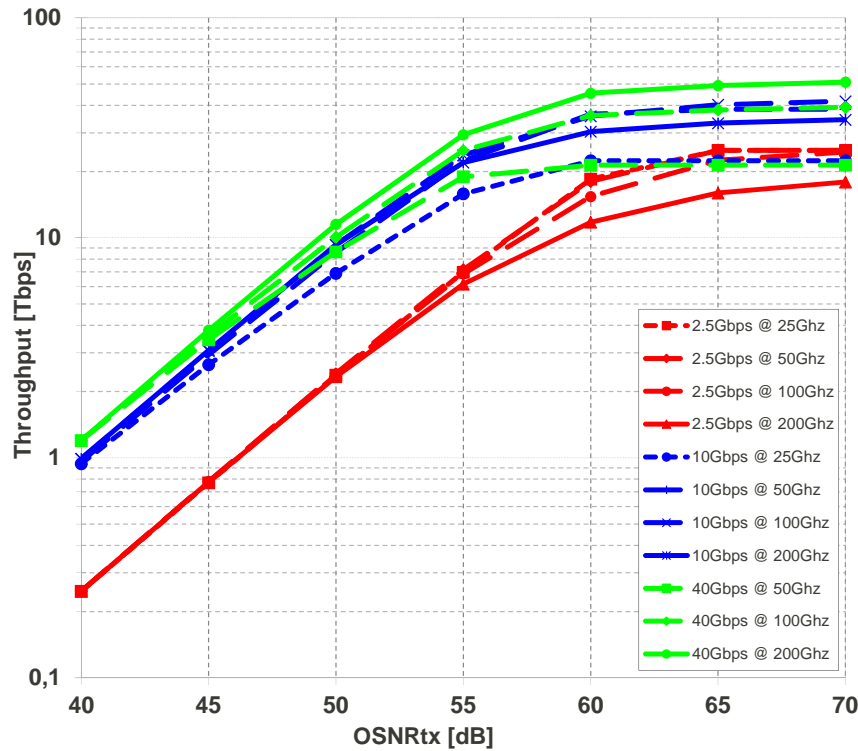


Figura 3.18: Risultati scalabilità di tutte le possibili combinazioni bit rate-spaziatura in funzione di $OSRN_{TX}$ con strategia E attiva.

In Fig. 3.18, vengono invece mostrati i risultati di scalabilità per tutte le possibili configurazioni *bit rate*-spaziatura ottenuti con la soluzione E , quella per cui i valori di banda aggregata risultano migliori. Da Tab. 3.6 si nota subito che aumentando la spaziatura dei canali, l'effetto principale che si ottiene è l'abbattimento dei livelli di *crosstalk*. In generale è quindi atteso un miglioramento delle prestazioni andando a distanziare maggiormente i canali. Si osserva però che quando il *crosstalk* non è più il fattore limitante della nostra architettura, per esempio nel caso 10Gb/s @ 100GHz, non risulta più conveniente eseguire tale operazione. Incrementando la spaziatura infatti, si va incontro ad un allargamento della banda del filtro di ricezione, che ricordiamo essere pari a $B = D \cdot \Delta\lambda$. Questo implica un incremento del livello di rumore ASE a ricevitore che va poi ad impattare negativamente sul OSNR in ricezione, che diviene così il collo di bottiglia del sistema.

Un altro aspetto su cui ci siamo soffermati riguarda la dimensione massima degli AWG utilizzati dalle nostre architetture (in termini di massimo numero di porte), sia per la versione multipiano che per quella a piano singolo. La Fig. 3.19, mostra i

risultati di questo studio per tutte le soluzioni in configurazione 10Gb/s @ 100 GHz.

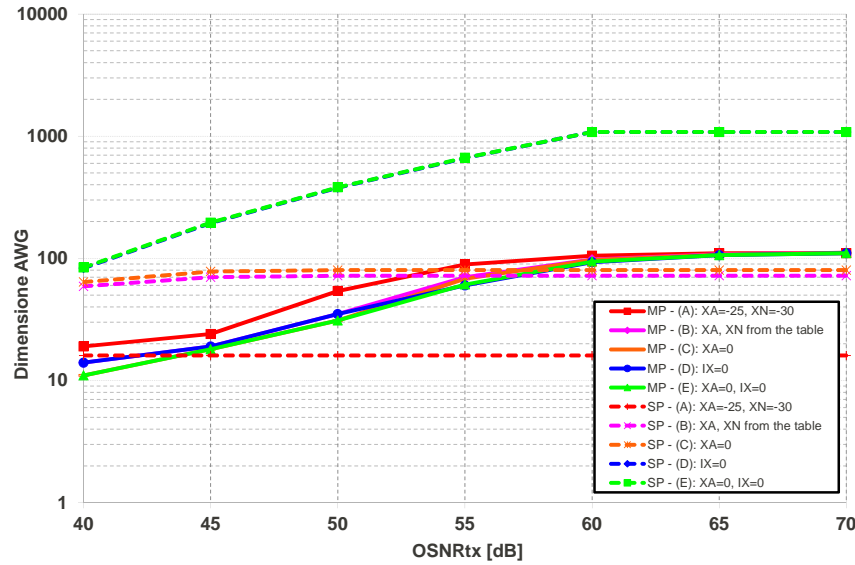


Figura 3.19: *Masima dimensione degli AWG utilizzati nelle soluzioni ottime del caso 10Gb/s@100GHz.*

Come si può notare, nel caso multipiano tale dimensione cresce col crescere del $OSNR_{TX}$, fino ad assestarsi intorno ad un valore limite di poco superiore alle 100 porte. Queste sono dimensioni ragionevoli se si considera che al momento sono stati già realizzati AWG di dimensioni superiori alle 200 porte [23]. Nel caso di architetture a singolo piano invece, l'unica variabile che impatta sulla banda aggregata e quindi sul numero di trasmettitori totale è la dimensione dell'AWG. Nelle soluzioni con soppressione del *crossstalk* coerente (*D* ed *E*), viene raggiunto il limite di 1080 porte imposto dalla nostra analisi. Per quasi tutte le altre soluzioni, la dimensione massima si assesta intorno alle 60 porte. Questo comportamento può essere spiegato dal fatto che la dimensione massima di un AWG nell'architettura monopiano in esame è fortemente limitata dal livello di *crossstalk* coerente che si crea ad ogni sua uscita, il quale dipende dal numero di canali con la stessa lunghezza d'onda in ingresso al dispositivo. Tale numero, nel caso pessimo monopiano, è uguale proprio alla dimensione dell'AWG. Alla luce di quanto detto finora, si potrebbe pensare che questo limite fisico si ripercuota anche nell'architettura multipiano senza soppressione del *crossstalk* coerente. La cosa però non accade, come si vede in Fig. 3.19, poichè nell'architettura multipiano il numero di canali coerenti nel caso pessimo è pari $\min \{N/S, S\}$, mentre la dimensione dell'AWG è pari a $D = \max \{N/S, S\}$. Ad ogni modo, il risultato più

importante sta nel fatto che, anche se con architetture a singolo piano si raggiungono buoni valori di banda aggregata (intorno ai 18 Tb/s), esse impiegano AWG di grandi dimensioni, mentre le architetture multipiano raggiungono ottimi livelli di scalabilità (intorno ai 50 Tb/s) utilizzando AWG di dimensioni ragionevoli.

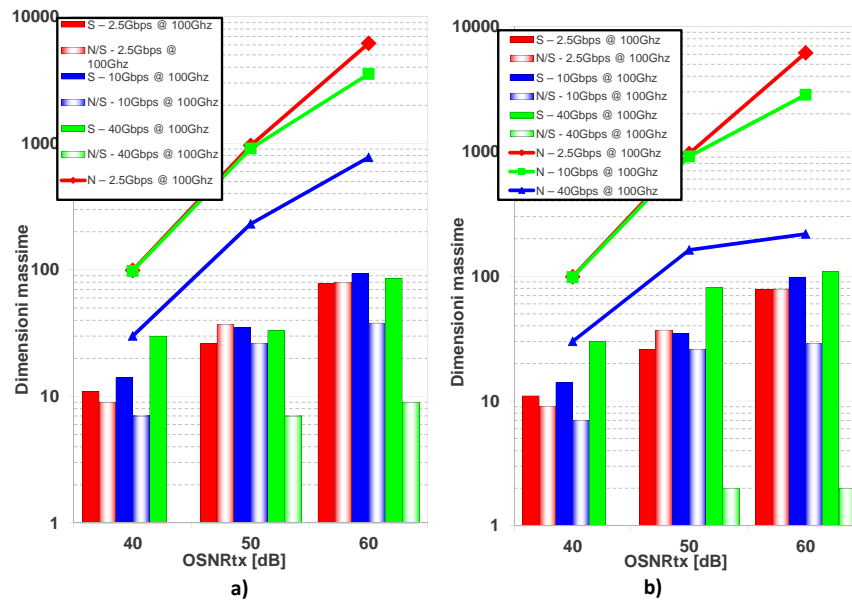


Figura 3.20: Valori massimi di N/S ed S consentiti dall'architettura con spaziatura dei canali pari a 100GHz ed adozione delle strategie D (a) e B (b).

Sono state in oltre analizzati i valori massimi di S ed N/S consentiti dall'architettura. In particolare in Fig. 3.20 vengono mostrati i risultati ottenuti con spaziatura tra i canali pari a 100 GHz, in cui viene fatto anche un raffronto tra la strategia D (a) e la strategia B (b). Si osserva subito che, nella maggior parte dei casi si ottengono valori di S maggiori di N/S . Questo dipende molto dai fattori di *penalty* presenti nell'architettura e dalla loro relazione con il numero di piani e di trasmettitori/ricevitori per piano. Il livello di *crosstalk* coerente dipende dal $\min\{N/S, S\}$, mentre N/S incide pesantemente sulla potenza in uscita dall'EDFA e sulle *insertion loss* dello *star coupler* del circuito di *broadcast and select*, rispettivamente in modo inversamente proporzionale e proporzionale. È del tutto ragionevole quindi che si presentino nelle soluzioni ottime valori di N/S minori di S , soprattutto per quelle in cui previsto l'utilizzo di un alto *bit-rate*, dove il basso livello di *sensitivity* dei ricevitori rappresenta un limite alla scalabilità.

Si osserva inoltre che la strategia D di soppressione del *crosstalk* coerente porta ad un aumento del valore massimo di N/S , rimanendo esclusi dal computo del *crosstalk* i $\min\{N/S, S\}$ contributi coerenti.

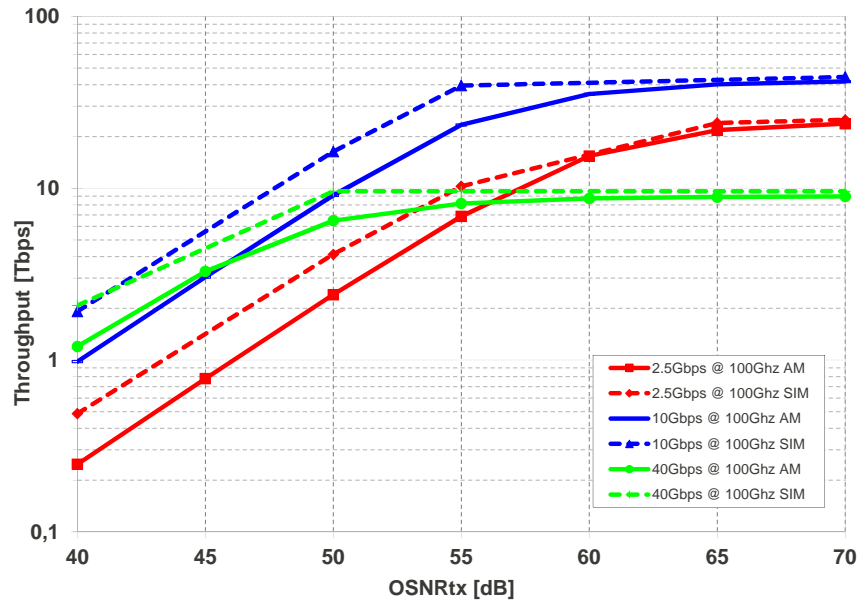


Figura 3.21: Confronto tra modello analitico e simulatore per le soluzioni ottime del caso $10\text{Gb/s}@100\text{GHz}$.

Per finire, abbiamo confrontato in Fig. 3.21 i risultati della stima attraverso un modello analitico (AM) con quelli ottenuti dal simulatore discusso nel Par. 3.6 (SIM). La soluzione adottata per il confronto è stata la B . Osservando Fig. 3.21 è subito evidente come i risultati delle simulazioni e la nostra stima abbiano lo stesso andamento ed in particolare come questi ultimi si mantengano sempre inferiori ai primi. Questo conferma la bontà della nostro modello analitico e ne mette in luce la natura conservativa da noi ricercata.

3.8 Conclusioni

In questo capitolo è stata analizzata nel dettaglio un'architettura di interconnessione passiva basata sugli *Arrayed Waveguide Grating*. Abbiamo in particolare descritto le varie componenti, fornito un modello matematico e delle soluzioni per la soppressione del *crosstalk*, considerato il collo di bottiglia di questo tipo di *switchig fabric*. Attraverso il modello di scalabilità illustrato nel Cap. 2, abbiamo prodotto una stima in

termini di banda aggregata totale supportata dall'architettura ed abbiamo validato tali risultati mediante l'utilizzo di un simulatore appositamente realizzato. Abbiamo inoltre confrontato la scalabilità della configurazione multipiano da noi proposta con la rispettiva a singolo piano discussa in [8]. Dei risultati ottenuti illustrati nel paragrafo precedente, è utile ribadire i seguenti concetti:

- a parità di configurazione di funzionamento, l'architettura multipiano è decisamente più scalabile rispetto alla monopiano per tutti i *bit rate* di trasmissione esaminati;
- le strategie di abbattimento del *crosstalk* non sempre danno i risultati sperati; la strategia *S1*, quella con la sola soppressione del *crosstalk* adiacente, migliora la scalabilità dei sistemi con dei valori di quest'ultimo superiori a -30 dB, in quanto riduce notevolmente la *power penalty* dovuta al *crosstalk* coerente che andrà quindi calcolata utilizzando i soli valori non adiacenti. È il caso questo in cui vengono utilizzati trasmettitori a 10 e 40 Gb/s. Lo stesso comportamento non viene osservato se alla soluzione *S1* viene affiancata anche la *S2*, cioè quella che prevede la soppressione del *crosstalk* coerente. Questo perché, a parità di livello di *crosstalk*, le *power penalty* dovute al *crosstalk* non coerente sono di gran lunga inferiori rispetto a quelle dovute al *crosstalk* coerente. Le prestazioni differiscono quindi solo per sistemi con livello di *crosstalk* adiacente superiore a -18 dB, come nel caso di trasmettitori a 40 Gb/s. In fine, per sistemi aventi un basso rapporto *bit rate*-spaziatura, quindi caratterizzati da bassi livelli di *crosstalk*, la scalabilità delle soluzioni senza soppressione del *crosstalk* coerente si avvicina molto a quella delle soluzioni che invece ne praticano la soppressione. In questo caso i primi sono da preferire ai secondi perché, a parità di prestazioni, consentono a tutte le componenti del circuito di operare sullo stesso FSR, diminuendone così la complessità realizzativa;
- non sempre incrementare la spaziatura dei canali migliora le prestazioni, poiché tale operazione comporta come contro un allargamento della banda del filtro di ricezione con conseguente aumento del livello di rumore ASE catturato dai ricevitori.

Capitolo 4

Architettura di interconnessione passiva basata su ring resonator

In questo capitolo introdurremo un'architettura di interconnessione multipiano passiva a selezione di lunghezza d'onda basata sui *microring resonator*.

In particolare, come già fatto per l'architettura incentrata sugli AWG, affronteremo il problema dividendolo in due aree ben distinte: la parte del circuito ottico che gestisce la selezione del piano di ricezione da parte dei trasmettitori e quella invece addetta alla discriminazione, all'interno di un piano, di uno specifico ricevitore.

Presenteremo poi l'architettura completa come unione delle due parti, analizzando diverse soluzioni per quanto riguarda la selezione dei ricevitori nel piano ed introducendo un modello matematico per la stima del caso pessimo.

Infine confronteremo i risultati ottenuti dalla nostra stima con quelli forniti da un simulatore dell'architettura da noi realizzato. Per informazioni dettagliate sul funzionamento e sulla tecnologia su cui si basano i *microring resonator* si faccia riferimento all'Ap. B

4.1 Selezione del piano

Al pari dell'architettura multipiano basata su AWG discussa nel Cap. 3, anche questa soluzione necessita di una componente circuitale dedicata alla discriminazione del piano di ricezione. Essendo l'architettura esclusivamente passiva, la grandezza discriminante ricade ancora nella lunghezza d'onda di trasmissione: abbiamo quindi bisogno di un circuito ottico che legga questa informazione e la gestisca di conseguenza. Nella soluzione da noi studiata la scelta è ricaduta su un *demultiplexer* di *microring resonator* a cui viene fatto corrispondere un piano di ricezione diverso per ogni singola uscita. Così facendo, considerando una struttura composta da S piani con N/S trasmettitori per piano, avremo bisogno di un *demultiplexer* $1 \times S$ per ogni piano di trasmissione le cui uscite saranno collegate ciascuna ad ognuno degli S piani di ricezione, come mostrato in Fig.4.1.

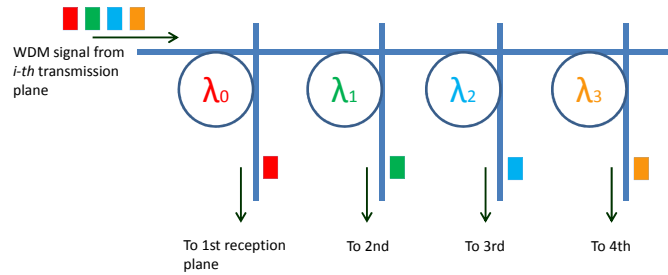


Figura 4.1: Funzionamento di un demultiplexer crossbar basato su microring resonator.

Tali *demultiplexer* devono essere dimensionati in modo da discriminare per ognuno dei possibili S piani di ricezione, tutte le N/S lunghezze d'onda necessarie in seguito per selezionare i singoli ricevitori sul piano. Per fare questo, si necessita l'utilizzo di S *microring resonator* in configurazione *crossbar* con i seguenti vincoli di progetto:

$$B_{3dB} \geq B \quad (4.1)$$

$$FSR = S\Delta\lambda \quad (4.2)$$

dove si impone che la banda a metà altezza (B_{3dB}) della funzione di trasferimento del singolo *ring* sia sufficientemente ampia da contenere l'intera banda del canale da demultiplexare (B) e che la periodicità della funzione di trasferimento (FSR) sia pari al numero di piani di trasmissione S . Naturalmente, la funzione di trasferimento di ogni

microring resonator che compone l'*array* di demultiplazione deve essere poi centrata su una lunghezza d'onda differente. In questo modo, per effetto della periodicità di tale funzione, all'*i-esima* uscita del *demultiplexer* saranno presenti al più N/S lunghezze d'onda spaziate di $S\Delta\lambda$. Più precisamente, all'*i-esima* uscita saranno presenti le seguenti λ :

$$\lambda_{i+kS} \text{ con } i \in \{0, \dots, S-1\}, k \in \left\{0, 1, \dots, \frac{N}{S} - 1\right\} \quad (4.3)$$

Seppur molto intuitivo e facilmente modellizzabile, il *demultiplexer* di tipo *cross-bar* si rivela subito poco scalabile, poichè con l'aumentare del numero di piani, quindi di S , il *FSR* dei *ring* che lo compongono aumenta in modo proporzionale. Questo comporta due importanti problemi sul lato pratico-realizzativo:

1. realizzazione di *microring resonator* con raggi di curvatura molto piccoli che vanno ben oltre i limiti fisici imposti dai materiali con cui tali componenti vengono realizzate. In particolare *FSR* e raggio di un *ring* sono legati dalla seguente relazione:

$$FSR = \frac{c}{n_g \cdot 2\pi R} \quad (4.4)$$

dove c è la velocità della luce nel vuoto, n_g l'indice di rifrazione di gruppo della guida d'onda con la quale è realizzato il *ring* e R è il raggio del risonatore. Il minimo raggio di curvatura ottenibile da una guida con contrasto d'indice Δn è ben approssimabile dalla seguente [24]:

$$R_{min} = 5 \cdot \Delta n^{-1.5} \quad (4.5)$$

In Fig. 4.2 vengono ad esempio mostrati rispettivamente i valori di raggio minimo e *FSR* massimo ottenibili con un *microring resonator* in funzione del contrasto d'indice Δn delle guide con cui viene realizzato;

2. valori elevati del parametro *Finesse* definito come

$$F = \frac{FSR}{B_{3dB}} \quad (4.6)$$

che rendono il *microring resonator* poco gestibile, soprattutto per quanto riguarda l'operazione di centratura sulla corretta lunghezza d'onda di risonanza.

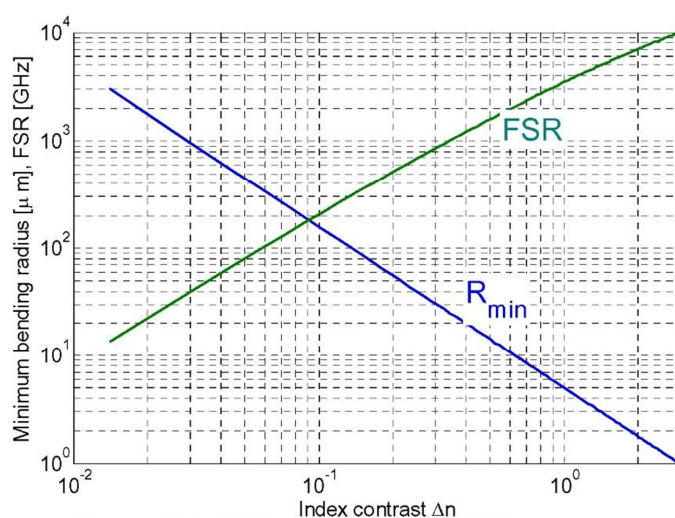


Figura 4.2: Massimo Free Spectral Range e minimo raggio di curvatura in funzione del contrasto d'indice.

Per questi due motivi si è preferito utilizzare come *demux* di selezione del piano, piuttosto che una struttura *crossbar*, una struttura ad albero. Come vedremo meglio in seguito, questa soluzione consente di mettere a punto dei semplici metodi di ottimizzazione che mantengono i *FSR* dei singoli ring intorno a dei valori ragionevoli, permettendo inoltre che l'operazione di centratura sulla specifica lunghezza d'onda di risonanza non vada a condizionare in modo rilevante la funzione di trasferimento del *demultiplexer*.

4.1.1 *Demux* struttura ad albero

Il principio di funzionamento del *demux ring* con struttura ad albero è lo stesso su cui si basano i più comuni demultiplicatori costruiti con filtri *Mach-Zehnder* in cascata: l'*interleaving*. Il principio consiste nel creare una struttura a più stadi, in ognuno dei quali vengono separate le lunghezze d'onda in posizione pari da quelle in posizione dispari del pettine WDM in ingresso ad ogni *microring resonator* che compone lo stadio. In questo modo, dopo k stadi, si riescono a separare completamente 2^k canali di un segnale WDM in ingresso al *demux*. Se per esempio volessi demultiplicare S canali, che nel nostro caso equivale a voler discriminare S piani di ricezione, servirebbe una struttura composta da $k = \lceil \log_2 S \rceil$ stadi di 2^{k-1} *ring* ciascuno. In Fig. 4.3 è dato un esempio di tale struttura per $S = 8$ e $k = 3$.

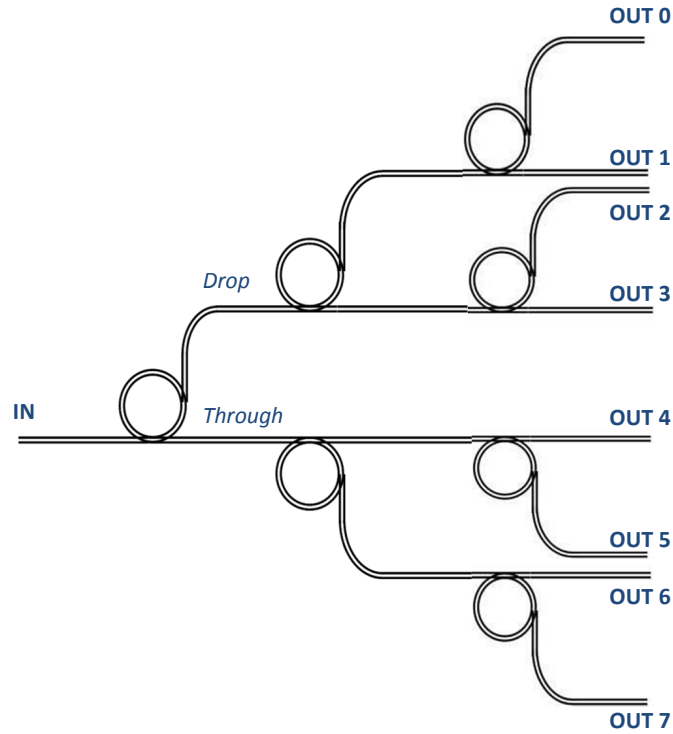


Figura 4.3: Esempio di struttura a 3 stadi.

Per fare in modo che il circuito funzioni correttamente, bisogna dimensionare ciascun *ring* del k -esimo stadio con FSR pari a:

$$FSR_k = 2^k \Delta\lambda \quad (4.7)$$

e centrarlo sulla prima lunghezza d'onda del pettine WDM in ingresso. Assumendo $\lambda_{(i,r)}$ la lunghezza d'onda di risonanza dell' i -esimo *ring* dello stadio e prendendo come riferimento l'esempio in Fig. 4.3, dovremmo dimensionare il *ring* del primo stadio con $FSR = 2\Delta\lambda$ e $\lambda_1^{ris} = \lambda_0$, i due *ring* del secondo stadio con $FSR = 4\Delta\lambda$ e rispettivamente $\lambda_1^{ris} = \lambda_0$, $\lambda_2^{ris} = \lambda_1$ e i quattro *ring* del terzo stadio con $FSR = 8\Delta\lambda$ e rispettivamente $\lambda_1^{ris} = \lambda_0$, $\lambda_2^{ris} = \lambda_2$, $\lambda_3^{ris} = \lambda_3$ e $\lambda_4^{ris} = \lambda_1$, come mostrato in Fig. 4.4, ottenendo così per ogni stadio le funzioni di trasferimento mostrate in Fig. 4.5.

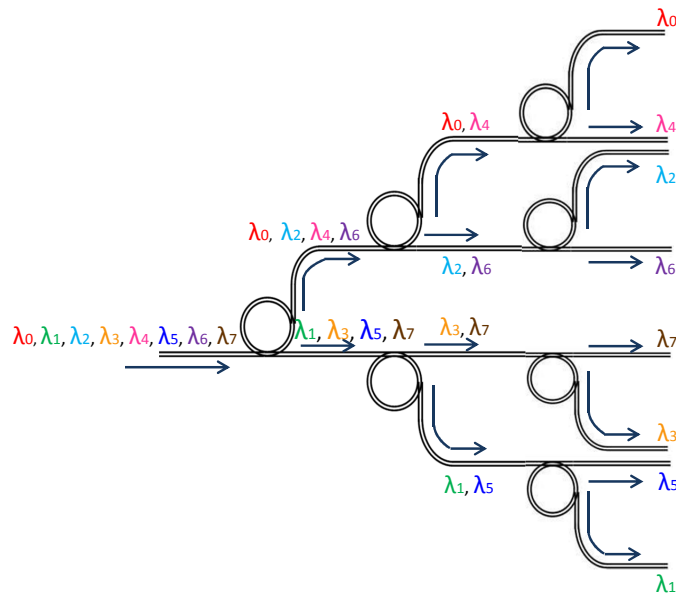


Figura 4.4: Esempio di funzionamento di un demultiplexer ad albero a 3 stadi.

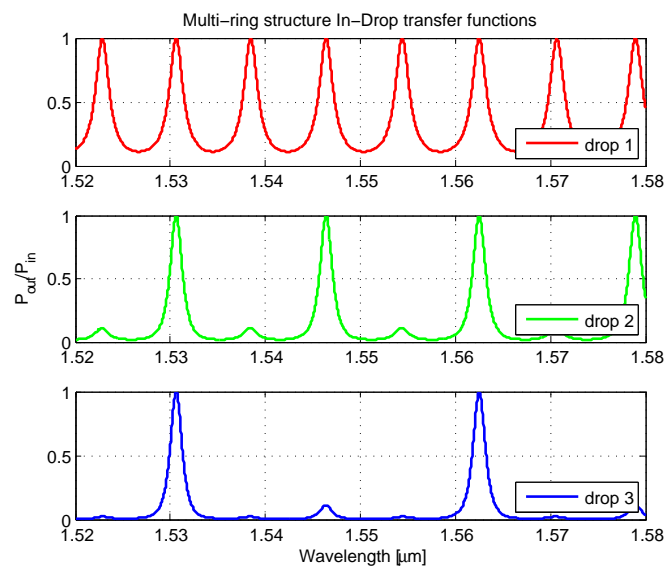


Figura 4.5: Esempio di funzioni di trasferimento alle uscite DROP di un demultiplexer ad albero a 3 stadi.

Dimensionando il *demultiplexer* in questo modo, è però ancora presente il problema della crescita in modo proporzionale al numero di stadi, quindi al numero di piani della mia architettura, del *FSR*, cosa che come anticipato comporta parecchi problemi nella fase realizzativa del sistema. Utilizzando una configurazione ad albero si può però sfruttare in modo efficiente una proprietà nota in letteratura come *‘Effetto*

Vernier' che consente di dimensionare i *ring* con un *FSR* contenuto, ottenendo però gli stessi risultati in termini di periodicità delle funzioni di trasferimento sul pettine di canali WDM da demultiplare.

4.1.2 L'effetto Vernier

L'*effetto Vernier* non è nient'altro che lo stesso semplice principio su cui si basano strumenti di misura di precisione come calibri e micrometri, il cui funzionamento è mostrato in Fig. 4.6.

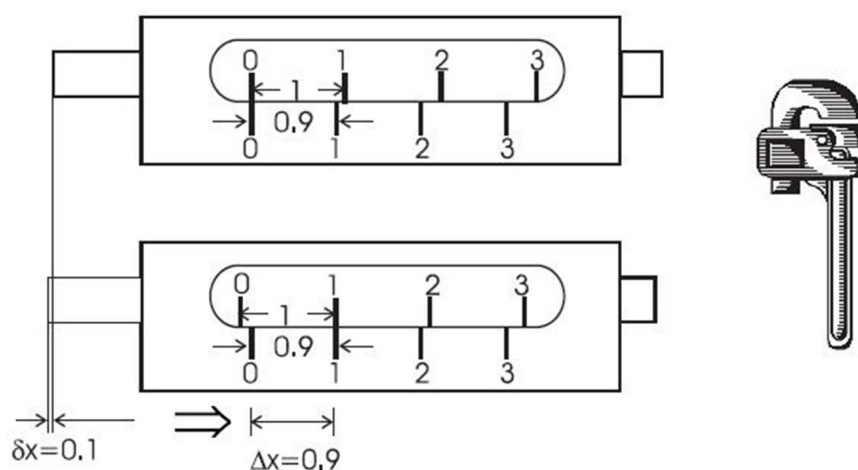


Figura 4.6: Esempio pratico di utilizzo dell'effetto Vernier.

Se si dispone di una scala di misura, che chiameremo *primaria*, con valori spaziati di una quantità pari a $\Delta S = 1$ e si vuole invece ottenere una precisione sulla lettura pari a $\delta x = 0,1$, basta aggiungere allo strumento di misura una nuova scala, che chiameremo *secondaria*, da sovrapporre a quella primaria. Tale scala deve essere realizzata con passo $\Delta x = 0,9$, di un valore pari a δx inferiore alla risoluzione iniziale. In questo modo, variazioni di δx sulla grandezza da misurare si traducono anche in variazioni di δx della scala secondaria rispetto a quella primaria, portando alla coincidenza tra le due scale in un'unica tacca di lettura, che è esattamente quella su cui viene poi effettuata la misurazione. Da notare che nessun'altra tacca della scala secondaria coincide con una qualsiasi tacca della scala primaria. Questa proprietà è spiegata dal fatto che, avendo la seconda scala una spaziatura pari a $9/10$ della prima, queste avranno uno sfasamento reciproco pari a δx , che si incrementa di $1/10$

ad ogni passo (ad ogni tacca della scala). Questo significa che dopo 9 tacche, vi sarà una distanza tra le due scale pari a proprio a Δx , il che vuol dire che ci saranno altre due tacche delle due scale che andranno a coincidere. Tutto ciò ci porta a dire che la coincidenza delle tacche sulle due scale ha periodicità pari a $\frac{\Delta x}{\delta x} = 9$. Questo semplice principio si adatta perfettamente al nostro caso di demultiplazione di canali WDM, in cui dobbiamo garantire sia la coincidenza dei picchi delle funzioni di trasferimento con i canali da separare, sia la periodicità della stessa. Basta assumere i canali da separare come se fossero le tacche della scala primaria spaziate di $\Delta S = \Delta\lambda$, mentre i picchi della funzione di trasferimento del singolo *microring resonator* del *demultiplexer* come se fossero le tacche della scala secondaria. Così facendo si ottiene un filtro con periodicità effettiva pari a $\frac{\Delta x}{\delta x} \cdot \Delta\lambda$, avente però un *FSR* reale di soli $\Delta x \Delta\lambda$. Per fare un esempio numerico, un *demux crossbar* per la discriminazione di 8 canali WDM sarebbe composto da 8 *microring resonator* con $FSR = \frac{\Delta x}{\delta x} \cdot \Delta\lambda = 8\Delta\lambda$, ciascuno centrato su un'opportuna lunghezza d'onda di risonanza. Applicando l'effetto Vernier si può scalare il *FSR* di ciascun *ring* di un fattore $\delta x = 1/9$, mantenendo inalterata la periodicità originale di $8\Delta\lambda$.

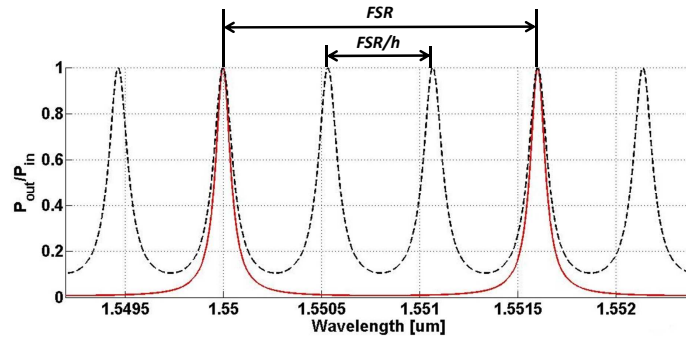


Figura 4.7: Funzione di trasferimento della porta DROD di un ring dimensionato secondo Vernier.

Come si osserva in Fig. 4.7, la funzione di trasferimento del generico *microring resonator* del *demultiplexer* filtra esattamente l'*i-esimo* canale WDM in ingresso e i successivi $i+8k$ con $k \in \mathbb{N}$, mentre invece per gli altri canali non vi è coincidenza con i picchi della funzione di trasferimento e quindi vengono parzialmente eliminati. Questo però non soddisfa le nostre aspettative in quanto rimane comunque una presenza non trascurabile all'uscita di ogni ring di segnali di disturbo dovuti al non completo filtraggio delle lunghezze d'onda non volute del pettine WDM e che andranno quindi

ad incrementare a ricevitore il livello di *crosstalk*. Questo è un problema molto importante per quanto riguarda la scalabilità dell'architettura, che non si presenta nel caso di utilizzo di un *demultiplexer* con struttura ad albero. Attraversando l'albero infatti, la spaziatura con la quale si presentano i segnali in ingresso ad un nuovo stadio aumenta a causa dell'azione di *interleaving*. Se in ingresso al *demultiplexer* entrasse ad esempio un segnale WDM composto da 8 canali spazati $\Delta\lambda$, all'uscita del primo stadio saranno prelevati 2 segnali distinti di 4 canali ciascuno e spazati di $2\Delta\lambda$ che entreranno in un *ring* con $FSR = 4\Delta\lambda$. All'uscita del secondo stadio ci saranno 4 segnali di 2 canali ciascuno spazati di $4\Delta\lambda$ che entreranno in un *ring* con $FSR = 8\Delta\lambda$ e così via. In questo modo l'effetto indesiderato di ottenere segnali che vadano a creare livelli di *crosstalk* non trascurabili scompare, poichè gli unici canali di disturbo al filtraggio si trovano esattamente a metà del FSR effettivo dello specifico stadio di demultiplazione e saranno quindi soggetto al valore minimo della funzione di trasferimento del *ring* così dimensionato.

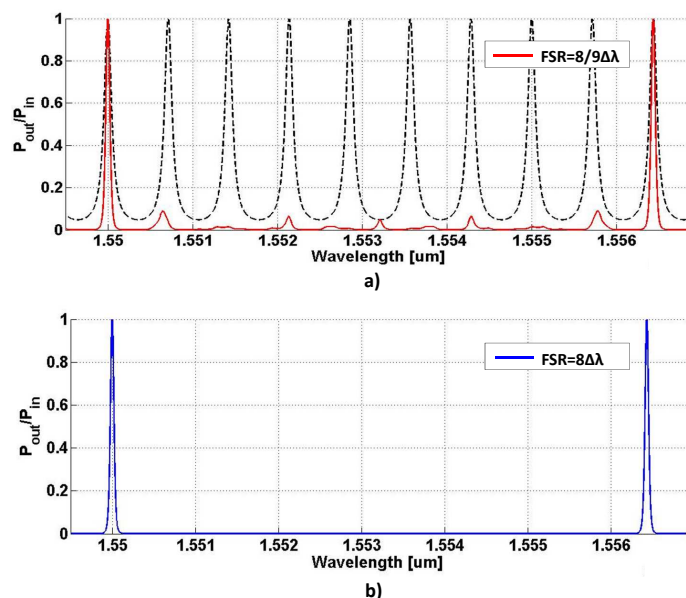


Figura 4.8: Confronto tra le funzioni di trasferimento alla porta DROPP dell'ultimo stadio di demultiplazione per valori di FSR secondo Vernier (a) ed ideali (b).

4.1.3 Centrazione dei *microring resonator*

Un ulteriore problema legato al dimensionamento della componente ottica per la selezione del piano di ricezione riguarda la centrazione dei vari ring che lo compongono

sull'opportuna lunghezza d'onda di risonanza. Questa operazione può avere risvolti non desiderati sulla funzione di trasferimento finale dei *ring*, soprattutto se sono caratterizzati da un valore di *Finesse* elevato (tipicamente maggiore di 10), come accade nella configurazione *crossbar*. La criticità della centratura deriva dal fatto che per il progetto di un *microring resonator* si hanno a disposizione due equazioni, che ne regolano rispettivamente il *FSR* e la lunghezza d'onda di risonanza, a fronte di un'unica grandezza fisica da dimensionare, ovvero la lunghezza ottica del *ring*. Nello specifico, le relazioni su cui si basa il dimensionamento sono le seguenti:

$$FSR = \frac{c}{n_g \cdot L_r} \quad (4.8)$$

$$\beta \cdot n_{eff} \cdot L_r = 2\pi N \quad (4.9)$$

con $L_r = 2\pi R$ lunghezza geometrica del *ring*, c velocità della luce nel vuoto, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_{ris}}$ costante di fase alla lunghezza d'onda di risonanza e N intero. L'Eq. 4.8 impone la periodicità della funzione di trasferimento del *ring*, mentre l'Eq. 4.9 impone la condizione di risonanza, ossia che la fase del modo di propagazione ad una specifica lunghezza d'onda λ_{ris} compia delle rotazioni complete di 2π durante la percorrenza dell'anello, di modo da farlo risuonare *ring* in corrispondenza di quella lunghezza d'onda. Il dimensionamento viene quindi eseguito seguendo la sottostante procedura:

- dato un *FSR* ricavo la lunghezza fisica del *ring* tramite l'Eq. 4.8;
- data L_r impongo la condizione di risonanza (Eq. 4.9) con incognita N trovandone un valore non intero;
- approssimo N all'intero più vicino, imponendo di fatto la risonanza del ring su λ_{ris} e ricavo dalla Eq. 4.9 il nuovo valore di L_r ;
- questo nuovo valore di L_r darà luogo ad un *FSR* diverso da quello per il quale è stato dimensionato inizialmente il *ring*.

La differenza tra questi due valori si fa sempre più marcata tanto più è elevato il *FSR* con cui si vuole progettare il *microring resonator*. Per esempio, con un *FSR* di 3.2 THz (16 canali WDM spazati di 200GHz) si ottiene un ΔFSR tra prima e dopo

la centratura di circa 36GHz , che è circa pari a 3.6 volte la banda di un canale se si considera una trasmissione a 10Gb/s . Questo implica, come mostrato in Fig. 4.9, che i picchi della funzione di trasferimento successivi a quello su cui viene effettuata la centratura non saranno più perfettamente centrati con i canali da filtrare, causando così un degrado della qualità del segnale.

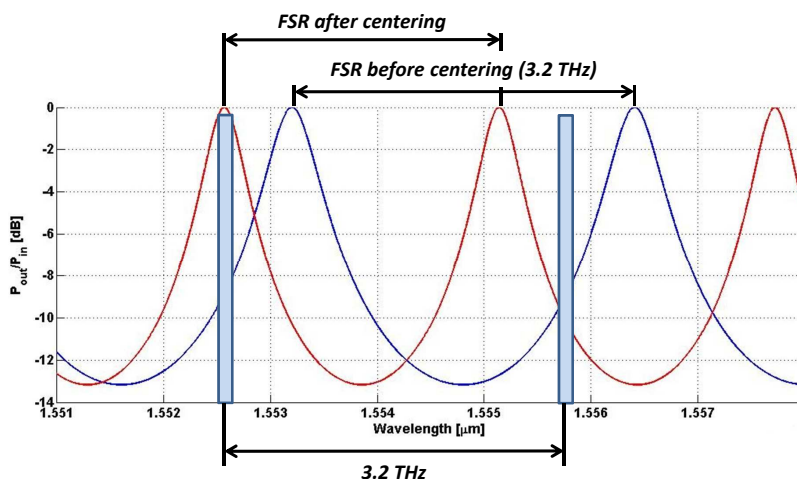


Figura 4.9: Effetto dell'operazione di centratura.

Oltretutto, le cose peggiorano ulteriormente se si vanno a considerare gli ulteriori picchi successivi, che distorcono dall'eventuale canale da filtrare rispettivamente $2\Delta FSR$, $3\Delta FSR$, $4\Delta FSR$ e così via.

Volendo, si può cercare di migliorare la situazione andando ad agire sulla banda a 3 dB della funzione di trasferimento del *ring*, portandola ad un valore tale da rendere la *Finesse* del risonatore sotto la soglia di 10, considerata il limite per avere dei filtri gestibili [25]. Si intuisce subito però l'impraticabilità di questa strada se si pensa al fatto che la banda a metà altezza del filtro è vincolata ad essere minore della spaziatura dei canali, se si vuole evitare interferenza intersimbolica. Supponendo quindi di lavorare su canali spaziati di 200 GHz e ipotizzando di porre la banda a 3 dB uguale alla spaziatura (cosa priva di senso, ma che dà un'idea dei limiti di questa soluzione), avremo che per riuscire ad ottenere una $F_{max} = FSR/B_{3db} = 10$, dovremmo lavorare con un FSR_{max} di 2 THz, cioè con un massimo di 10 canali WDM. Nella nostra architettura questo si traduce con un massimo di 10 piani di commutazione: la cosa è decisamente poco scalabile.

Il problema della centratura è invece in una certa misura gestibile sfruttando

ancora una volta il ben noto effetto *Vernier*. Imporre una frequenza di risonanza ad un *microring resonator*, significa di fatto andare a traslare il picco della funzione di trasferimento della porta *drop* dalla posizione ‘casuale’ in cui si trova dopo il primo dimensionamento del FSR, esattamente in corrispondenza della lunghezza d’onda di risonanza. Questa traslazione si traduce in una variazione della lunghezza fisica del *ring* pari a

$$\Delta L_r = \Delta N \cdot \frac{\lambda_0 + \Delta\lambda}{neff} \quad (4.10)$$

con $0 \leq \Delta N \leq \frac{1}{2}$ arrotondamento di fase per imporre la risonanza, λ_0 lunghezza d’onda in cui è centrato il picco della funzione di trasferimento dopo il primo dimensionamento e $\Delta\lambda$ distanza tra picco originale e picco centrato. Il caso pessimo si ha quando il canale su cui effettuare la centratura si trova nel mezzo del FSR della funzione di trasferimento da centrare, ottenendo così un $\Delta N = 1/2$ e un $\Delta\lambda = FSR/2$.

Ad ogni modo, l’operazione di centratura comporta un ΔL_r direttamente proporzionale alla traslazione $\Delta\lambda$ subita dalla funzione di trasferimento del *ring*. Questo ΔL_r va ad impattare in modo diretto sul ΔFSR attraverso la relazione

$$\Delta FSR = FSR_{originale} \cdot \frac{\Delta L_r}{L_r + \Delta L_r} \quad (4.11)$$

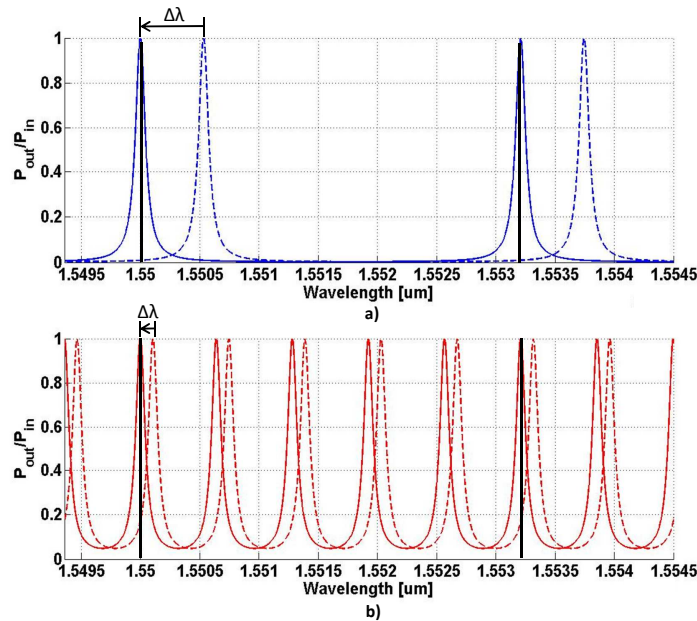


Figura 4.10: Operazione di centratura eseguita non utilizzando (a) ed utilizzando (b) l’effetto Vernier.

Per fare sì che il valore del FSR tra prima e dopo la centratura subisca variazioni trascurabili è dunque necessario limitare il valore di ΔL_r e quindi di $\Delta\lambda$. È in questo senso che risulta ancora utile l'effetto *Vernier*: come mostrato in Fig. 4.10, la presenza dei picchi intermedi all'interno del FSR della funzione di trasferimento realizzata secondo *Vernier* consente all'operazione di centratura di andare a traslare il picco immediatamente più vicino alla lunghezza d'onda da centrare, riducendo così il più possibile $\Delta\lambda$

Tornando all'esempio numerico precedente, in cui ottenevamo un $FSR = 16\Delta\lambda = 3.2$ THz con un $\Delta FSR = 36$ GHz dopo la centratura, applicando *Vernier* otteniamo un $FSR = 16/17\Delta\lambda = 188.24$ GHz e un $\Delta FSR = 1.385$ GHz, un ordine di grandezza inferiore. Il prezzo per arrivare a questi risultati si paga però in termini di complessità realizzativa del *demux* ad albero. Applicando *Vernier* infatti, si ottengono dei ring con un raggio ragionevole, ma caratterizzati da lunghezze L_r molto simili. All'interno dello stesso stadio possono trovarsi ad esempio *ring* che differiscono di pochi nm gli uni dagli altri su lunghezze totali di diversi μm , il che può comportare notevoli difficoltà realizzative. Sebbene siano mature tecniche per la realizzazione di componenti ottiche integrate di precisione come l'*electron-beam*, queste risultano ancora molto costose. Un approccio più semplice al problema è invece quello di agire sulla lunghezza ottica del ring a processo produttivo già ultimato. Ciò è possibile termostatando ogni singolo *ring* del demultiplicatore, garantendo così una corretta centratura semplicemente andandone a regolare la temperatura. Questo si ottiene sfruttando l'effetto termo-ottico dei materiali con i quali sono stati fabbricati i risonatori, dove con effetto termo-ottico si intende la capacità di determinati materiali di variare il proprio indice di rifrazione in funzione della temperatura di utilizzo. In particolare, l'indice di rifrazione varia con la seguente legge:

$$\Delta n_{eff} = K\Delta T \quad (4.12)$$

dove Δn_{eff} è la variazione dell'indice di rifrazione efficace sentito dal modo che si propaga nelle guide, ΔT è la variazione di temperatura a cui è soggetta la guida e K è il coefficiente termo-ottico del materiale con cui è realizzata. Valori tipici di K sono $10^{-5} C^{-1}$ per il vetro e $10^{-4} C^{-1}$ per il silicio.

4.1.4 Ottimizzazione dei parametri dei *microring resonator*

Nei paragrafi precedenti abbiamo illustrato le principali problematiche legate all'utilizzo dei *microring resonator* e spiegato come queste possano essere in una certa misura risolte attraverso l'applicazione dell'effetto *Vernier*. Tale effetto comporta la riduzione del valore di FSR di un fattore h tale che:

$$FSR_i^{Vernier} = \frac{FSR_i^{Ideale}}{h} \quad (4.13)$$

con

$$FSR_i^{Ideale} = 2^i \cdot \Delta\lambda \quad (4.14)$$

$$h = 2^i + 1 \quad (4.15)$$

dove i è lo stadio di appartenenza del *ring* all'interno del *demultiplexer*. Vedremo ora come sia possibile migliorare ulteriormente le cose mettendo a punto un sistema di ottimizzazione dei parametri dei *ring* che compongono il nostro *demultiplexer* di selezione del piano in modo da migliorare la qualità del segnale in uscita da esso. Prima di tutto bisogna chiarire che, come discusso in [25], ridurre il valore di FSR dei *ring* di un fattore h , oltre ai benefici riportati nei paragrafi precedenti, comporta anche un aumento dei valori di *crossstalk* dovuto a tutti gli altri canali in ingresso al demultiplicatore. Sorge quindi la necessità di assegnare ad h un valore ottimale, in modo da minimizzare questi livelli. Per fare ciò, occorre prima di tutto individuare l'insieme dei valori ammissibili nel quale andare poi a ricercare il valore ottimale di h . Tale insieme è facilmente individuabile se si considera che in ingresso all' i -esimo stadio del *demultiplexer* si presentano canali con spaziatura $2^{i-1} \cdot \Delta\lambda$ che vengono filtrati da una funzione di traferimento teorica avente $FSR = 2^i \cdot \Delta\lambda$. Il canale da eliminare cadrà quindi sempre in corrispondenza della metà del FSR , come mostrato in Fig. 4.11.

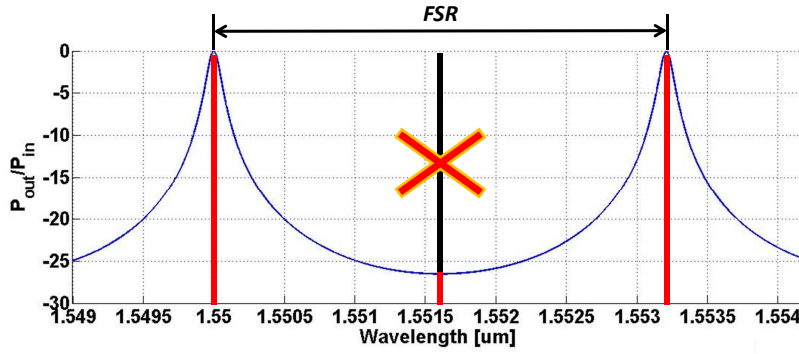


Figura 4.11: Filtraggio dei canali interferenti operato da ogni stadio del demultiplexer ad albero.

Per cui, posta $D = 2^{i-1}$ la distanza tra i canali in ingresso all' i -esimo stadio di demultiplazione e un valore $t \in N$, vogliamo che il nostro $FSR_{ottimo} = FSR_{ideale}/h$ soddisfi la seguente relazione:

$$t \cdot FSR_{ottimo} + \frac{FSR_{ottimo}}{2} = D \cdot \Delta\lambda \quad (4.16)$$

da cui

$$FSR_{ottimo} \cdot \left(\frac{2t+1}{2} \right) = D \cdot \Delta\lambda \quad (4.17)$$

$$FSR_{ottimo} = \frac{2D \cdot \Delta\lambda}{2t+1} \quad (4.18)$$

$$FSR_{ottimo} = \frac{FSR_{ideale}}{2t+1} \quad (4.19)$$

L'Eq. 4.19 mostra subito che il valore ottimale di $h = 2t + 1$ sia da ricercarsi nell'insieme dei numeri naturali dispari.

La funzione di ottimizzazione deve allo stesso tempo garantire che variazioni della funzione di trasferimento dovute all'operazione di centratura siano trascurabili. Per validare quest'ultima affermazione, bisogna andare ad agire su un ulteriore parametro di progetto dei *microring resonator*, ossia il coefficiente di accoppiamento κ , dal quale dipende il valore della banda a 3 dB del risonatore.

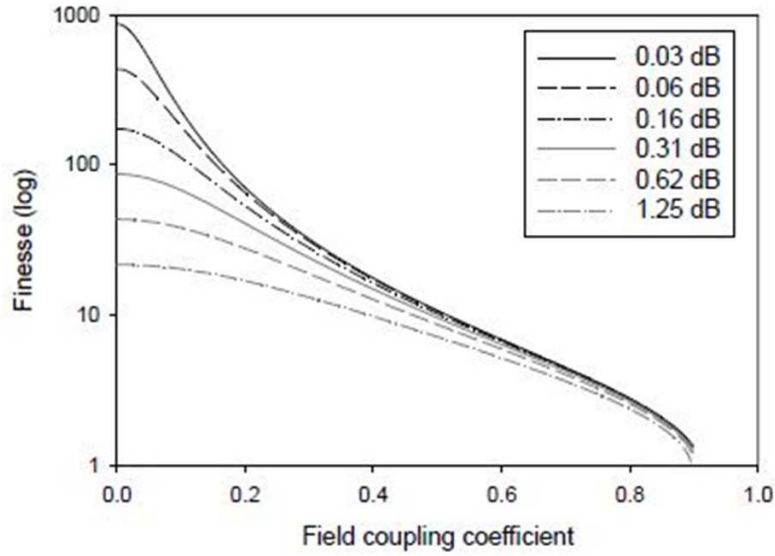


Figura 4.12: *Finesse in funzione del coefficiente di accoppiamento con perdite di roundtrip α_r come parametro.*

Come mostrato in Fig. 4.12, al crescere di κ diminuisce la *Finesse* del risonatore, definita come $F = FSR/B_{3dB}$, e di conseguenza la banda a 3dB cresce. Dimensionare un *ring* con una banda maggiore di quella necessaria per filtrare correttamente un canale WDM, rende lo stesso meno sensibile all'operazione di centratura in quanto la differenza di FSR viene compensata dalla maggior ampiezza di banda. Allo stesso tempo però, ciò contribuisce ad incrementare i livelli di *crossstalk* generati dal filtro. Ricercare il giusto *trade-off* tra i valori di h e κ per ciascun *ring* dell'*i-esimo* stadio è un problema di ottimizzazione non lineare che abbiamo posto nella seguente forma:

- Funzione obiettivo

$$\min \frac{1}{ER} \quad (4.20)$$

con

$$ER = \frac{P_{OnRes}}{P_{OffRes}} = 1 + F_c \quad (4.21)$$

$$F_c = \frac{4\mu^2 \cdot \chi_r}{(1 - \mu^2 \cdot \chi_r)^2} \quad (4.22)$$

$$\mu = \sqrt{1 - \kappa^2} \quad (4.23)$$

$$\chi_r = 10^{\frac{-\alpha_r}{20}} \quad (4.24)$$

$$\alpha_r = 2\pi \cdot R \cdot \alpha_{dB} \quad (4.25)$$

$$R = \frac{c}{2\pi \cdot n_g \cdot FSR_{ottimo}} \quad (4.26)$$

$$FSR_{ottimo} = \frac{FSR_{ideale}}{h} \quad (4.27)$$

dove ER (*Extinction Ratio*), è il rapporto di estinzione della porta *drop* del *ring*, ossia il rapporto tra la potenza in uscita quando il *ring* è completamente in risonanza (P_{OnRes}) e la potenza in uscita quando è totalmente fuori risonanza (P_{OffRes}), F_c è il coefficiente di *Finesse*, χ_r e α_r sono le perdite per *roundtrip* rispettivamente in scala lineare e in logaritmica, α_{dB} è l'attenuazione per unità di lunghezza della guida d'onda del *ring* posta pari a $1dB/cm$, R è il raggio del *ring* e n_g l'indice di rifrazione di gruppo della guida.

- Vincoli

$$B_{3dB} \geq R_b \quad (4.28)$$

$$F \leq 10 \quad (4.29)$$

$$FSR_{ottimo} \leq FSR_{max} \quad (4.30)$$

$$\Delta FSR \cdot \frac{2^T S}{2^i} \cdot \left(\frac{N}{S} - 1 \right) \leq \frac{B_{3dB} - R_b}{2} \quad (4.31)$$

$$B_{3dB} < FSR_{ottimo} \quad (4.32)$$

$$B_{3dB} < \Delta\lambda \quad (4.33)$$

$$h = 2i + 1 \quad (4.34)$$

$$i \in N \quad (4.35)$$

$$0 \leq \kappa \leq 1 \quad (4.36)$$

dove i indica l' i -esimo stadio, $TS = \lceil \log_2(S) \rceil$ il numero totale di stadi del *demultiplexer* e ΔFSR la variazione del FSR a seguito dell'operazione di centratura valutata sulla lunghezza d'onda utile immediatamente successiva a quella di risonanza, quindi distante FSR_{ideale} da essa.

Il problema di ottimizzazione sopra proposto ha lo scopo di minimizzare l'inverso della reiezione fuori banda dei singoli risonatori che compongono ogni stadio di demultiplicazione (Eq. 4.20). Ciò equivale quindi a minimizzare i livelli di *crosstalk*, in modo tale da soddisfare i seguenti vincoli:

- banda del canale interamente contenuta nella banda del filtro (Eq. 4.28);
- valore di *Finesse* del risonatore al di sotto di una certa soglia giudicata limite per una corretta gestione del risonatore (Eq. 4.29);
- FSR del ring minore del massimo FSR consentito dal materiale (Eq. 4.30);
- banda a 3 dB del filtro che compensi lo scostamento del picco della funzione di traferimento sulla lunghezza d'onda da filtrare più lontana rispetto a quella sulla quale è stata effettuata la centratura (Eq. 4.31);
- l'ottimizzazione deve dare risultati sensati, quindi la banda a 3 dB non deve eccedere nè il FSR del *ring* nè la spaziatura dei canali (Eq. 4.32 e 4.33);
- il valore di h va ricercato nell'insieme degli interi dispari (Eq. 4.34 e 4.35);
- il valore di κ va ricercato in un range che va da 0 a 1 (Eq. 4.36).

Abbiamo quindi implementato con l'ausilio di Matlab il sopra illustrato problema di ottimizzazione e ricavato di volta in volta i valori di h e κ ottimi per lo stadio di *ring* considerato.

4.2 Selezione dei ricevitori nel piano

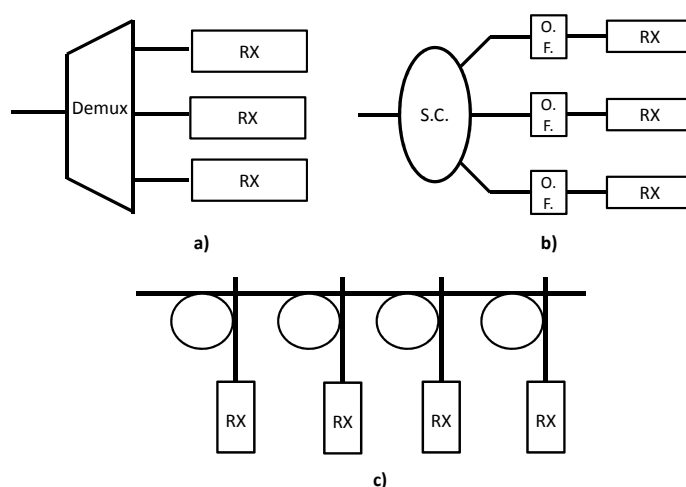


Figura 4.13: Circuiti per la selezione del piano: demux generico (a), broadcast and select (b), array ring (c).

In questo paragrafo ci occuperemo della parte di circuito ottico dedicata alla discriminazione di ogni singolo ricevitore all'interno del proprio piano. Concettualmente si tratta di realizzare un *demultiplexer* capace di separare gli al più N/S canali spaziatosi di $2^{TS} \cdot \Delta\lambda$ che possono presentarsi in un determinato piano di ricezione. A tale scopo, come mostrato in Fig. 4.13, abbiamo proposto tre soluzioni alternative per la realizzazione di questo demultiplicatore:

1. *demux* generico $1 \times N$;
2. *demux* costituito da un *array* di *microring resonator* in configurazione *crossbar*.
3. soluzione *broadcast and select*;

Mentre il primo metodo implementativo è del tutto teorico e non necessita di particolari osservazioni, gli altri due possono essere realizzati nella pratica. In modo particolare la soluzione *broadcast and select* è quella che più di tutte si presta ad una facilità realizzativa. Quest'ultima consiste in un semplice *star coupler* $1 : N/S$ che replica il segnale destinato a quel piano verso tutti gli N/S ricevitori facentene parte. Prima di ogni ricevitore è presente un filtro ottico fisso, avente una funzione di trasferimento centrata sulla sua lunghezza d'onda e con banda a 3 dB sufficientemente ampia da contenere quella del canale da filtrare. In questo modo, ogni ricevitore estrarrà solo

il canale ad esso destinato tra tutti quelli presenti nel pettine WDM in ingresso al piano. La soluzione con *array* di *ring* è invece costituita da N/S *microring resonator* ciascuno associato ad un singolo ricevitore nel piano e centrato di conseguenza nella sua lunghezza d'onda di funzionamento. Per fare in modo che i canali vengano tutti separati correttamente e senza creare equivocazioni, tali componenti devono essere dimensionate in modo da avere il seguente valore di FSR:

$$FSR_{array} = \frac{N}{S} \cdot 2^{TS} \Delta\lambda \quad (4.37)$$

che risulta essere molto elevato. Si necessitano dunque dei *ring* con raggi ridotti e di gran lunga lontani dai limiti fisici imposti dal materiale con cui sono fabbricati.

4.3 La nostra architettura

Nei paragrafi precedenti abbiamo analizzato i due blocchi base del nostro sistema di interconnessione, ora introdurremo l'architettura in cui questi possono essere inseriti. Osservando la Fig. 4.14 notiamo subito la somiglianza con la struttura basata sugli AWG presentata in precedenza. Nel dettaglio l'architettura è costituita da:

- N trasmettitori tunabili;
- un primo stadio di *coupler*;
- uno stadio costituito dalla struttura di *ring* per la selezione del piano descritta precedentemente;
- un secondo stadio di *coupler*;
- uno stadio di amplificatori EDFA;
- uno stadio di *demultiplexer*;
- N ricevitori fissi.

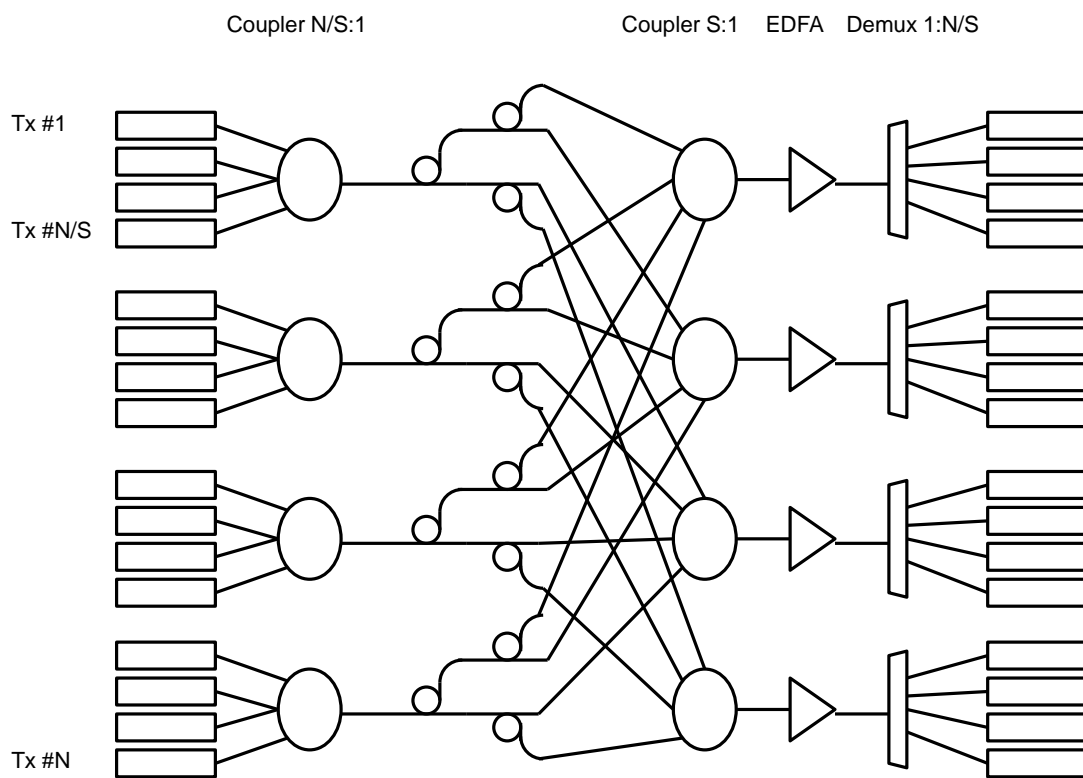


Figura 4.14: L'architettura passiva basata su microring resonator studiata.

I trasmettitori sono suddivisi in S piani di commutazione costituiti da N/S trasmettitori ciascuno. Per il primo stadio di *coupler* avremo quindi S dispositivi che accoppiano i segnali provenienti da N/S sorgenti. I valori di N/S e di S possono variare da 1 a N , situazione quest'ultima in cui avremmo rispettivamente un unico piano o N piani con un solo trasmettitore ciascuno.

La struttura per la selezione del piano può essere costituita da un numero di stadi variabile che indicheremo con TS (totale stadi), tale parametro è molto importante, tanto quanto lo sono N/S e S , dal momento che caratterizza fortemente l'architettura influenzando sul numero e sulle caratteristiche dei dispositivi connessi a valle. In ogni caso appare necessario utilizzare un numero di stadi tale da poter discriminare completamente tutti gli S piani di *switching*, condizione che si ottiene vincolando TS al seguente valore:

$$TS = \lceil \log_2(S) \rceil \quad (4.38)$$

Chiaramente, indicando con J un singolo stadio, con J variabile da 0 a $TS - 1$, ogni stadio sarà costituito da 2^J *ring resonator*.

Nell'esempio di Fig. 4.14 per un'architettura 16 x 16 abbiamo utilizzato:

- $N/S = 4$;
- $S = 4$;
- $TS = 2$;

In questo caso abbiamo quindi S *coupler* $N/S : 1$ a valle dei trasmettitori e S *coupler* $2^T S : 1$, S EDFA e S *demultiplexer* $1 : N/S$ dopo i *ring*.

Osserviamo ora il funzionamento della struttura come rappresentato in Fig. 4.14 e prendiamo in considerazione gli S moduli di cui è costituita la nostra architettura. Supponendo tutti i trasmettitori identici e tunabili sulle stesse N lunghezze d'onda otterremmo che ad ogni ricevitore è assegnata una singola lunghezza d'onda, diversamente da come avveniva nell'architettura basata su AWG. Noi riteniamo sufficiente poter indirizzare un singolo canale ad una qualsiasi tra le porte di uscita che in un certo istante sono inutilizzate, tuttavia se volessimo avere la possibilità di

indirizzare alla medesima porta d'uscita segnali provenienti da ingressi diversi, ciò rappresenterebbe un problema, dal momento che entrambi i trasmettitori dovrebbero selezionare la stessa lunghezza d'onda. È possibile pensare di superare questo limite studiando *ad hoc* le connessioni tra le uscite degli ultimi stadi dei *ring* di ogni piano e i *coupler*; questa soluzione però, oltre ad avere una complessità notevolmente crescente con il numero di trasmettitori, porterebbe anche ad ulteriori vincoli sui rapporti tra i parametri N/S , S e TS .

In alternativa, oltre a connettere le diverse uscite dei *ring*, cui sono presenti gruppi diversi di lunghezze d'onda, in configurazione *shuffle* ai *coupler*, possiamo pensare di utilizzare dei trasmettitori tunabili su un *range* più elevato di lunghezze d'onda e sfruttare così la periodicità della funzione di trasferimento dei *ring*. I trasmettitori possono ripetersi in modo identico nei diversi piani e questa soluzione appare analoga a quella proposta in precedenza per risolvere il problema del *crosstalk* coerente negli AWG. Il numero di lunghezze d'onda necessarie cresce e rappresenta quindi un ulteriore parametro da considerare, inoltre chiaramente non dipende solo dal numero totale di porte, ma è influenzato pesantemente da come viene progettata l'architettura.

Tornando all'architettura illustrata in Fig. 4.14, notiamo inoltre che, per come è strutturata la rete delle interconnessioni (configurazione *non shuffle*), la lunghezza d'onda in trasmissione necessaria a discriminare ciascun ricevitore è sempre la stessa, indipendentemente dal piano di trasmissione e dalla posizione del trasmettore nel piano. Questo significa che per comunicare con l'ipotetico *i-esimo* ricevitore del *k-esimo* piano a cui è stata assegnata una lunghezza d'onda λ_x , qualsiasi trasmettore si vada a considerare dovrà sempre trasmettere sulla suddetta λ_x . Dopo queste considerazioni è facile realizzare la funzione di assegnamento delle lunghezze d'onda che lega trasmettitori con ricevitori:

$$TX_{h,j} \rightarrow RX_{k,i} : \lambda_{k+i \cdot 2^{TS}} \quad \text{con } j, i \in \left\{ 0.. \frac{N}{S} - 1 \right\}; h, k \in \{0..S - 1\} \quad (4.39)$$

Come si vede dalla Eq. 4.39 nessuna delle coordinate del trasmettitore compare nella funzione di assegnamento. Un esempio di assegnamento di lunghezze d'onda per l'architettura proposta in Fig. 4.14 è quindi illustrato in Tab. 4.1

In generale, dal momento che ogni ricevitore è caratterizzato da una propria lunghezza d'onda diversa da tutte le altre, per poter raggiungere tutti i ricevitori

	Rx_{00}	Rx_{01}	Rx_{02}	Rx_{03}	Rx_{10}	Rx_{11}	Rx_{12}	Rx_{13}	Rx_{20}	Rx_{21}	Rx_{22}	Rx_{23}	Rx_{30}	Rx_{31}	Rx_{32}	Rx_{33}
λ	λ_0	λ_4	λ_8	λ_{12}	λ_1	λ_5	λ_9	λ_{13}	λ_2	λ_6	λ_{10}	λ_{14}	λ_3	λ_7	λ_{11}	λ_{15}

Tabella 4.1: Esempio di assegnazione di λ con $N/S = 4$, $S = 4$, $TS = 2$.

ogni trasmettitore deve avere a disposizione un *set* di N lunghezze d'onda. l'insieme su cui ricavare questo *set* non si estende però da λ_0 a λ_{N-1} , come si potrebbe in un primo momento pensare, ma su un *range* di valori maggiori a causa della struttura ad albero del *demux* di selezione del piano.

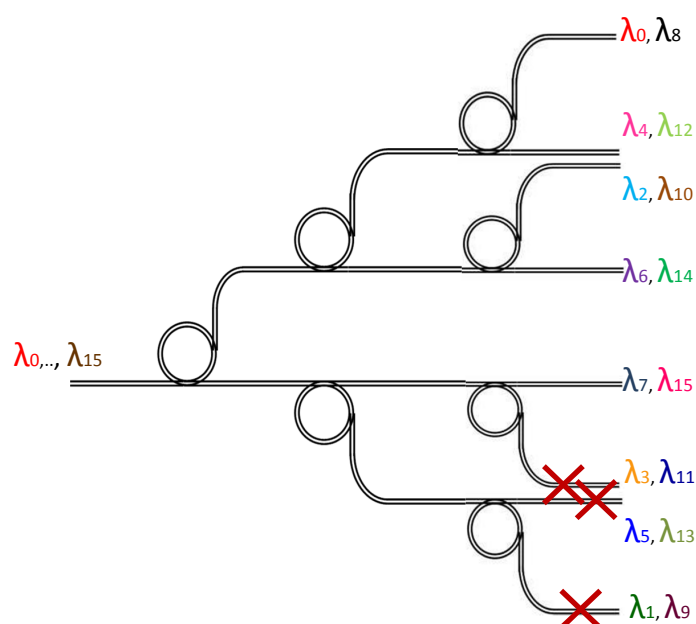


Figura 4.15: Esempio di demultiplicatore ad albero con $N/S=2$, $S = 5$ e $TS = 3$.

In Fig. 4.15 è mostrato un esempio di demultiplicatore per $N/S = 2$, $S = 5$ e $TS = 3$, dove le ultime tre uscite non sono collegate a nessun piano di ricezione, in quanto ne sono presenti solo 5 sugli 8 potenziali. In questo caso, se si assegnasse ai trasmettitori un *set* di $N = 10$ lunghezze d'onda compreso tra λ_0 e λ_9 , sarebbe impossibile ottenere una corretta discriminazione dei singoli ricevitori nei propri piani, poichè alle uscite 2,3,4,5 si presenterebbe un'unica lunghezza d'onda anzichè $N/S = 2$ come richiesto. La soluzione al problema sta nell'assegnare ai trasmettitori un *set* di lunghezze d'onda con un numero di elementi superiore a quello dei canali realmente utilizzati (N). In particolare ogni *set* deve essere costituito da un numero di lunghezze d'onda pari a:

$$\#\lambda = \frac{N}{S} \cdot 2^{TS} \quad (4.40)$$

di cui ovviamente solo N saranno realmente utilizzate.

È immediato notare come il numero di lunghezze d'onda utilizzate da questa soluzione sia abbastanza elevato, ma del resto questo è un problema che accomuna tutte le architetture di commutazione ottiche completamente passive, in cui l'unico fattore discriminante è proprio il valore della lunghezza d'onda del canale. Per arrivare a soluzioni in cui tale valore risulti inferiore bisogna necessariamente introdurre delle componenti attive a cui delegare parte della discriminazione dei ricevitori. Un'analisi di queste architetture verrà svolta nel successivo capitolo di questo lavoro di tesi.

4.4 Modello matematico per l'analisi di scalabilità

Abbiamo analizzato le prestazioni dell'architettura descritta utilizzando un *tool* MATLAB appositamente realizzato che consente di verificare per quali combinazioni di N/S e S i vincoli già descritti nel Cap. 2 sulla potenza in arrivo ai ricevitori e OSNR vengano soddisfatti. Per quanto riguarda i contributi dei *coupler* e degli EDFA, non sono state apportate modifiche degne di nota al codice già scritto per l'architettura basata sugli AWG presentata nel Cap. 3. Descriviamo invece più approfonditamente come è stato modellizzato il funzionamento dei due blocchi principali dell'architettura: la selezione del piano di ricezione e quella dei ricevitori.

4.4.1 Modellizzazione del circuito di selezione del piano

La modellizzazione proposta nel nostro *tool* MATLAB fa riferimento sia al dimensionamento dei parametri fisici dei ring che compongono il demoltiplicatore, sia alla stima dei livelli di *crosstalk* che tale struttura comporta. Per quanto riguarda la prima parte è stata fatta distinzione tra *ring* dimensionanti secondo *Vernier* e *ring* dimensionati secondo il processo di ottimizzazione illustrato nei Par. 4.1.4, anche se la filosofia del progetto rimane la stessa. Per ogni *ring* facente parte del *j-esimo*

stadio del *demux* è stato calcolato il FSR attraverso la formula:

$$FSR_j = \frac{2^j \cdot \Delta\lambda}{h} \quad (4.41)$$

dove h è posto pari a $2^j + 1$ per quanto riguarda la soluzione *Vernier* semplice, mentre viene ricavato dalla funzione di ottimizzazione per quanto riguarda la soluzione ottimizzata. A questo punto abbiamo eseguito l'operazione di centratura nelle rispettive lunghezze d'onda di risonanza secondo le Eq. 4.8 e 4.9, ottenendo così il valore della lunghezza geometrica dei ring L_r con la quale siamo di conseguenza in grado di calcolare le perdite per *roundtrip* e il coefficiente χ_r . Svolte queste operazioni preliminari il *tool* determina per ogni *ring* i valori dei coefficienti di accoppiamento guida-anello (abbiamo supposto $\kappa_1 = \kappa_2$) necessari per ottenere alle porte *drop* una larghezza di banda a 3 dB sufficiente per il *bit rate* considerato. Utilizzando κ come variabile, si ricava la banda espressa nella forma:

$$B_{3dB} = \frac{FSR(1 - \mu^2\chi_r)}{\pi\sqrt{\mu^2\chi_r}} \quad (4.42)$$

con

$$\mu = \sqrt{1 - \kappa^2} \quad (4.43)$$

Nel caso di *ring* ottimizzato, il valore di κ viene ricavato dalla funzione di ottimizzazione, mentre nel caso *Vernier* semplice abbiamo deciso di attribuire a κ il valore:

$$\min[\kappa] : B_{3dB} \geq R_b \quad (4.44)$$

cioè il minimo necessario per avere una banda di ampiezza pari al *bit rate* R_b . Quest'ultima scelta non è ottimale per quanto riguarda la riduzione dell'*insertion loss* alla porta *drop*, ma contribuisce a diminuire l'effetto del *crosstalk*. Noti i coefficienti di accoppiamento risulta possibile ricavare, mediante le Eq. B.24 e B.26, i valori di *insertion loss* alle porte *drop* e *through* e anche il valore del *crosstalk* relativo ai canali interferenti. Occorre precisare che, a seconda del percorso seguito dal segnale, questi valori possono subire variazioni anche importanti: generalmente le *insertion loss* in *drop* hanno un impatto più rilevante di quelle in *through* (si vedano ad esempio le figure B.10 e B.12) e considerando tutti i ring attraversati, anche per un numero

ridotto di stadi, la differenza tra il caso migliore e il peggiore può essere di alcuni dB. Siccome la nostra analisi di scalabilità vuole essere piuttosto conservativa, nel computo delle perdite subite dal segnale utile abbiamo cercato di ricreare il caso pessimo di utilizzo del circuito considerando di volta in volta il massimo di questi due valori. Ogni singolo *ring* dell'*i* –esimo stadio attraversato dal segnale utile sarà quindi caratterizzato dalle seguenti perdite:

$$IL_{ring_i} = \max \{ IL_{drop_i}^{ON}, IL_{through_i}^{ON} \} \quad (4.45)$$

Per quanto riguarda l'analisi del livello di *crosstalk* non sono state fatte differenze tra le due tipologie di *ring* (ottimizzati e non), poichè tale procedimento è indipendente dal dimensionamento del singolo risonatore, ma dipende piuttosto dalla struttura del demultiplicatore e delle interconnessioni presenti nell'architettura. A tale scopo si è considerata la seguente distinzione tra potenza di segnale utile e potenza di *crosstalk*: la prima è quella che deve essere realmente trasportata a ricevitore e quindi viene filtrata dalla funzione di trasferimento del *ring* in risonanza, subendo un'attenuazione pari a IL_{drop}^{ON} , mentre la seconda è la potenza residua dovuta agli altri segnali presenti nel circuito che, per come funziona l'*interleaver*, cadranno sempre nella condizione di antirisonanza del *ring*, subendo quindi una perdita pari a IL_{drop}^{OFF} . Considerando ora come segnale utile di riferimento quello trasmesso dall'*i* –esimo trasmettitore del *k* –esimo piano, questo sarà soggetto a $N - 1$ contributi di segnale indesiderato così composto:

- $\frac{N}{S} - 1$ contributi destinati agli altri ricevitori del suo stesso piano di ricezione e che quindi andranno a creare *crosstalk* solo a ridosso del ricevitore;
- $N - (\frac{N}{S} - 1)$ contributi destinati ai piani di ricezione diversi dal suo e quindi responsabili del *crosstalk* presente già prima dell'EDFA.

In questo paragrafo focalizzeremo l'attenzione sul secondo dei due gruppi di contributi, mentre il primo verrà considerato quando sarà effettuata l'analisi del *crosstalk* dovuta alla selezione dello specifico ricevitore nel piano. Tale contributo in fatti, all'uscita del selettore del piano non è da considerarsi *crosstalk*, ma segnale utile destinato ai ricevitori appartenenti al medesimo piano del canale di riferimento.

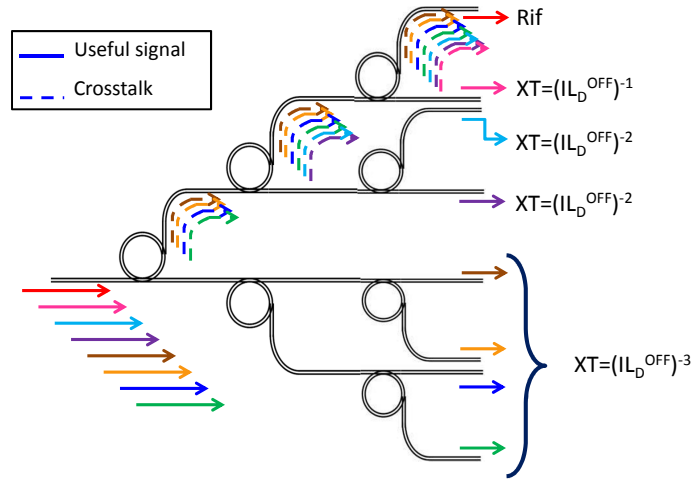


Figura 4.16: Contributi di crosstalk dovuti alla struttura ad albero.

Osservando la Fig. 4.16 si comprende come in realtà il secondo contributo di *crosstalk* sia ulteriormente suddivisibile in due sotto-contributi, uno proveniente dalla metà del demux in cui è presente il mio segnale di riferimento e l'altro dalla metà opposta. Tale comportamento, definendo con $L = \max \{S - 2^{TS-1}\}$ il numero di uscite della seconda metà del *demux* sulle 2^{TS-1} effettivamente disponibili, è modellizzabile nel seguente modo:

- L contributi aventi tutti potenza:

$$P_{XT} = P_s \cdot \prod_{i=1}^{TS} \frac{1}{IL_{drop_i}^{OFF}} \cdot \frac{N}{S} \quad (4.46)$$

- $S - L - 1$ contributi che dipendono dalla k -esima uscita della parte superiore dell'albero, ognuno dei quali avente potenza:

$$P_{XT_k} = \prod_{i=1}^{k-1} \frac{1}{IL_{drop_i}^{ON}} \cdot \prod_{i=k}^{TS} \frac{1}{IL_{drop_i}^{OFF}} \cdot (2^{|k-TS|}) \cdot \frac{N}{S} \quad (4.47)$$

dove i indica lo stadio del *demultiplexer* a cui appartiene il *ring* attraversato e k la k -esima uscita della parte superiore dell'albero. Questi due contributi di potenza indesiderata, valutati appena prima dell'EDFA, continueranno il loro percorso nell'architettura fino ad arrivare al blocco di circuito dedicato alla selezione dei ricevitori, dove saranno soggetti ad un'ulteriore azione di filtraggio.

4.4.2 Modellizzazione del circuito di selezione dei ricevitori

In questo paragrafo forniremo i modelli per caratterizzare il comportamento delle tre varianti analizzate per la selezione dei ricevitori nel piano: *demultiplexer* generico, *broadcast and select* e *array* di *microring resonator*. Per le prime due soluzioni, ci siamo basati su formule teoriche ricavate per interpolazione di informazioni pervenute da *datasheet* e da riferimenti presi in letteratura [5], mentre per la terza è stato realizzato un vero e proprio modello matematico. In particolare, le perdite dovute al *demux* generico, in funzione del numero n di porte di uscita, sono state quantificate in *decibel* dalla seguente relazione:

$$IL_{demux} = 3.8549 \cdot \log_{10}(n) + 1.03 \text{ [dB]} \quad (4.48)$$

mentre il suo rapporto di estinzione, definito come $ER = IL_{INband}/IL_{OUTband}$, è stato posto in maniera conservativa pari al valore di *crosstalk* adiacente rilevato dai *datasheet* degli AWG analizzati nel Cap. 3, quindi:

$$ER_{demux} = 25 \text{ [dB]} \quad (4.49)$$

Per quanto riguarda la soluzione *broadcast and select*, che abbiamo visto essere composta da uno *star coupler* $1 : N/S$ seguito da N/S filtri ottici non tunabili centrati sulla lunghezza d'onda del proprio ricevitore, il modello per l'accoppiatore è il medesimo di quello introdotto per l'architettura AWG, mentre per i filtri ci siamo attenuti a quanto riportato in letteratura [5] quantificandone i parametri in:

$$IL_{filtro} = 1 \text{ [dB]} \quad (4.50)$$

$$ER_{filtro} = 40 \text{ [dB]} \quad (4.51)$$

Mentre nel caso di *demux* generico il valore di IL_{demux} comprende già al suo interno la *power penalty* dovuta al *crosstalk* generato dagli altri $N/S - 1$ canali diretti a ricevitori del mio stesso piano, la IL_{filtro} è solo una perdita dovuta all'attenuazione subita dal segnale durante il filtraggio. Nel computo del *crosstalk* bisognerà

quindi tenere conto anche di tali canali. Nonostante la IL_{filtro} in letteratura venga considerata trascurabile, le è stato attribuito il valore di 1 dB per mantenere la stima conservativa. Detto questo, le due differenti soluzioni, indicate rispettivamente come *demux* e *B&S*, comporteranno i seguenti valori di potenza di segnale utile e di *crosstalk*:

$$P_{utile}^{demux} = P_s \cdot \frac{1}{IL_{demux}} \quad (4.52)$$

$$P_{Xtalk}^{demux} = P_{xt} \cdot \frac{IL_{demux}}{ER_{demux}} \quad (4.53)$$

$$P_{utile}^{B\&S} = P_s \cdot \frac{1}{IL_{cou} \cdot IL_{filtro}} \quad (4.54)$$

$$P_{Xtalk}^{B\&S} = P_{xt} \cdot \frac{IL_{filtro}}{ER_{filtro} \cdot IL_{cou}} + P_s \cdot \frac{IL_{filtro}}{ER_{filtro} \cdot IL_{cou}} \cdot \left(\frac{N}{S} - 1 \right) \quad (4.55)$$

dove P_{xt} è la somma delle potenze ricavate dalle Eq. 4.46 e 4.47, mentre P_s rappresenta la potenza di segnale utile in arrivo dalla componente di selezione del piano moltiplicata per il guadagno dell'EDFA:

$$P_s = P_{in} \cdot \left(\frac{1}{IL_{drop_i}^{ON}} \right)^{TS} \cdot G_{EDFA} \quad (4.56)$$

dove P_{in} è la potenza in ingresso al *demultiplexer*.

Per quanto riguarda invece la soluzione con *array* di *microring resonator*, abbiamo impostato il *tool* MATLAB in maniera tale che dimensionasse i *ring* con $FSR = N/S \cdot 2^{TS} \Delta\lambda$ secondo le Eq. 4.42 e 4.44. Abbiamo poi ricercato il percorso più penalizzante subito dal segnale nell'attraversamento dell'*array* seguendo un *trade-off* tra l'attenuazione subita dovuta alla lunghezza fisica del percorso e il livello di *crosstalk* accumulato, come mostrato in Fig. 4.17.

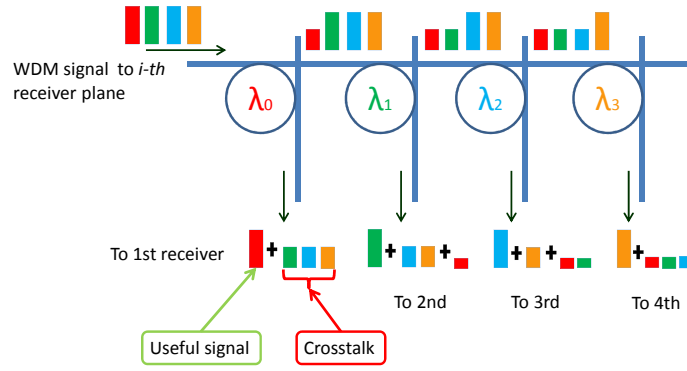


Figura 4.17: Accumulo di crosstalk nella struttura ad array di microring resonator.

Dette P_{utile_i} e P_{Xtalk_i} rispettivamente la potenza utile e quella di crosstalk all' i -esimo ricevitore dell' $array$, la ricerca del caso pessimo si baserà sui seguenti parametri:

$$P_{utile_i} = \frac{P_s}{IL_{array_i}} \quad (4.57)$$

essendo IL_{array_i} le *insertion loss* dovute all'attraversamento da parte del segnale utile dell' i -esimo percorso così definite:

$$IL_{array_i} = IL_{drop}^{ON} \cdot (IL_{through}^{ON})^i \quad (4.58)$$

$$P_{Xtalk_i} = P_{Xtalk_i}^a + P_{Xtalk_i}^b \quad (4.59)$$

con

$$P_{Xtalk_i}^a = \frac{P_s}{IL_{drop}^{OFF}} \cdot \left[\left(\frac{1}{IL_{through}^{ON}} \right)^i \cdot \left(\frac{N}{S} - 1 - i \right) + \frac{1}{IL_{through}^{OFF}} \cdot \left(\frac{1}{IL_{through}^{ON}} \right)^{i-1} \cdot i \right] \quad (4.60)$$

$$P_{Xtalk_i}^b = P_{xt} \cdot \frac{1}{IL_{drop}^{OFF}} \cdot \left(\frac{1}{IL_{through}^{ON}} \right)^i \quad (4.61)$$

Il valore $P_{Xtalk_i}^a$ indica la potenza di *crosstalk* dovuta ai segnali interferenti diretti al medesimo piano di ricezione di riferimento, mentre $P_{Xtalk_i}^b$ si riferisce ai contributi

derivati dal circuito di selezione del piano che, non appartenendo ad una gamma di lunghezze d'onda ricevibili nel piano di riferimento, transiteranno tutti nella porta *drop* del *ring* in condizione di non risonanza.

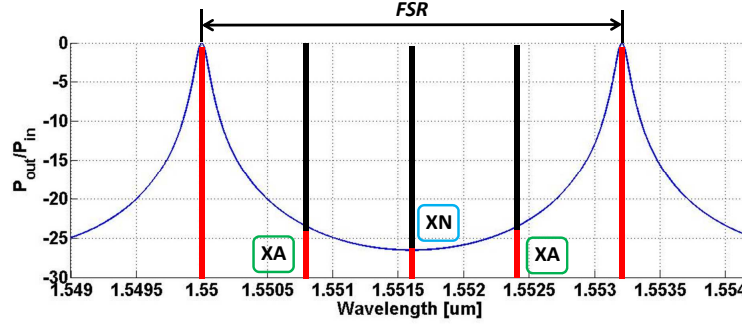


Figura 4.18: Crosstalk adiacente e non adiacente nella struttura ad array di microring resonator.

Da notare che, contrariamente a quanto accadeva nel *demultiplexer* con struttura ad albero, i segnali di disturbo vengono filtrati da funzioni di trasferimento di *ring* in non perfetta antirisonanza. Con riferimento alla Fig. 4.18, si nota che ad ogni ricevitore arriveranno due contributi di *crosstalk* adiacente ed i rimanenti $N/S-3$ non adiacenti. L'elevata spaziatura dei canali in ingresso all'*array*, pari a $2^{TS} \cdot \Delta\lambda$, porta ad una minima differenza tra questi due valori. La natura conservativa dell'analisi di scalabilità, ha quindi portato a considerare come valore di IL_{drop}^{OFF} quello riferito al canale adiacente a quello di risonanza. Questo si ottiene semplicemente assegnando il seguente valore al parametro ϕ_r dell' Eq. B6:

$$\phi = 2\pi \cdot \frac{2^{TS} \cdot \Delta\lambda}{FSR} \quad (4.62)$$

Una volta trovati tutti i valori di P_{utile} e P_{Xtalk} , definiamo come *crosstalk* il valore:

$$Xtalk = \frac{P_{Xtalk}}{P_{utile}} \quad (4.63)$$

dal quale poi ricaviamo la relativa *power penalty* con la formula 2.9.

È molto importante osservare che per l'architettura con *ring* passivi, diversamente da quanto accadeva nel caso di utilizzo di AWG, non è presente alcun tipo di *crosstalk* coerente, il ché è un vantaggio non indifferente in termini di scalabilità.

La ragione per cui tutto il *crosstalk* accumulato sia di tipo non coerente viene dimostrata dal fatto che, per come è stata strutturata l'architettura, ogni ricevitore riceve sempre ed unicamente su di una singola lunghezza d'onda diversa da tutte le altre. Non vi è quindi modo di trovare nel sistema due o più trasmettitori settati sulla stessa lunghezza d'onda, generando così del *crosstalk* coerente. Tale situazione infatti, implicherebbe la trasmissione contemporanea di due o più trasmettitori verso il medesimo ricevitore, creando così contese non desiderate di lunghezze d'onda.

4.4.3 Considerazioni sul *power budget*

I vincoli che abbiamo imposto nell'analisi delle prestazioni sono gli stessi utilizzati per l'architettura con gli AWG relativamente alla potenza minima ai ricevitori e al OSNR target. La sostituzione degli AWG con la struttura di *ring* non è però l'unica differenza tra le due architetture, dobbiamo prendere in considerazione anche gli *star coupler* presenti dopo i trasmettitori: questi dispositivi infatti sono i primi ad introdurre dei contributi di potenza interpretabili come rumore ottico. Tale rumore è costituito da N/S componenti e la sua densità spettrale di potenza è:

$$N_O^{SC_1} = \frac{N_{TX}}{L_{SC_1} \left(\frac{N}{S}\right)} \cdot \frac{N}{S} \quad (4.64)$$

dove N_{TX} è la densità spettrale di rumore in trasmissione e $L_{SC_1} \left(\frac{N}{S}\right)$ rappresenta la *power penalty* totale del primo *coupler* dell'architettura.

Questo termine va quindi inserito nel calcolo della densità spettrale di potenza del rumore in ingresso agli amplificatori EDFA insieme al contributo di *insertion loss* del *demux* per la selezione del piano ricavabile dall'Eq. 4.45, a quello $L_{SC_2}(S)$ dei *coupler* del secondo stadio e ai termini di rumore derivanti dagli altri piani di trasmissione. Possiamo quindi esprimere tutto nella forma:

$$N_I^E = \frac{N_O^{SC_1}}{\prod_{j=0}^{TS-1} L_{ring_j} \cdot L_{SC_2}(S)} \cdot \frac{N}{S} \cdot S \quad (4.65)$$

da cui possiamo ricavare la densità spettrale dopo gli EDFA:

$$N_O^E = N_I^E \cdot A + h\nu(A - 1)NF \quad (4.66)$$

dove A è il guadagno dell'EDFA, NF la sua figura di rumore, h è la costante di Planck e ν è la frequenza ottica. L'Eq. 4.66 permette di ricavare la potenza totale del rumore relativa alla banda che ci interessa, che nella nostra analisi abbiamo supposto pari al *bit rate*. Siamo quindi in grado di ricavare un'espressione del OSNR in ricezione:

$$OSNR = \frac{P_{Ch}}{N_O^E \cdot R_b} \quad (4.67)$$

dove con P_{Ch} indichiamo la potenza del singolo canale immediatamente dopo l'EDFA.

4.5 Simulatore

In questo paragrafo ci occuperemo della descrizione del simulatore da noi realizzato in *MATLAB* per la validazione dei risultati delle stime effettuati tramite l'analisi di scalabilità descritta in questo capitolo, in particolare per le assunzioni fatte riguardo l'operazione di centratura e l'ottimizzazione dei parametri dei *ring*. Ci concentreremo prima sulla sua struttura e successivamente sulla sua integrazione nell'analisi di scalabilità.

4.5.1 Struttura

Il simulatore da noi realizzato è un *tool* che opera con le funzioni di trasferimento delle varie componenti dell'architettura sotto forma di matrici e vettori. Nello specifico, si è optato per una struttura modulare del simulatore, in cui cioè ogni singola componente del sistema viene implementata da un modulo dedicato. Prima di proseguire con l'illustrazione dei moduli, occorre specificare che nello sviluppo del simulatore è stato ipotizzato che la funzione di trasferimento di ogni singolo oggetto di cui è composto il circuito sia costante su tutta la banda del segnale. Sfruttando questa semplificazione è possibile rappresentare il segnale in ingresso alle varie

componeti come un vettore di dimensione N uguale al massimo numero di lunghezze d'onda presenti nell'architettura, in cui l'indice rappresenta il singolo canale (Es. $indice = i \rightarrow \lambda_i$), mentre il contenuto della cella la potenza allocata per tale canale. Una volta chiaro questo aspetto è facile intuire il funzionamento dei singoli moduli, i quali non fanno altro che prendere uno o più vettori di lunghezze d'onda in ingresso e dare in uscita tali vettori pesati con la propria funzione di trasferimento valutata esclusivamente in corrispondenza dei canali presenti nell'architettura. L'uscita finale sarà dunque composta da una coppia di due vettori per ogni ricevitore, contenenti uno il livello di potenza ricevuto e l'altro la densità spettrale di rumore entrambi valutati per ogni ricevitore del sistema. In particolare, le uscite relative ad un medesimo piano di ricezione vengono raggruppate in un'unica matrice di N/S vettori. L'uscita reale sarà quindi composta da una coppia di S matrici di N/S vettori ciascuna. Andiamo ora ad illustrare i vari moduli che vanno a comporre il nostro simulatore:

- *Trasmittitore*: data lunghezza d'onda, potenza e $OSNR$ di trasmissione ritorna due vettori di dimensione N , uno contenente il valore di potenza di trasmissione in corrispondenza del canale trasmesso, l'altro il valore della densità spettrale di potenza del rumore su tutti i canali presenti nel sistema;
- *Star Coupler N:1*: dati N vettori di ingresso, questi vengono sommati e scalati con le perdite del *coupler* su di un unico vettore di uscita;
- *Star Coupler 1:N*: dato un vettore di ingresso, questo viene replicato e scalato con le perdite del *coupler* su una matrice di uscita composta da N vettori;
- *Ring*: data una lunghezza d'onda di risonanza, un valore di FSR e un vettore di ingresso, ritorna due vettori distinti contenenti il vettore di ingresso scalato rispettivamente con la funzione di trasferimento della porta di *drop* e della porta di *through*. Questo modulo è alla base per la creazione degli stadi del *demultiplexer* per la selezione del piano di ricezione;
- *Stadio*: dato il numero i dello stadio ed una matrice di 2^{i-1} vettori rappresentante gli ingressi a quello stadio, ritorna una matrice di 2^i vettori contenenti le uscite di tale stadio. Ogni i -esimo stadio è composto da 2^{i-1} moduli *Ring* ognuno opportunamente dimensionato secondo le regole viste nel Par. 4.1. Questo

modulo è alla base per la creazione del *demultiplexer* per la selezione del piano di ricezione;

- *DemuxPiano*: dato il numero totale di stadi TS , questo modulo non fa altro che concatenare tra loro le varie uscite provenienti dalle funzioni *Stadio*, ottenendo in uscita una matrice composta da S vettori, uno per ogni piano di ricezione effettivamente collegato ad un'uscita del demultiplicatore. Ricordiamo infatti che esiste la possibilità di avere un numero di piani S minore delle 2^{TS} uscite possibili del *demux*. In tal caso, le $2^{TS} - S$ uscite non collegate non vengono considerate dal modulo;
- *EDFA*: dato un vettore di ingresso, ritorna lo stesso vettore scalato con il guadagno dell'EDFA e il valore di tale guadagno;
- *EDFAnoise*: dato un vettore di densità spettrale di rumore di ingresso ed il valore di guadagno dell'EDFA, ritorna lo stesso vettore scalato col guadagno a cui vengono sommati i contributi di rumore ASE;
- *filtroRX*: dato un vettore di ingresso, ritorna lo stesso scalato della funzione di trasferimento del filtro illustrata nel Par. 4.2. Questo modulo è alla base per la creazione del *demultiplexer* per la selezione del ricevitore nel proprio piano;
- *DemuxFinale*: composto dalla concatenazione di un modulo *Star Coupler 1:N* con N/S moduli *filtroRX*. Dato un vettore di ingresso, produce in uscita gli N/S vettori ricevuti dagli N/S ricevitori del piano.

Un elenco dei parametri importanti utilizzati dal simulatore ed il loro utilizzo all'interno dei singoli moduli, è mostrato nelle Tab. 4.2 e 4.3.

Va infine puntualizzato che sono state realizzate due versioni del modulo *DemuxPiano*: una in cui il *demultiplexer* viene dimensionato utilizzando la regola standard di *Vernier* e l'altro in cui invece vengono utilizzati i parametri h e u ottenuti dal processo di ottimizzazione. Uno schema semplificato del funzionamento del simulatore per valori di $S = 3$ e $N/S = 3$ è mostrato in Fig. 4.19, dove si nota che le operazioni svolte sui vettori di segnale e di rumore sono esattamente le stesse eccetto che per il modulo inerente l'EDFA.

Parametro	Significato	Valore
ns	Numero di trasmettitori nel piano	$1 \div 100$
s	numero di piani	$1 \div 120$
P_{txdBm}	Potenza del trasmettitore	3 [dBm]
$OSNR$	Rapporto segnale rumore al trasmettitore	$40 \div 70$ [dB]
Rbg	<i>bit rate</i> dei trasmettitori	$2.5 \div 40$ [Gb/s]
$spazi$	spaziatura dei canali	$25 \div 200$ [GHz]
$Lambdastart$	L'unghezza d'onda iniziale (λ_0)	$1.55 \cdot 10^{-6}$ [μm]
n_g	indice di rifrazione di gruppo	2
n_{core}	indice di rifrazione del <i>core</i>	1.73
n_{cladd}	indice di rifrazione del <i>cladding</i>	1.45
$Gedfa$	Guadagno dell'amplificatore EDFA	45 [dB]
$Nedfa$	Figura di rumore dell'amplificatore EDFA	5 [dB]
$Poutsatdbm$	Potenza di saturazione dell'amplificatore EDFA	17 [dBm]
$tipos_tadio$	tipologia del <i>demux</i> di selezione piano	1: <i>standard</i> 2: <i>Vernier</i> 3: <i>Vernier ottimo</i>
$ILondb$	Perdite in banda filtro di ricezione	1 [dB]
$ILondb$	Perdite fuori banda filtro di ricezione	40 [dB]
$lambdaris$	lunghezza d'onda di risonanza del ring	definito dal simulatore
FSR	<i>Free spectral range</i> del ring	definito dal simulatore
$B3db$	Banda a 3 dB del ring	definito dal simulatore
$numstadio$	numero dello stadio da dimensionare	definito dal simulatore
$totlam$	numero di lunghezze d'onda totali	$\frac{N}{S} \cdot 2^{TS}$

Tabella 4.2: Parametri fondamentali del simulatore

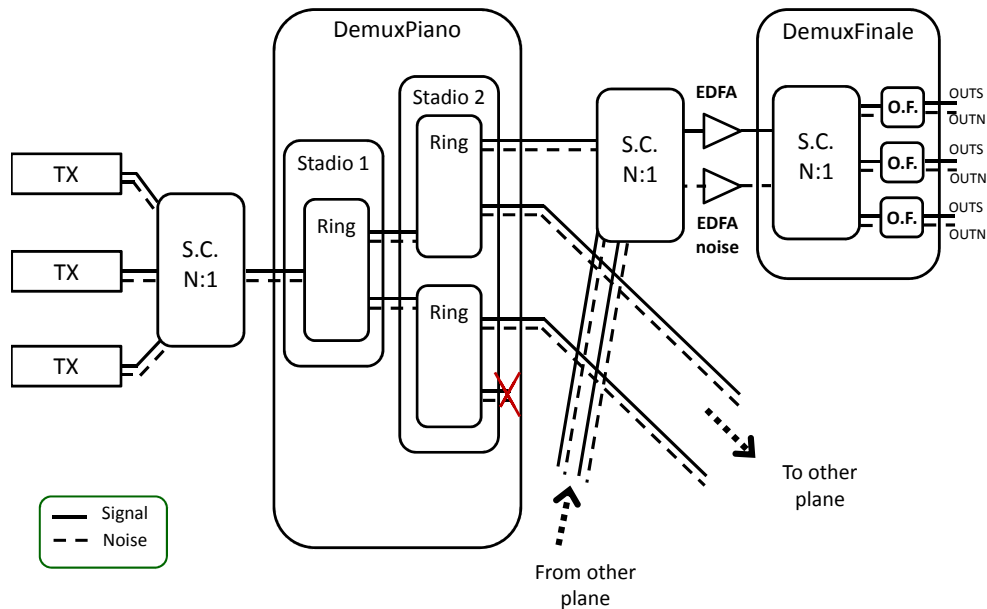


Figura 4.19: Schema di funzionamento del simulatore.

Modulo	Input	Output
Trasmettitore	Ptxdbm, OSNR, lambdaris, totlam	vettore segnale e vettore dsp rumore $1 \times totlam$
Star Coupler N:1	matrice $N \times totlam$	vettore $1 \times totlam$
Star Coupler 1:N	vettore $1 \times totlam$	matrice $N \times totlam$
Ring	vettore $1 \times totlam$, FSR, lambdaris, ng, spazi, B3db, lambdastart	vettore $drop$ e vettore $through$ $1 \times totlam$
Stadio	matrice $2^{numstadio-1} \times totlam$, numstadio, spazi, Rbg, lambdastart, ng	matrice $2^{numstadio} \times totlam$
DemuxPiano	vettore $1 \times totlam$, s, Rbg, spazi, lambdastart, ng	matrice $s \times totlam$
EDFA	vettore $1 \times totlam$, Gedfa, Nedfa, Poutsatdbm	vettore $1 \times totlam$, Glin
EDFAnoise	vettore $1 \times totlam$, Glin, Nedfa	vettore $1 \times totlam$
filtoRX	vettore $1 \times totlam$, ILondb, Iloffdb, lambdaris	vettore $1 \times totlam$
DemuxFinale	vettore $1 \times totlam$, piano, ns, s, ILondb, Iloffdb	vettore $1 \times totlam$

Tabella 4.3: Parametri di ingresso e di uscita per i vari moduli del simulatore

4.5.2 Simulatore e scalabilità

Una volta realizzato e testato, abbiamo provveduto ad inserire i risultati derivati dal simulatore nell'analisi di scalabilità. Il primo passo di questo procedimento ha riguardato l'assegnamento delle lunghezze d'onda ai trasmettitori in modo da ricavare una situazione pessima di utilizzo del circuito. Diversamente da quanto riscontrato per l'architettura con AWG, tale assegnamento risulta molto semplice per effetto dell'unicità delle lunghezze d'onda ricevibili da ciascun ricevitore. Nel caso pessimo in cui siano attive esattamente N connessioni, una per ogni coppia trasmettitore-ricevitore, nel nostro sistema circolano sempre le stesse N lunghezze d'onda differenti le quali percorrono sempre il medesimo percorso in tutto il circuito di interconnessione. Per questo motivo risulta inutile andare a ricercare un assegnamento pessimo particolare, poichè in termini di *power budget* tutte le soluzioni risulterebbero equivalenti. Sono quindi state assegnate le lunghezze d'onda sequenzialmente ai trasmettitori, partendo dalla λ_0 assegnata al primo trasmettitore del primo piano fino alla λ_{N-1} assegnata all'ultimo trasmettitore dell'ultimo piano. Attraverso un apposito *tool MATLAB* da noi realizzato, sono state eseguite le simulazioni del circuito per tutte le possibili coppie $(N/S, S)$, ricavando di volta in volta per ogni ricevitore i seguenti valori:

- Potenza di segnale utile: valore contenuto nell'*i-esima* cella del vettore della potenza di segnale ricevuta, dove con i si intende il canale sul quale è centrato il singolo ricevitore;
- Potenza di *crosstalk*: valore ricavato come sommatoria di tutto il vettore della potenza ricevuta sottratto alla potenza utile ricavata prima;

- Potenza di rumore: valore ricavato come sommatoria del vettore di densità spettrale di rumore associato al ricevitore moltiplicato per la banda del segnale.

Una volta in possesso di questi tre dati è stato possibile calcolare le *power penalty* dovute al *crosstalk* attraverso l'Eq. 2.9 e l'*OSNR* tramite l'Eq. 4.67. Tra tutti i valori riscontrati sono stati selezionati quelli di potenza ricevuta al netto delle *power penalty* e di *OSNR* peggiori e sottoposti alla verifica dei vincoli di scalabilità illustrati nel Cap. 2.

4.6 Risultati

Nei paragrafi precedenti abbiamo descritto l'architettura di commutazione basata sui *microring resonator* e il modello con cui è stata realizzata l'analisi di scalabilità. In questa sessione, verranno mostrati i risultati più significativi ottenuti dalle varie analisi effettuate secondo il modello illustrato nel Cap. 2, confrontati con i medesimi ottenuti mediante simulazione. Prima di procedere, è necessario precisare che il valore ritenuto più importante per quanto riguarda la scalabilità è il *throughput* complessivo della architettura definito in [Tb/s], ottenuto semplicemete moltiplicando il numero massimo di trasmettitori utilizzabili per il loro *bit rate*. Ricordiamo inoltre che tutte le analisi sono state effettuate in funzione dei seguenti parametri di ingresso:

- spaziatura tra i canali: 25, 50, 100 e 200 GHz;
- OSNR al trasmettitore: 40, 45, 50, 55, 60, 65 e 70 dB;
- *bit rate*: 2.5, 10 e 40 Gb/s.

precisando che la spaziatura a 25 GHz@40 Gb/s non viene mai considerata per ovvi motivi di incompatibilità con il valore di banda del segnale (≈ 40 GHz).

Per quanto riguarda le spaziature sono stati presi valori standard proposti dalla ITU per i sistemi WDM, mentre per i *bit rate* alle due ormai affermate tecnologie a 2.5 e 10 Gb/s è stata affiancata quella a 40 Gb/s ancora in fase di sviluppo. In relazione agli OSNR in trasmissione, consultando dei *datasheet* di trasmettitori tunabili, è stato evidenziato che un valore medio attuale per questo parametro, valutato in un banda di riferimento B di 0.1 nm, sia intorno ai 55 dB [21]. Abbiamo considerato quindi per le nostre analisi il suddetto valore in un range di ± 15 dB, confrontando in

questo modo casistiche di trasmettitori con basso OSNR, quindi poco performanti, ma decisamente più maturi tecnologicamente e quindi meno costosi, con altri ad alto OSNR non ancora esistenti in commercio.

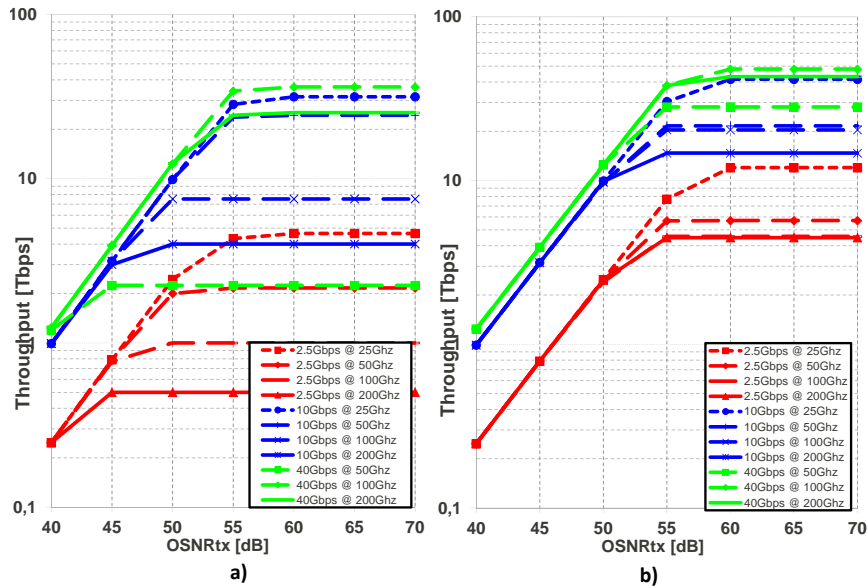


Figura 4.20: Scalabilità dell'architettura con demux generico nel caso con (b) e senza (a) ottimizzazione.

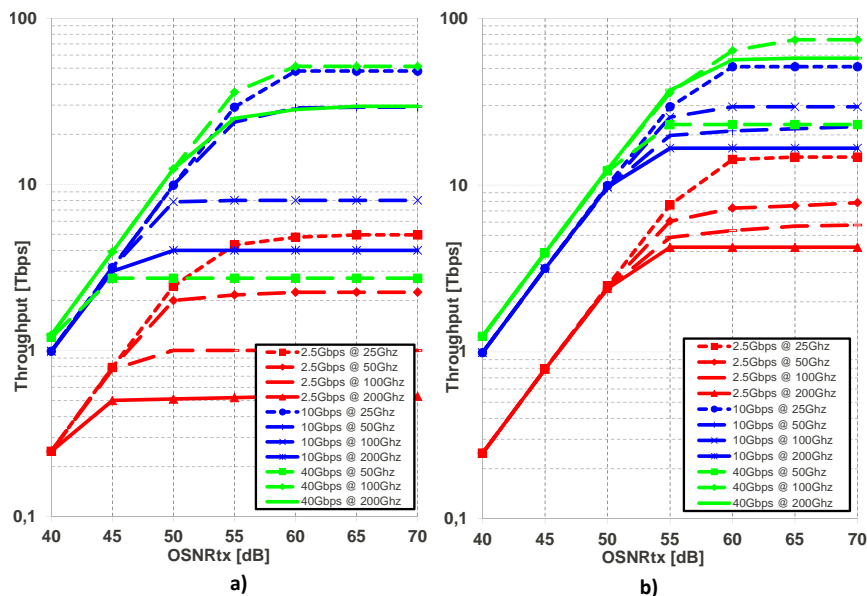


Figura 4.21: Scalabilità dell'architettura con array ring nel caso con (b) e senza (a) ottimizzazione.

Detto ciò, andiamo ora a commentare i risultati più significativi delle nostre analisi. Le Fig. 4.20 e 4.21 mostrano l'andamento del *throughput* in funzione del OSNR in trasmissione per le varie configurazioni *bit rate*-spaziatura trattate, rispettivamente per quanto riguarda la soluzione di demux per la selezione dei ricevitori nel piano generica e con *array* di *ring*. In ogni figura è mostrato inoltre il confronto tra i valori di stima ricavati con il *demultiplexer* per la selezione del piano modellato secondo Vernier con (caso b) e senza (caso a) l'utilizzo della funzione di ottimizzazione. Si nota subito l'effetto dell'ottimizzazione che si fa sentire in termini di banda aggregata soprattutto per quanto riguarda quelle configurazioni con spaziatura elevata. In questi casi infatti, il degrado del segnale derivante dall'operazione di centratura si fa più marcato a causa dei valori di FSR più elevati che si vengono a creare all'interno della struttura a stadi del *demux*. Come è avvenuto per il sistema basato su AWG, si osservano due aree ben distinte in cui i grafici si suddividono, le quali identificano i colli di bottiglia a cui è soggetta l'architettura. La prima, caratterizzata da curve con andamento lineare, indica che il limite alla scalabilità è dato dai bassi valori di OSNR dei ricevitori che provocano un eccessivo accumulo di rumore attraverso i vari piani di trasmissione fino ad arrivare all'EDFA ed infine a ricevitore. La seconda parte invece, caratterizzata da un andamento costante, indica l'indipendenza della scalabilità dai valori di OSNR, promuovendo come collo di bottiglia il vincolo sulla potenza ricevuta. Si nota poi che questo tipo di architettura, così come accadeva per quella basata sugli AWG, è fortemente limitata dall'accumolo di rumore che si viene a creare tra le proprie componenti. Questo limite è di fatti superato solo per trasmettitori aventi un OSNR superiore ai 50 dB, non molto economici quindi, ma attualmente disponibili sul mercato [21]. Un'ulteriore osservazione da fare riguarda il fatto che, contrariamente a quanto ci si possa aspettare, le prestazioni si deteriorano molto con l'aumentare della spaziatura dei canali. Questo è un aspetto molto interessante, poichè incrementare la spaziatura significa in generale diminuire i livelli di *crosstalk* dovuto ai canali interferenti e quindi teoricamente migliorare la scalabilità. Tale effetto positivo viene però a scontrarsi col fatto che tale aumento comporta un incremento dei valori di FSR dei *ring* che vanno a comporre gli stadi del *demultiplexer* per la selezione del piano e quindi un effetto negativo più marcato dovuto all'operazione di centratura. L'analisi mostra che tra i due effetti sopracitati domina il secondo, tantè che i risultati di banda aggregata maggiori si ottengono per la

minima spaziatura consentita, ossia 25 GHz. Solo nel caso a 40 Gb/s la spaziatura ottimale risulta essere quella a 100 GHz, probabilmente perchè spaziare dei canali con una banda di 40 GHz di solo 50 GHz (ricordiamo che la spaziatura a 25 GHz@40 Gb/s non viene considerata per ovvi motivi) crea dei valori di *crosstalk*, ma anche di *insertion loss*, troppo elevati. Come ultima cosa, si può osservare che i valori di banda aggregata delle due soluzioni sopracitate sono molto simili, anche se risultano leggermente maggiori quelli relativi all'*array* di *ring*. Questo è dovuto al fatto che per il *demux* generico è stato utilizzato un modello piuttosto conservativo, mentre per l'*array* la modellizzazione è stata molto più accurata.

Passiamo ora a considerare i valori di banda aggregata ottenuti dalla configurazione con demultiplexer finale di tipo *broadcast and select* illustrati in Fig. 4.22.

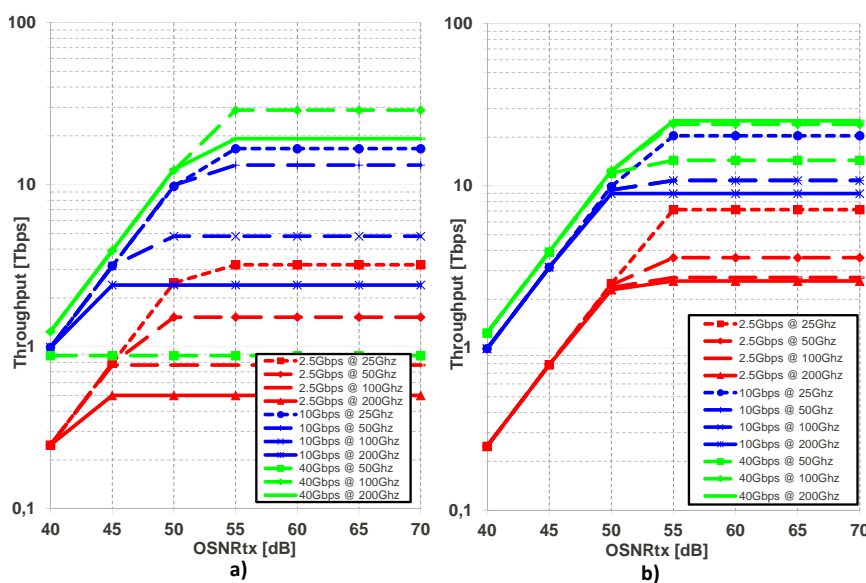


Figura 4.22: Scalabilità dell'architettura con *broadcast and select* nel caso con (b) e senza (a) ottimizzazione.

Si osserva subito che questa soluzione porta a dei valori di *throughput* inferiori rispetto alle due precedenti. Ciò è dovuto all'adozione di un circuito per la selezione dei ricevitore che non è un vero e proprio *demultiplexer*, ma appunto una soluzione *broadcast and select* costituita quindi da un *array* di filtri preceduti da uno *star coupler*, il quale introduce delle perdite di una certa importanza. Per il resto, valgono le stesse considerazioni fatte in precedenza riguardo l'OSNR e la spaziatura dei canali. Nonostante i minori valori di banda aggregata, quest'ultima soluzione è quella di più

facile realizzazione pratica, motivo per cui abbiamo deciso di proseguire su di essa l'analisi mediante l'utilizzo del simulatore.

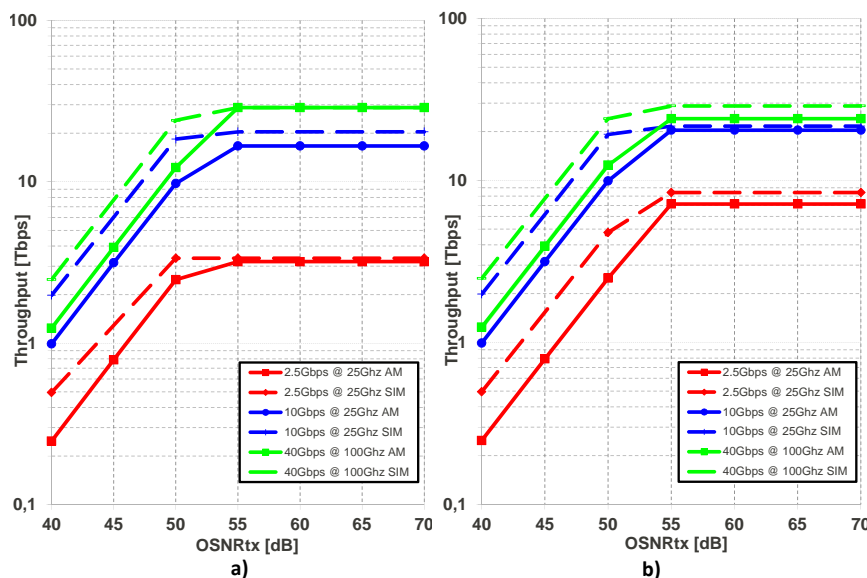


Figura 4.23: Modello analitico VS simulatore nel caso con (b) e senza (a) ottimizzazione e in configurazione bit rate spaziatura ottimale.

In Fig. 4.23 sono mostrati i risultati della stima di scalabilità commentata in precedenza nelle condizioni di *bit rate*-spaziatura migliori, confrontati con gli stessi ottenuti dal simulatore. Si nota subito che, in funzione del OSNR, i due risultati hanno lo stesso andamento e soprattutto che i valori di stima sono sempre inferiori a quelli ottenuti con simulazione. Ciò è molto importante in quanto conferma la natura conservativa che abbiamo voluto imporre alla nostra stima. Inoltre, è ancora una volta confermata l'utilità della funzione di ottimizzazione. In Fig. 4.24 viene invece mostrato l'andamento della banda aggregata in funzione della spaziatura dei canali, fissato un valore di OSNR (55 dB). Come si può vedere, l'andamento dei due risultati rispecchia perfettamente quanto detto in precedenza sull'effetto dell'aumento della spaziatura, oltre a confermare la natura conservativa della nostra stima.

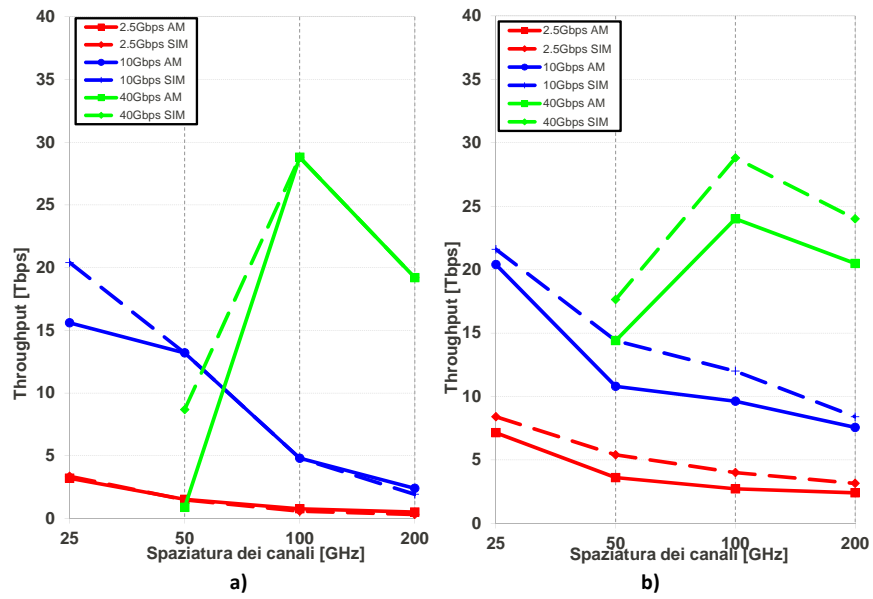


Figura 4.24: Modello analitico VS simulatore nel caso con (b) e senza (a) ottimizzazione con $OSNR_{TX} = 55$ dB ed in funzione della spaziatura dei canali.

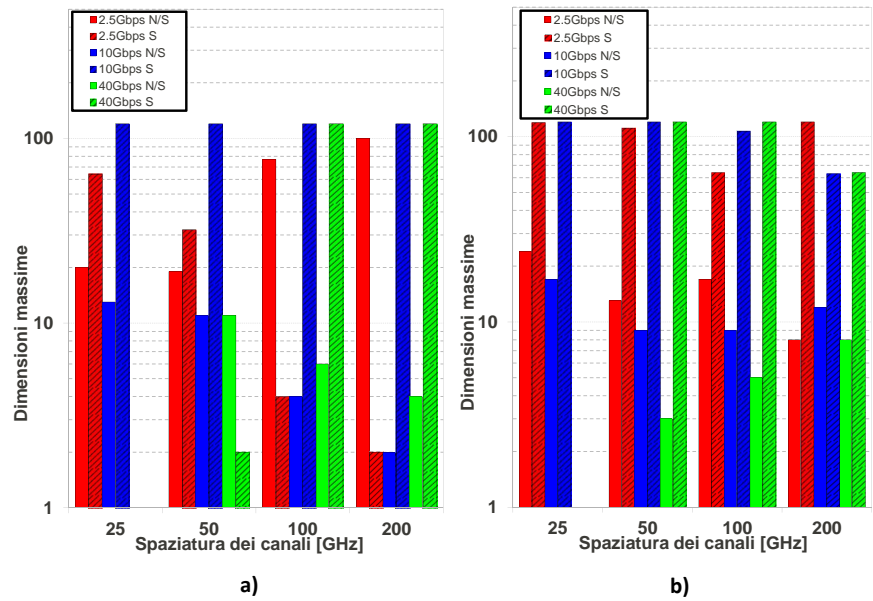


Figura 4.25: Dimensioni massime dell'architettura con (b) e senza (a) ottimizzazione con $OSNR_{TX} = 55$ dB (modello analitico).

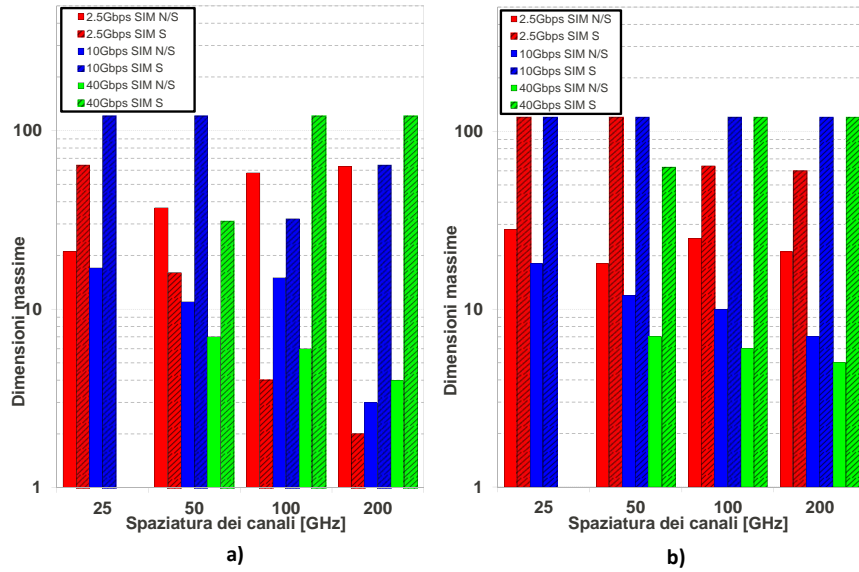


Figura 4.26: *Dimensioni massime dell'architettura con (b) e senza (a) ottimizzazione $OSNR_{TX} = 55$ dB (simulatore).*

Per finire, sempre in riferimento all'architettura *broadcast and select*, in Fig. 4.25 e 4.26, sono illustrati i valori del numero S di piani di trasmissione ed N/S di trasmettitori per piano, sia per i dati ricavati dal modello analitico, sia per quelli ottenuti mediante simulazione. In particolare, la parte a) di tali figure rappresenta la situazione non ottimizzata, mentre la b) quella ottimizzata. Si nota subito che l'architettura di interconnessione illustrata in questo capitolo predilige l'utilizzo di una notevole quantità di piani di trasmissione, rispetto al numero di trasmettitori/ricevitori in essi contenuti. Questo sostanzialmente è dovuto a due motivi:

1. valori elevati di N/S penalizzano fortemente la scalabilità. Il parametro N/S influisce sia sulle perdite introdotte dallo *star coupler* del demultiplicatore *broadcast and select*, che ricordiamo essere di dimensione $1 : N/S$, sia sul numero di canali in ingresso all'EDFA. In accordo con l'Eq. 2.17, quest'ultima considerazione comporta una potenza di uscita dall'amplificatore per ogni singolo canale inversamente proporzionale a N/S ;
2. aggiungere piani di trasmissione/ricezione al sistema comporta in generale un aumento del livello di rumore e di *crosstalk* accumulato dall'architettura. Mentre per risolvere il primo effetto basta aumentare il valore di $OSNR_{TX}$, per il secondo bisogna fare una piccola considerazione. A monte di ogni ricevitore, è

presente un filtro ottico dimensionato per il fitraggio della sola ed unica lunghezza d'onda consentita in ricezione. Tutti gli altri contributi di potenza, compreso il *crossstalk* derivante dal circuito di selezione del piano, sono soggetti perciò ad una forte attenuazione pari a circa all' ER del filtro (40 dB). Questo implica che il *crossstalk* a valle del filtro si presenta con dei livelli tali da non compromettere in modo significativo la scalabilità dell'architettura anche per valori di S elevati.

4.7 Conclusioni

In questo capitolo è stata introdotta un'architettura di *switching* passiva basata sui *microring resonator*, ne sono state descritte tutte le componenti, analizzate le problematiche realizzative, prodotto un modello matematico per l'analisi della stima del caso pessimo di funzionamento e sviluppato un simulatore in grado di monitorare quello che realmente accade all'interno del circuito. La stima di scalabilità proposta risulta essere molto accurata e validata poi dai risultati prodotti dal simulatore. Soprattutto si è riusciti a quantificare il livello di degrado delle prestazioni dovuto all'operazione di centratura e, dal punto di vista tecnologico, a dimensionare di *microring resonator* con valori di FSR non troppo elevati. Quest'ultima proprietà permette di realizzare tali componenti con materiali dal contrasto d'indice contenuto ($\Delta n = 0.28$), senza per forza di cose ricorrere al silicio con il quale, oltre ai problemi di accoppiamento guida-fibra, è possibile realizzare solo componenti caratterizzate da un'elevata birifrangenza e quindi molto sensibili agli imprevedibili cambi di polarizzazione che avvengono durante la percorrenza di una fibra ottica (ricordiamo che tutte le inteconnessioni e soprattutto l'EDFA sono realizzati in fibra). I risultati della stima di scalabilità e del simulatore ci permettono in fine di candidare l'architettura con *micro ring resonator* come soluzione valida per sistemi di *switching fabrics* totalmente passivi, soprattutto nella configurazione con *demux* finale di tipo *broadcast and select*.

Capitolo 5

Architetture di interconnessione attive basate su ring resonator

In questo capitolo introdurremo esempi di architetture di interconnessione attive basate sui *microring resonator*. Diversamente dalle soluzioni viste nei Cap. 3 e 4, le architetture qui discusse presentano una componente discriminatoria attiva, che consente di ridurre notevolmente il numero di lunghezze d'onda utilizzate. Tale componente attiva consiste nella tunabilità dei *microring resonator* utilizzati su diverse λ di risonanza a seconda della connessione da attivare.

Dopo una prima introduzione sulla tecnica di *tuning* utilizzata, verranno presentate due soluzioni: la prima in cui la componente discriminante è rappresentata unicamente dalla tunabilità dei *ring*, mentre la seconda in cui si è optato per una soluzione ibrida, dove cioè alla tunabilità dei *ring* viene affiancata anche la discriminazione basata su selezione di lunghezza d'onda. Verrà quindi introdotto per entrambe le soluzioni un modello analitico per l'analisi di scalabilità presentata nel Cap. 2 nel caso pessimo di funzionamento. Infine verranno mostrati e commentati i risultati ottenuti. Per informazioni dettagliate sul funzionamento e sulla tecnologia su cui si basano i *microring resonator* si faccia riferimento all'Ap. B

5.1 Tunabilità dei microring resonator

Nel capitolo precedente i *microring resonator* vengono utilizzati semplicemente come elementi ottici passivi filtranti. È importante osservare però che con questo tipo di componenti risulta possibile agire in modo attivo su diversi parametri di progetto, andandone così a modificare dinamicamente la funzione di trasferimento. Questo processo di *tuning* può essere applicato per compensare eventuali errori di fabbricazione oppure per utilizzare effettivamente i *ring* in modo attivo. In particolare, come proposto in [25], si distinguono due tipologie di tunabilità:

- spostamento della lunghezza d'onda di risonanza del *ring* senza alterarne la forma della funzione di trasferimento. La grandezza sottoposta a *tuning* è la lunghezza ottica del *ring*;
- modifica della forma della funzione di trasferimento del *ring* senza alterarne la lunghezza d'onda di risonanza. La grandezza sottoposta a *tuning* è il coefficiente di accoppiamento del *ring*.

Nel nostro caso utilizzeremo esclusivamente il primo tipo di tunabilità, in quanto vogliamo che le componenti attive dell'architettura da noi analizzata svolgano una funzione di interruttore. Devono quindi lavorare su due stati, *ON* e *OFF*, i quali vengono semplicemente mappati nelle condizioni di risonanza e antirisonanza del *microring resonator*. Il picco della funzione di trasferimento di un *ring* può essere traslata (tunata) andando a modificare la lunghezza ottica del risonatore. Il modo più semplice per compiere questa operazione consiste nel variare l'indice di rifrazione del materiale con cui è stato realizzato. In questo modo, si va a modificare la fase di *roundtrip* del *ring* e di conseguenza la lunghezza d'onda per la quale si verifica la massima risonanza.

Esistono diversi modi per cambiare l'indice di rifrazione di una guida d'onda sfruttando particolari proprietà del materiale con cui è stata realizzata [25]. In particolare, quello più interessante per le applicazioni di commutazione è l'effetto termo-ottico, già introdotto nel Cap. 4. Tale effetto utilizza il calore termico per alterare l'indice di rifrazione secondo l'Eq. 4.12, riportata per comodità anche in questo paragrafo:

$$\Delta n_{eff} = K\Delta T \quad (5.1)$$

dove Δn_{eff} è la variazione dell'indice di rifrazione efficace sentito dal modo che si propaga nella guida, ΔT è la variazione di temperatura a cui è soggetta la guida e K è il coefficiente termo-ottico del materiale con cui è realizzata. Valori tipici di K sono $10^{-5} C^{-1}$ per il vetro e $10^{-4} C^{-1}$ per il silicio.

Generalmente l'effetto termo-ottico è facile da sfruttare poichè richiede solamente l'applicazione di piccoli scaldini sulla superficie dei *ring* a processo produttivo ultimato. Questa soluzione è particolarmente interessante perchè permette di ottenere un ampio *range* di tunabilità unito a tempi di reazione, da quando lo scaldino viene attivato a quando raggiunge effettivamente la temperatura desiderata, dell'ordine di frazioni di millisecondi. Ciò concorda pienamente con i requisiti dei sistemi di interconnessione da noi analizzati, caratterizzati da un ampio *set* di lunghezze d'onda da gestire e da tempi di commutazione tipicamente dell'ordine dei millisecondi.

5.2 Architettura completamente attiva

In questo paragrafo ci occuperemo dell'analisi e della modellizzazione di un architettura di commutazione completamente attiva basata su *microring resonator*. In particolare, ci occuperemo di un'architettura di tipo *crossbar* illustrata in Fig. 5.1 e già soggetta ad alcuni lavori in letteratura [26]. Come mostrato da Fig. 5.1, la soluzione proposta è composta dai seguenti dispositivi:

- N trasmettitori fissi, ossia che trasmettono su di un'unica lunghezza d'onda;
- N ricevitori fissi;
- N^2 componenti attive realizzate attraverso *microring resonator*.

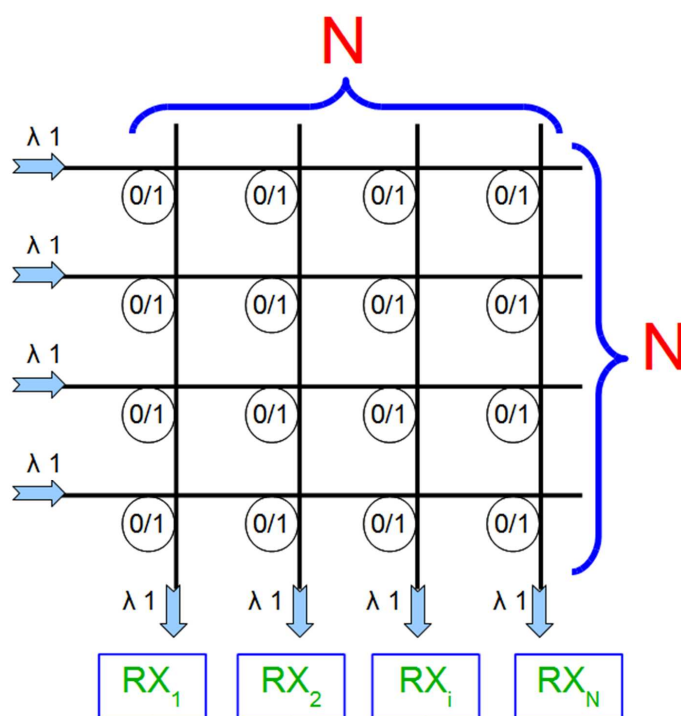


Figura 5.1: Schema architettura completamente attiva basata su microring resonator

Si nota subito, rispetto alle architetture discusse nei capitoli precedenti, l'assenza di componenti amplificanti (EDFA). La presenza degli amplificatori ottici si rendeva necessaria infatti per compensare gli elevati livelli di *insertion loss* dovuti all'utilizzo di dispositivi passivi come gli *star coupler*, ora non più presenti. Un'altra importante differenza sta nell'utilizzo di trasmettitori non più tunabili ma fissi, conseguenza del fatto che la totalità dell'azione discriminatoria viene svolta dalle componenti attive. Questo ci permette di modellizzare i trasmettitori come dei semplici laser fissi in cui la densità spettrale di rumore in trasmissione è trascurabile. Tutte le nostre analisi su questa architettura saranno dunque indipendenti dal valore di $OSNR_{TX}$.

5.2.1 Dimensionamento delle componenti

Il principio di funzionamento su cui si basa questa architettura è molto semplice ed è illustrato in Fig. 5.2.

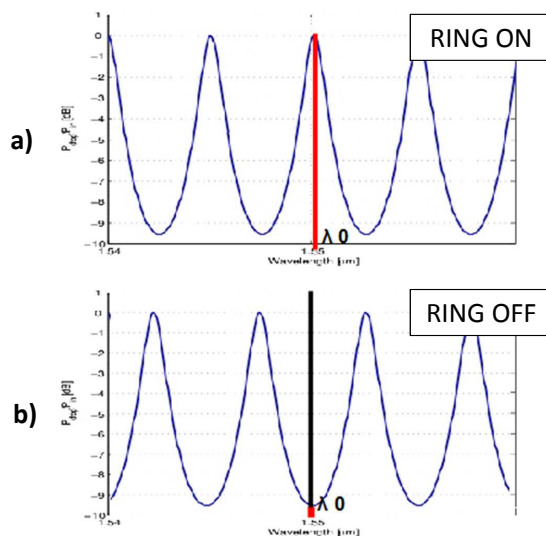


Figura 5.2: Principio di funzionamento delle componenti attive basate su microring resonator

In pratica si tratta di modellizzare lo stato di *ON* del dispositivo attivo con la condizione di perfetta risonanza ($\phi = 2\pi$) del *ring*, mentre lo stato di *OFF* con quella di perfetta antirisonanza ($\phi = \pi$). Si osserva subito che lo stato di *OFF* modellizzato con un *microring resonator* non è ideale, in quanto parte del segnale indesiderato si presenta comunque all'uscita del dispositivo, andando così a contribuire come *crosstalk* a ricevitore. Avendo supposto di utilizzare trasmettitori fissi sulla stessa lunghezza d'onda, tale contributo sarà di tipo coerente e si candida come principale collo di bottiglia dell'intera architettura.

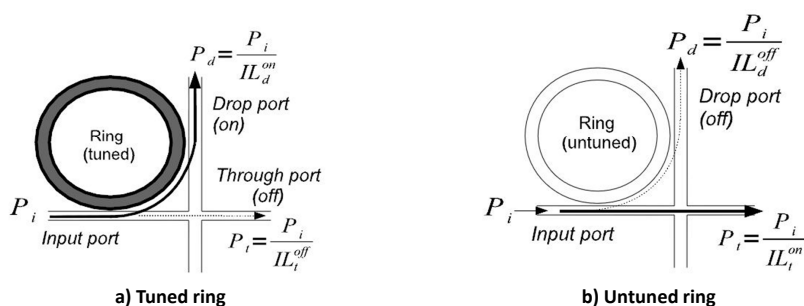


Figura 5.3: Microring resonator in stato di *ON* (a) e *OFF* (b)

In accordo con quanto scritto in [26], abbiamo sviluppato un semplice modello trasmissivo per le componenti attive della nostra architettura mostrato in Fig. 5.3 e in cui valgono le seguenti considerazioni:

- il segnale in ingresso è soggetto a *insertion loss* di tipo IL_d^{ON} quando il *ring* è tunato (stato *ON*, Fig. 5.3 (a)), e di tipo IL_t^{ON} quando invece il *ring* non è tunato (stato *OFF* Fig. 5.3 (b));
- in entrambe le configurazioni (tunato e non tunato), è presente un contributo di potenza ottica residua all'uscita non utilizzata dal segnale utile. Questo contributo, identificato come *crosstalk*, sarà soggetto rispettivamente alle *insertion loss* di IL_d^{OFF} e IL_t^{OFF}

Definiamo infine il rapporto di estinzione ER tra lo stato di *ON* e di *OFF* per ogni porta del risonatore rispettivamente come $ER_d = IL_d^{OFF}/IL_d^{ON}$ e $ER_t = IL_t^{OFF}/IL_t^{ON}$. A livello teorico, bisognerebbe considerare dei valori di $IL_d^{ON} = IL_t^{ON} = 0$ e di $IL_d^{OFF} = IL_t^{OFF}$ estremamente elevati. Nella pratica però, si osserva un comportamento asimmetrico delle funzioni di trasferimento dei *ring* che porta generalmente a dei valori di $IL_d^{ON} > IL_t^{ON} = 0$ e $IL_d^{OFF} < IL_t^{OFF}$. Questo fa in modo che la ricerca del caso pessimo di funzionamento venga effettuata prendendo in considerazione le funzioni di trasferimento in *drop* piuttosto che in *through*.

Per sfruttare al meglio l'effetto termo-ottico, abbiamo scelto di utilizzare il silicio come materiale per la fabbricazione delle guide d'onda che andranno a comporre i *ring*. Tale materiale, oltre a possedere un elevato coefficiente termo-ottico, è caratterizzato da un indice di rifrazione pari a $n_{core} = 3.5$ e da un indice di rifrazione di gruppo pari a $n_g = 4.4$ [24]. Ciò consente la costruzione di guide d'onda con contrasto d'indice molto elevato, del valore di $\Delta n \approx 2$, che permette la realizzazione di *ring* con piccoli raggi di curvatura e quindi grandi FSR. In accordo con quanto riportato in Fig. 4.2, possiamo ricavare il valore massimo di FSR ottenibile con dei *ring* in silicio, che si assesta intorno ai 6 THz [25]. Alla luce di questo, dimensioneremo i *ring* della nostra matrice in modo che riescano a gestire due soli canali spaziatati tra loro di una quantità $\Delta\lambda$: l'unico canale utile ed un canale fittizio utilizzato per rappresentare lo stato di *OFF*. I *ring* saranno quindi caratterizzati da un $FRS = 2\Delta\lambda$ con il solo vincolo che tale valore non super mai il massimo consentito dal silicio. Per quanto riguarda il coefficiente di accoppiamento, si è scelto di assegnarli il minimo valore che consenta il corretto filtraggio di tutta la banda del segnale secondo l'Eq. 4.44.

5.2.2 Analisi del caso pessimo

Nel paragrafo precedente è stato accennato il fatto che il *crosstalk* di tipo coerente che si viene a creare in questo tipo di architettura possa essere il collo di bottiglia principale della sua scalabilità. Nell'analizzare il caso pessimo, bisogna tenere in considerazione questo aspetto ed andare quindi a ricercare il percorso seguito dal segnale utile nell'attraversamento della matrice che posseda il giusto *trade-off* tra *insertion loss* e contributi di *crosstalk* che si vengono a creare.

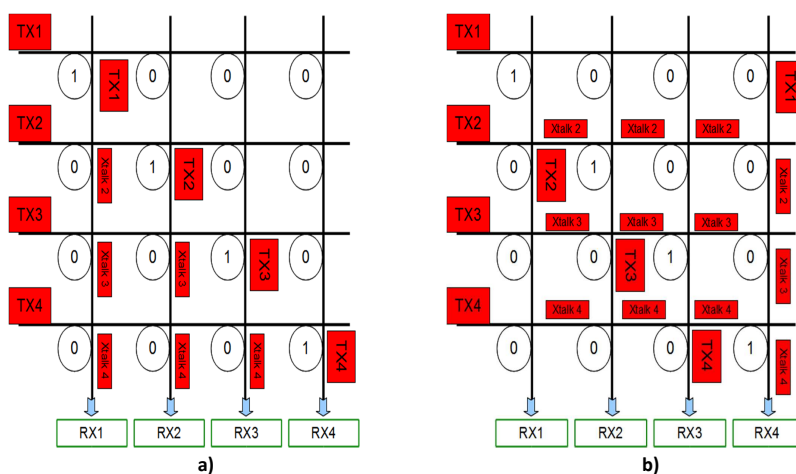


Figura 5.4: Confronto casi pessimi di utilizzo architettura completamente attiva: percorso $P1$ (a) e $P2$ (b)

Alla luce di ciò sono state da noi analizzate due possibili scenari di caso pessimo mostrati in Fig. 5.4:

1. percorso a massimo accumulo di *crosstalk* (Fig. 5.4 (a)), indicato come $P1$;
2. percorso a massimo valore di *insertion loss* (Fig. 5.4 (b)), proposto anche in [26] ed indicato come $P2$.

Andiamo ad analizzare nel dettaglio queste due soluzioni. Nel caso $P1$ viene ricreata la situazione in cui a ricevitore sono presenti i più alti livelli di *crosstalk* possibili. Essendo il *crosstalk* definito come $XT = P_{XT}/P_{utile}$, è facile pensare che i valori più elevati di XT si ottengono considerando contributi di P_{XT} che siano il meno attenuati possibili. Questo si ottiene nel caso in cui tali contributi subiscano nel loro percorso il minor numero possibile di *penalty* rispetto al segnale utile. A

tale scopo, la soluzione $P1$ prevede che il percorso seguito dal segnale di riferimento coincida con quello della connessione tra il trasmettitore TX_1 e il ricevitore RX_1 , che implica quindi una potenza utile in ricezione pari a:

$$P_{utile} = \frac{P_{TX}}{IL_{P1}} \quad (5.2)$$

dove P_{TX} è la potenza di trasmissione e IL_{P1} sono le perdite dovute al percorso $P1$ e quantificabili in:

$$IL_{P1} = IL_d^{ON} \cdot (IL_t^{ON})^{N-1} \quad (5.3)$$

Considerando ora l' i -esimo trasmettitore tra gli $N - 1$ rimasti, esso fornisce un contributo di *crosstalk* sul ricevitore RX_1 pari a:

$$P_{XT_i} = \frac{P_{TX}}{IL_d^{OFF} \cdot (IL_t^{ON})^{N-i}} \quad (5.4)$$

quindi, nel caso pessimo in cui tutti gli $N - 1$ trasmettitori rimasti stiano trasmettendo contemporaneamente, avremmo il seguente contributo totale di *crosstalk* su RX_1 :

$$P_{XT} = \sum_{N-2}^{k=0} P_{TX} \frac{1}{IL_d^{OFF} \cdot (IL_t^{ON})^k} \quad (5.5)$$

Calcolando in fine il *crosstalk* come $XT = P_{XT}/P_{utile}$ e ricordando le definizioni di ER_t e ER_d date in precedenza otteniamo:

$$XT = \frac{(IL_t^{ON})^{N-1}}{ER_d} \sum_{N-2}^{k=0} \left(\frac{1}{IL_t^{ON}} \right)^k \quad (5.6)$$

Nel caso $P2$ proposto in [26], si va invece ad analizzare il cammino più penalizzante dal punto di vista delle *insertion loss*. Questo sarà quindi il più lungo possibile, ossia quello che connette il trasmettitore TX_1 con il ricevitore RX_N (Fig. 5.4 (b)). In questo caso la potenza utile in ricezione sarà pari a:

$$P_{utile} = \frac{P_{TX}}{IL_{P2}} \quad (5.7)$$

dove IL_{P2} sono le perdite dovute al percorso $P2$ e quantificabili in:

$$IL_{P2} = IL_d^{ON} \cdot (IL_t^{ON})^{2(N-1)} \quad (5.8)$$

I contributi di *crosstalk* provenienti dagli altri $N - 1$ trasmettitori raggiungeranno RX_N percorrendo prima tutti i *ring* della stessa riga del trasmettitore e successivamente i rimanenti *ring* della colonna del ricevitore. Quindi, prima del raggiungimento dell'ultima colonna della matrice, ogni contributo di *crosstalk* proveniente dall' i -esimo trasmettitore avrà la medesima potenza pari a:

$$P_{XT_i} = \frac{P_{TX}}{IL_t^{OFF} \cdot (IL_t^{ON})^{N-2}} \quad (5.9)$$

Una volta raggiunta l'ultima colonna, ogni contributo subirà un'attenuazione di tipo IL_d^{OFF} e percorrerà i rimanenti *ring* di tale colonna. Il totale contributo di *crosstalk* valutato in RX_N nel caso $P2$ avrà quindi potenza pari a:

$$P_{XT} = \frac{P_{XT_i}}{IL_d^{OFF}} \sum_{N-2}^{k=0} \left(\frac{1}{IL_t^{ON}} \right)^k \quad (5.10)$$

da cui si ricava:

$$XT = \frac{(IL_t^{ON})^{N-1}}{ER_d \cdot ER_t} \sum_{N-2}^{k=0} \left(\frac{1}{IL_t^{ON}} \right)^k \quad (5.11)$$

I grafici in Fig. 5.5, mostrano l'andamento delle *power penalty* di *crosstalk* coerente calcolati per i livelli definiti dalle Eq. 5.6 e 5.11 secondo l'Eq. 2.16 al variare del numero di ingressi della matrice. Per modellizzare le *insertion loss* dei *ring*, sono stati utilizzati i seguenti valori di riferimento: $IL_t^{ON} = 0.1$, $IL_d^{ON} = 1$, $IL_t^{OFF} = 30$ e $IL_d^{OFF} = 25$, tutti espressi in dB. È subito evidente che, come ci spettavamo, il caso $P1$ comporta i valori di *penalty* maggiori e sarà quindi utilizzato per la nostra analisi di scalabilità.

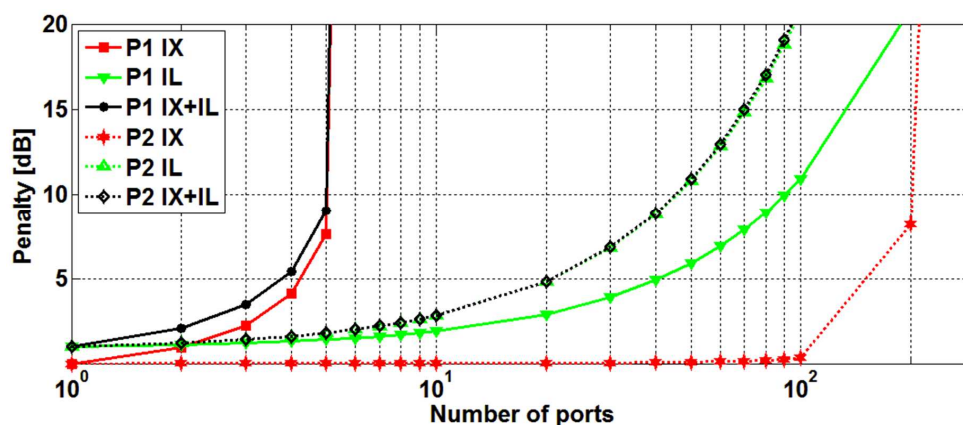


Figura 5.5: Power penalty complessive dei percorsi P1 P2

5.2.3 Risultati

Utilizzando il modello matematico illustrato nei paragrafi precedenti, abbiamo effettuato l'analisi di scalabilità riportata nel Cap. 2 senza però considerare il vincolo 2.20 sul OSNR in ricezione. In particolare è stato analizzato il comportamento dell'architettura in relazione ai seguenti parametri di ingresso:

- *bit rate*: 2.5, 10 e 40 Gb/s.
- FSR dei *microring resonator*: 25, 50, 100, 200, 400, 600, 800, 1600, 3200 e 6000 GHz;

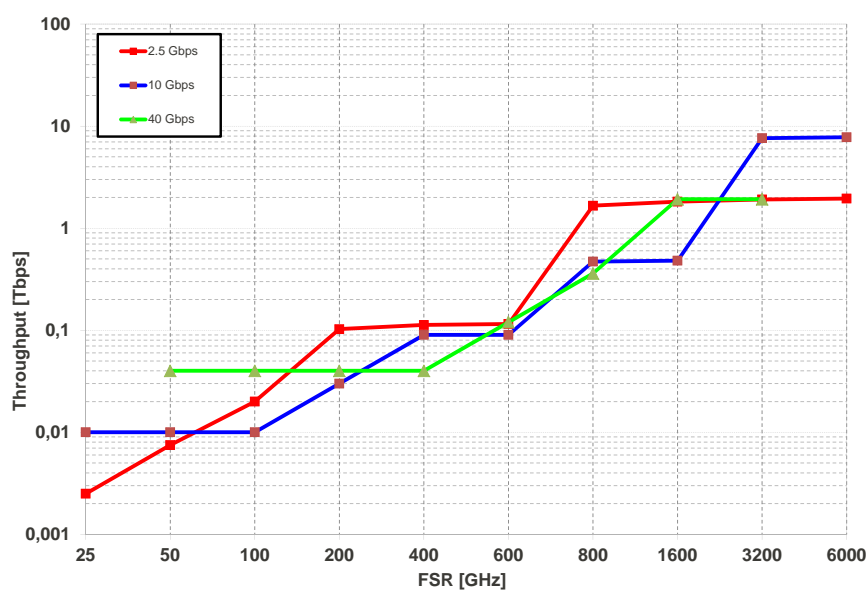


Figura 5.6: Scalabilità dell'architettura completamente attiva basata su microring resonator

In Fig. 5.6 sono mostrati i risultati dell'analisi in termini di banda aggregata (*throughput*), calcolata semplicemente moltiplicando il numero N di trasmettitori supportati per il *bit-rate* considerato.

Osserviamo che, se si esclude il caso con *bit-rate* a 10 Gb/s combinato con $FSR=6000$ GHz, tutte le altre configurazioni non superano la soglia di 2 Tb/s di banda aggregata complessiva, il che denota un basso indice di scalabilità complessivo dell'architettura. Il *crossstalk* si conferma come previsto il collo di bottiglia del sistema, tantè che solo per $FSR > 800$ GHz, ovvero per spaziatura tra lo stato di *ON* e quello di *OFF* pari a $FSR/2 > 400$ GHz, si ottengono valori di *truoghout* superiori al Tb/s.

Diversamente da quanto accade per l'architettura passiva basata su *microring resonator* discussa nel Cap. 4, l'incremento del valore di FSR dei *ring* non comporta peggioramenti in termini di prestazioni. Questo perchè l'operazione di centratura, responsabile di questo effetto negativo, è poco influente in questo tipo di architetture, poichè non è previsto l'utilizzo dei picchi successivi a quello principale correttamente centrato.

5.3 Architettura ibrida

In questo paragrafo introdurremo un'architettura di commutazione ibrida, in cui alla componente attiva viene affiancata la tunabilità dei trasmettitori. Questo permette di gestire la discriminazione dei ricevitori utilizzando due grandezze al posto di una, come avviene invece per tutte i sistemi precedentemente discussi. Tale caratteristica si adatta molto al caso di architetture multipiano, in cui sono effettivamente presenti due grandezze da discriminare: il piano di ricezione e la posizione del ricevitore al suo interno. In particolare la nostra scelta è ricaduta nel delegare la discriminazione dei piani di ricezione alla componente attiva, mentre quella dei ricevitori nel piano alla selezione della lunghezza d'onda in trasmissione.

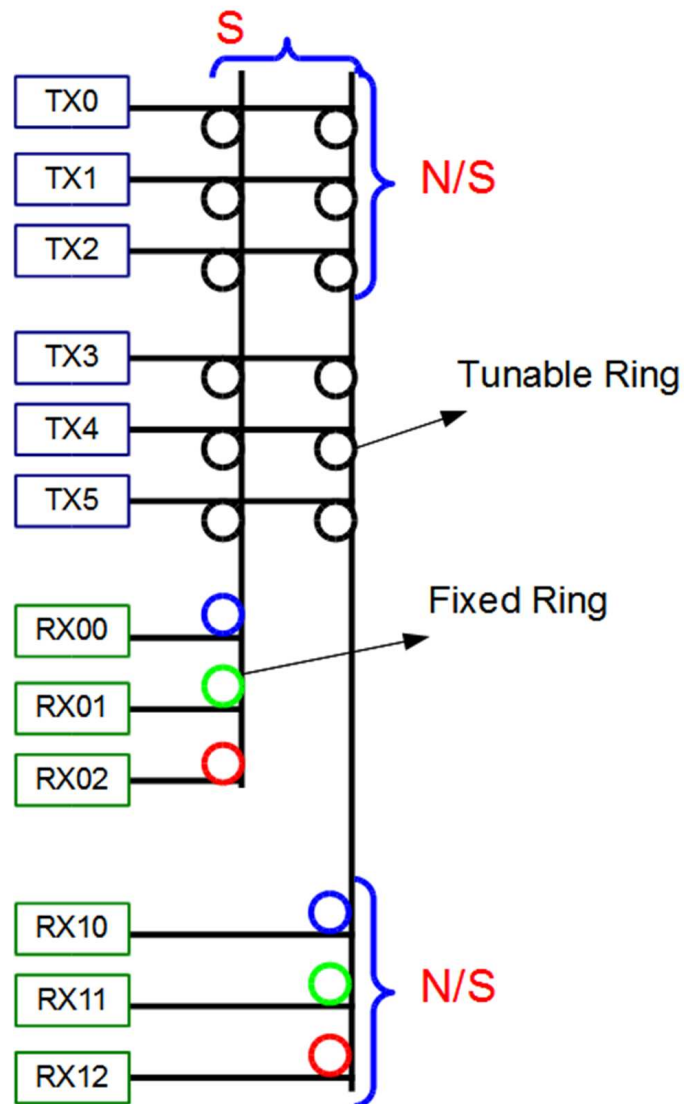


Figura 5.7: Architettura di interconnessione ibrida basata su microring resonator

L'architettura da noi proposta è mostrata in Fig. 5.7 ed è composta da:

- N trasmettitori tunabili;
- una matrice $N \times S$ di *microring resonator* tunabili;
- N ricevitori suddivisi in S piani di ricezione da N/S elementi ciascuno;
- $N \cdot S$ elementi di commutazione attivi;
- S *demultiplexer* realizzati con *array* $1 \times N/S$ di *microring resonator* fissi.

Si nota subito che svanisce il concetto di piano di trasmissione, in quanto tutti gli N trasmettitori sono collegati alla stessa matrice, mentre rimane intatto quello di piano di ricezione. Inoltre, a differenza delle architetture multipiano discusse nel Cap. 3 e 4, non vi è la presenza di elementi amplificanti (EDFA). Ciò è dovuto principalmente all'assenza degli *star coupler* che, come visto nel Cap. 2, sono dispositivi responsabili di *power penalty* elevate. La presenza di EDFA inoltre sarebbe un problema per questo tipo di architettura, per il semplice motivo che noi supponiamo di realizzare i *ring* in silicio per sfruttare il miglior effetto termo-ottico di tale materiale rispetto al tradizionale vetro su silicio (SiO_2). A causa delle ridottissime dimensioni di queste componenti, esse presentano delle forte asimmetrie costruttive geometriche che rendono tali dispositivi molto sensibili alla polarizzazione della luce in ingresso (TE o TM), dove con sensibili alla polarizzazione intendiamo che la loro funzione di trasferimento cambia in funzione di essa [24]. Per far fronte a questo problema, supponiamo che tutti i segnali circolanti nel circuito siano generati da trasmettitori polarizzati secondo il modo TE . L'inserimento di EDFA in questa architettura, precisamente di S EDFA posti ognuno tra la matrice di selezione del piano e l'*array* per la discriminazione dei ricevitori, comporterebbe un variazione di polarizzazione casuale di tutti i segnali dovuta alla presenza di fibra ottica nell'amplificatore, che quindi comprometterebbe la funzione di trasferimento degli *array* finali.

La funzione di assegnamento delle lunghezze d'onda per questa architettura è molto semplice e dipende esclusivamente dalla posizione del ricevitore all'interno del proprio piano, poichè la discriminazione di quest'ultimo viene effettuata dalla componente attiva. In particolare, il j -esimo trasmettitore per comunicare con l' i -esimo ricevitore del k -esimo piano dovrà utilizzare la seguente lunghezza d'onda:

$$TX_j \rightarrow RX_{k,i} : \lambda_i \quad \text{con } i \in \left\{ 0.. \frac{N}{S} - 1 \right\}; k \in \{0..S - 1\}; j \in \{0..N - 1\} \quad (5.12)$$

da cui si deduce che il *tuning set* dei trasmettitori debba comprendere un numero di lunghezze d'onda esattamente pari a N/S . Questo risultato è molto importante se paragonato al caso di architetture passive dove vengono utilizzate lunghezze d'onda prese su un *set* di dimensioni maggiori o uguali ad N . Ciò conferma quindi che

l'introduzione di componenti attive si traduce in una marcata diminuzione del numero di λ utilizzate, con conseguente riduzione della complessità dei trasmettitori.

5.3.1 Dimensionamento delle componenti

Il dimensionamento di tutti i *microring resonator* utilizzati nella nostra architettura è stato eseguito secondo le Eq. 4.8, 4.9 e 4.44. Vale la pena però analizzare i valori di FSR dei *ring* che compongono la matrice attiva e l'*array* di selezione dei ricevitori. Per quanto riguarda i primi, questi sono tenuti a funzionare dinamicamente su $N/S+1$ stati. In questo caso infatti, l'operazione di *tuning* consiste nel traslare il picco della funzione di trasferimento della porta *drop* del *ring* da una posizione di canale fittizia rappresentante lo stato di *default OFF*, alla posizione in corrispondenza del canale che si vuole filtrare. Avremo quindi un unico stato di *OFF* e N/S stati di *ON*, uno per ogni lunghezza d'onda ammessa nel sistema. Alla luce di ciò, tutti i *ring* della matrice attiva saranno dimensionati con $FSR = (N/S + 1)\Delta\lambda$. In questo modo però, nello stato di *OFF*, che poi è quello predominante all'interno della matrice in quanto al più un solo *ring* di ogni riga alla volta sarà *tunato*, nel caso in cui vengano trasmesse lunghezze d'onda adiacenti a quella fittizia, si vengono a creare dei contributi di *crosstalk* adiacente. Questi contributi possono avere effetti negativi sulla scalabilità dell'architettura, soprattutto perchè nel caso pessimo di utilizzo tale *crosstalk* sarà di tipo coerente.

Per ovviare al problema, sulla falsa riga di quanto è stato fatto per gli AWG, è stata messa a punto una strategia di soppressione del *crosstalk* adiacente che consiste semplicemente nell'aumentare il valore di FSR portandolo a:

$$FSR = \left(\frac{N}{S} + 3 \right) \Delta\lambda \quad (5.13)$$

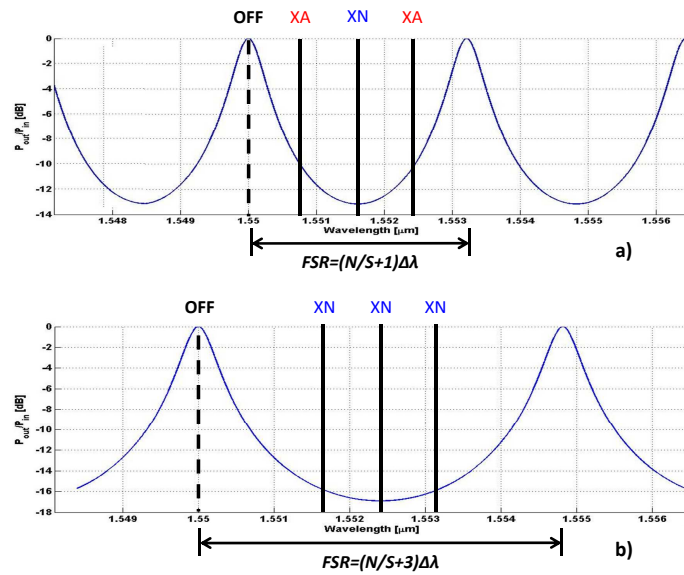


Figura 5.8: Strategia di soppressione del crosstalk adiacente per l'architettura ibrida.

In questo modo, lo stato di *OFF* non è più adiacente ad alcun canale, come mostrato in Fig. 5.8. Questa strategia verrà in seguito indicata come *S1*.

Ad ogni modo, i *microring resonator* componenti la matrice attiva saranno caratterizzati dai seguenti parametri:

- IL_d^{ON} \rightarrow *insertion loss* della porta *drop* in stato di *ON* (il *ring* risuona sulla λ desiderata);
- $IL_d^{OFF_a}$ \rightarrow *insertion loss* della porta *drop* in stato di *OFF* relative al canale adiacente;
- $IL_d^{OFF_n}$ \rightarrow *insertion loss* della porta *drop* in stato di *OFF* relative al canale non adiacente;
- IL_t^{ON} \rightarrow *insertion loss* della porta *through* in stato di *ON* (il *ring* si trova nello stato di *OFF*, quindi tutti i canali che vi transitano escono in *through*);
- IL_t^{OFF} \rightarrow *insertion loss* della porta *through* in stato di *OFF* (il *ring* si trova nello stato di *ON*);

Questi parametri fondamentali saranno utilizzati per la modellizzazione del caso pessimo descritta nel paragrafo successivo.

Per quanto riguarda l'*array ring* finale, si rimandi alle Eq. 4.57 e 4.59 per quanto concerne la trattazione delle *insertion loss* e del *crosstalk*, con la puntualizzazione che tutti i *ring* che lo compongono hanno $FSR = (N/S)\Delta\lambda$. Va notato inoltre che i contributi di *crosstalk* generati dall'*array* saranno tutti di tipo non coerente, quindi poco influenti dal punto di vista delle *power penalty* totali se paragonati a quelli dovuti alla matrice attiva. Per questo motivo abbiamo considerato tutti i contributi come adiacenti, in accordo con la natura conservativa della nostra analisi.

Come per l'architettura completamente attiva, anche in questo caso è stato considerato come limite al FSR dei *ring* il FSR massimo ottenibile con il silicio, ossia circa 6 THz [24]. I risonatori da noi utilizzati saranno quindi soggetti alla seguente condizione:

$$FSR = \left(\frac{N}{S} + c \right) \Delta\lambda \leq FSR_{max} \quad (5.14)$$

dove c vale rispettivamente 3 o 1 a seconda che venga applicata o meno la soppressione del *crosstalk* adiacente. Tale condizione si traduce nel seguente vincolo sul massimo numero di ricevitori per piano:

$$\frac{N}{S} \leq \frac{FSR_{max} - c\Delta\lambda}{\Delta\lambda} \quad (5.15)$$

5.3.2 Analisi del caso pessimo

In questo paragrafo verrà individuato il caso pessimo di utilizzo dell'architettura ibrida. Verrà successivamente fornito un modello matematico da utilizzare nell'analisi di scalabilità discussa nel Cap. 2. Prima di iniziare è bene fare delle puntualizzazioni:

- la selezione della lunghezza d'onda discrimina i ricevitori nel proprio piano di ricezione, quindi nella matrice attiva saranno presenti al più N/S λ distinte, ciascuna avente S repliche, una per ogni piano;
- di queste S repliche, $S - 1$ saranno dovute a canali interferenti ed andranno quindi a contribuire nel calcolo del *crosstalk* coerente. Nel caso pessimo consideriamo che questi segnali vengano emessi da trasmettitori il più possibili vicini all'ultima riga della matrice, di modo che risultino minimamente attenuati rispetto al segnale utile di riferimento, che poniamo invece in ingresso alla prima riga.

In accordo con quanto detto nel Par. 5.2.2 sull'architettura completamente attiva, anche in questa circostanza considereremo come caso pessimo quello a massimo livello di *crosstalk* coerente. Considereremo quindi lo scenario in cui il primo trasmettitore TX_0 trasmette verso il primo piano di ricezione. Detto questo, sull'uscita della matrice relativa a tale piano sono presenti i seguenti contributi di potenza:

- un contributo P_{utile} di potenza utile dovuto a TX_0 ;
- $S - 1$ contributi P_{XI} di *crosstalk* coerente dovuti ai trasmettitori da TX_{N-S-1} a TX_{S-1} ;
- $N - S$ contributi P_{XO} di *crosstalk* non coerente, di cui S di tipo adiacente dovuto ai trasmettitori da TX_{N-2} a TX_S e i rimanenti di tipo non adiacenti dovuti ai restanti trasmettitori.

In riferimento ai parametri dei *ring* descritti nel paragrafo precedente e allo schema dell'architettura mostrato in Fig. 5.7, possiamo quantificare questi contributi come:

$$P_{utile} = \frac{P_{TX}}{IL_{mat}} \quad (5.16)$$

con

$$IL_{mat} = IL_d^{ON} \cdot (IL_t^{ON})^{N-1} \quad (5.17)$$

$$P_{XI} = P_{TX} \frac{1}{IL_d^{OFFa}} \cdot \sum_{k=0}^{S-2} \left(\frac{1}{IL_t^{ON}} \right)^k \quad (5.18)$$

$$P_{XO} = P_{TX} \left(\frac{1}{IL_d^{OFFa}} \cdot \sum_{k=N-1-S}^{N-2} \left(\frac{1}{IL_t^{ON}} \right)^k + \frac{1}{IL_d^{OFFn}} \cdot \sum_{k=S-1}^{N-S-2} \left(\frac{1}{IL_t^{ON}} \right)^k \right) \quad (5.19)$$

Per quanto riguarda la strategia $S1$ di soppressione del *crosstalk* adiacente, valgono ancora le Eq. 5.16, 5.18 e 5.19, a patto di porre $IL_d^{OFFa} = IL_d^{OFFn}$.

Arrivati a questo punto, è già possibile ricavare il valore di $XI = P_{XI}/P_{utile}$ ed effettuare il calcolo della *power penalty* dovuta al *crosstalk* coerente attraverso l'Eq.

2.16, poichè tali elementi non sono più soggetti ad azioni di filtraggio diverse da quelle subite dal segnale utile. Per quanto riguarda il *crosstalk* non coerente bisogna invece considerare anche i contributi introdotti dall'*array* di selezione dei ricevitori. A tale scopo si possono utilizzare le stesse formule descritte nel Cap. 4 e precisamente l'Eq. 4.59, ponendo conservativamente $IL_d^{OFF} = IL_d^{OFF_a}$. Anche per quanto riguarda la potenza utile in uscita dall'*array* si può riutilizzare l'Eq. 4.57. A questo punto è possibile ricavare i valori di $XO = P_{XO}/P_{utile}$ con i quali calcolare le *power penalty* del *crosstalk* non coerente attraverso l'Eq. 2.9.

Come ultima cosa, occorre fare una considerazione sull'accumulo di rumore che si verifica nell'attraversamento dell'architettura. Sostanzialmente, percorrendo un'intera colonna della matrice attiva, si è soggetti all'accumulo di N contributo di rumore, uno per ogni ingresso. A ricevitore sarà quindi presente la seguente densità spettrale di rumore:

$$N_{RX} = \frac{N_0}{IL_{mat} \cdot IL_{array} \cdot PP_{XT}} \cdot N \quad (5.20)$$

dove IL_{mat} e IL_{array} sono le *insertion loss* subite dal segnale utile rispettivamente per l'attraversamento della matrice attiva (Eq. 5.17) e dell'*array* (Eq. 4.58), mentre PP_{XT} indica le *power penalty* (somma delle Eq. 2.9 e 2.16) complessive dovute al *crosstalk*.

5.3.3 Risultati

Utilizzando il modello matematico illustrato nei paragrafi precedenti, abbiamo effettuato l'analisi di scalabilità descritta nel Cap. 2 e riportato in questo paragrafo i risultati più significativi. Il valore ritenuto più importante per quanto riguarda la scalabilità è la banda aggregata complessiva (*throughput*) dell'architettura definita in [Tb/s], ed ottenuta semplicemente moltiplicando il numero massimo di trasmettitori utilizzabili per il loro *bit rate*. Tutte le analisi sono state effettuate in funzione dei seguenti parametri di ingresso:

- spaziatura tra i canali: 25, 50, 100 e 200 GHz;
- OSNR al trasmettitore: 40, 45, 50, 55, 60, 65 e 70 dB;

- *bit rate*: 2.5, 10 e 40 Gb/s.

Precisiamo che la spaziatura a 25 GHz@40 Gb/s non viene mai considerata per ovvi motivi di incompatibilità con il valore di banda del segnale (≈ 40 GHz).

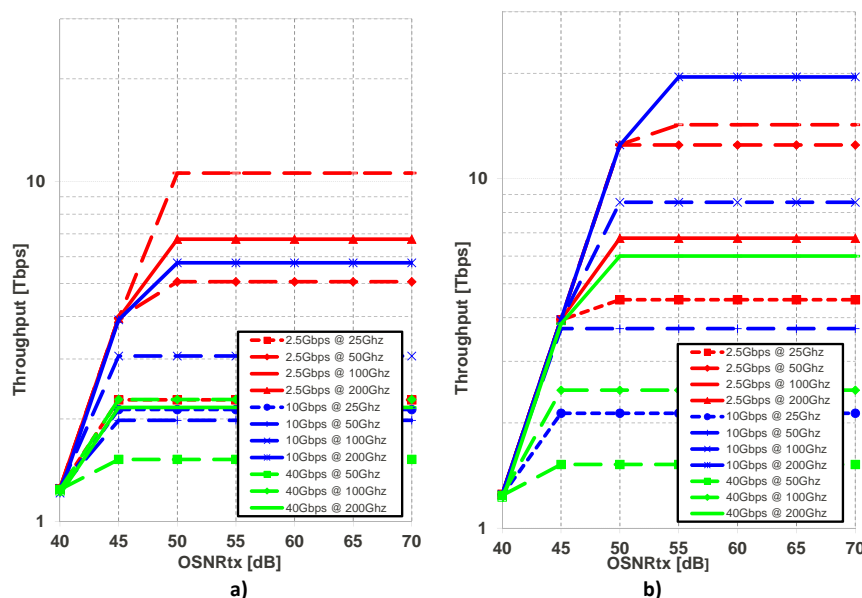


Figura 5.9: Risultati scalabilità architettura ibrida con (b) e senza (a) strategia *S1*

In Fig. 5.9 è mostrato un confronto tra i risultati ottenuti con l'architettura ibrida originale a), e quelli ottenuti applicando la strategia di soppressione del *crosstalk* adiacente *S1* b). In entrambi i casi sono riportati i valori di banda aggregata ottenuti per tutte le possibili coppie *bit rate*-spaziatura. L'andamento delle curve è simile a quello visto anche per le architetture passive, che prevede una crescita esponenziale del *throughput* in funzione dell' $OSNR_{TX}$ per valori di quest'ultimo inferiori o uguali a 50 dB, che si risolve poi in un andamento costante. Nel primo caso il fattore limitante alla scalabilità è rappresentato appunto dall'accumulo di rumore tra le varie componenti, mentre nel secondo dalla potenza in ricezione. I valori di banda aggregata maggiori si ottengono quando viene utilizzata nel dimensionamento dei *ring* la strategia *S1*, con differenze rispetto al dimensionamento normale dell'ordine anche di una decina di Tb/s, come nel caso 10Gb/s@200Ghz. È importante notare che anche per questa architettura, l'aumento della spaziatura dei canali non sempre comporta effetti positivi in termini di *throughput* massimo ottenibile. Nonostante provochi un indiscusso abbattimento dei livelli di *crosstalk*, tale operazione va a limitare il valore di N/S , in accordo con il vincolo 5.15. In questi casi, come ad esempio la soluzione

2.5Gb/s@200GHz, il collo di bottiglia non è più rappresentato dal *crosstalk*, ma dal massimo FSR consentito dal materiale con cui sono fabbricati i *microring resonator*.

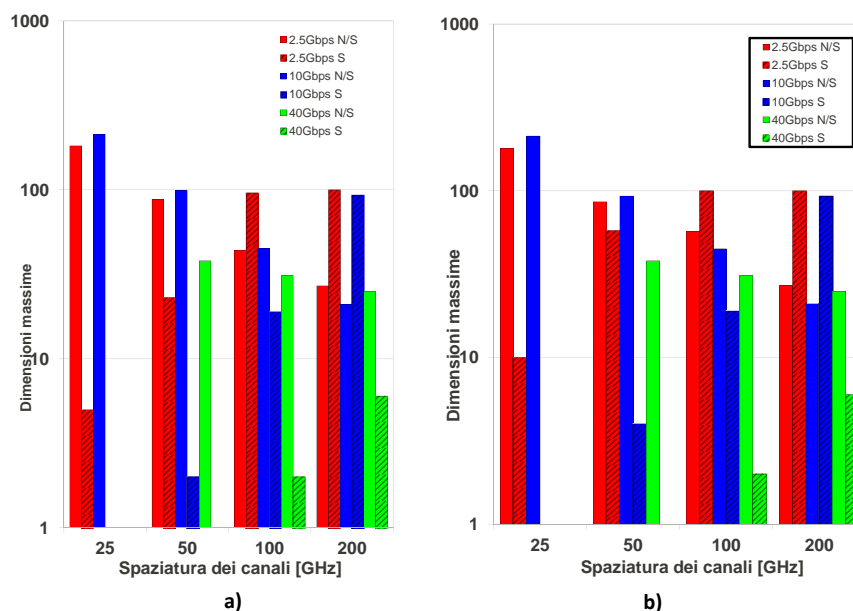


Figura 5.10: Valori massimi di S e N/S per $OSNR_{TX} = 55$ dB

La Fig. 5.10 mostra un raffronto tra il numero di piani S e il numero di ricevitori per piano N/S in funzione della spaziatura dei canali, fissato il valore di $OSNR_{TX}$ a 55 dB in modo da non rendere la scalabilità limitata dal rumore. Tutti i valori si riferiscono al caso in cui viene registrato il valore di banda aggregata maggiore per la specifica combinazione *bit rate*-spaziatura. Si nota subito una netta differenza di comportamento al variare dei livelli di *crosstalk*. Per basse spaziature, dove cioè i contributi di *crosstalk* sono elevati, vengono utilizzati un numero limitato di piani. Questo è dovuto al fatto che nell'architettura sono presenti $S-1$ contributi di *crosstalk* coerente che la penalizzano fortemente. Il caso estremo si ha per *bit rate* pari a 40 Gb/s e spaziatura di 50 GHz. Il valore di S per il quale si ottiene il massimo *throughput* per questa configurazione è pari a 1, situazione in cui la matrice attiva è costituita da un'unica colonna. Questo è l'unico caso in cui non sono presenti contributi di *crosstalk* coerente.

In presenza di rapporti spaziatura/*bit rate* elevati (che portano cioè a bassi livelli di potenze di disturbo), la situazione viene ribaltata. Le scalabilità migliori si ottengono con un numero di piani S maggiore di quello dei ricevitori contenuti in essi (N/S).

5.4 Conclusioni

In questo capitolo sono state illustrate due architetture di interconnessione basate su *microring resonator* in cui è stata introdotta una componente discriminatoria attiva. In particolare sono state presentate un'architettura completamente attiva ed una ibrida. Per ciascuna sono stati discussi i principi di funzionamento, fornito un modello matematico per la stima del caso pessimo di utilizzo ed infine effettuata un'analisi di scalabilità. Dai risultati ottenuti si deduce che l'architettura di commutazione completamente attiva non gode di buona scalabilità, soprattutto se paragonata al numero di componenti attive utilizzate (N^2 contro gli $N \cdot S$ del sistema ibrido). La soluzione ibrida si rivela invece abbastanza scalabile, soprattutto se si dimensionano i *ring* secondo la strategia *S1*, che si è rilevata essere efficace. Per questo motivo, possiamo considerare quest'ultima architettura come possibile candidata ad un'approfondimento dell'analisi finalizzato ad un'eventuale produzione fisica di un prototipo di tale sistema di commutazione.

Capitolo 6

Conclusioni

In questo lavoro di tesi è stato affrontato un problema attuale di grande importanza legato all'evoluzione dei sistemi di trasmissione e alla notevole esplosione del traffico Internet. Questi due fattori favoriscono lo sviluppo di *switch* e *router* ad alta capacità in grado di gestire enormi quantità di banda aggregata. Anche se è vero che nelle odierne reti l'elevata velocità e la capacità di trasmissione sono caratteristiche delle comunicazioni ottiche, le ormai consolidate tecnologie di elaborazione e commutazione dei segnali restano una prerogativa dei sistemi elettronici. Si può quindi affermare che la migrazione di queste funzionalità verso il dominio ottico potrà rappresentare una possibile soluzione per superare il problema dell'adeguamento dei commutatori a nuove specifiche, reso necessario dal continuo sviluppo e impiego dello standard WDM. Uniformare tutte le operazioni di commutazione ad un unico dominio potrebbe inoltre garantire una riduzione della complessità di realizzazione delle strutture necessarie ed incrementarne la flessibilità.

Partendo da questo presupposto abbiamo studiato il funzionamento di architetture di interconnessione costituite interamente da dispositivi ottici. In particolare, sono stati individuati due macro-insiemi: sistemi realizzati con circuiti completamente passivi e sistemi in cui viene introdotta anche la componente attiva. Per il primo insieme, sono state proposte due architetture basate su componentistiche differenti, ossia gli AWG e i Microring Resonator, mentre per il secondo si è scelto di aggiungere come caratteristica attiva la tunabilità dei Microring Resonator. Sono state quindi presentate una soluzione costituita da componenti completamente attive ed una soluzione ibrida.

È stata eseguita un'analisi delle prestazioni realizzando un modello in grado di rappresentare le caratteristiche significative dei diversi dispositivi, con lo scopo di ottenere indicazioni sulla scalabilità, in termini di massima banda aggregata ottenibile, e su eventuali fattori limitanti. Il modello matematico utilizzato per queste analisi ha consentito di ricavarne il *throughput* massimo in funzione del rapporto segnale/rumore in trasmissione, verificando il rispetto di vincoli sulla potenza in arrivo ai ricevitori e sul OSNR finale. Per le due architetture passive presentate è stato poi fornito un riscontro delle stime di banda aggregata ricavate dall'analisi analitica, con risultati ottenuti mediante simulazione.

Alla luce delle conclusioni a cui siamo giunti alla fine di ogni capitolo di questo lavoro di tesi, andremo ora ad effettuare un'analisi comparativa delle varie architetture discusse. Per cominciare, notiamo che tutti i sistemi da noi studiati sono fortemente limitati dal rumore presente in trasmissione, dovuto alla natura tunabile dei trasmettitori. L'unica eccezione si ha infatti nel caso di architettura completamente attiva, dove sono utilizzati laser fissi su di un'unica lunghezza d'onda. In tutti gli altri casi, i migliori valori di scalabilità vengono ottenuti per $OSNR_{TX}$ maggiore di 50 dB. Anche se può a prima vista sembrare elevato, questo è tuttavia un valore ragionevole se confrontato con quelli forniti dai produttori di trasmettitori tunabili di ultima generazione [21].

Un altro motivo di confronto tra i vari sistemi proposti è il comportamento che essi hanno in funzione della variazione dei valori di spaziatura dei canali WDM utilizzati. Viene esclusa ovviamente da questo computo l'architettura completamente attiva dove, in presenza di un'unica lunghezza d'onda, non ha senso parlare di questa grandezza. Sebbene l'incremento delle spaziature porti ad una diminuzione dei livelli del *crosstalk*, l'aumento di tali valori non sempre comporta un miglioramento delle prestazioni in termini di scalabilità. Tale effetto si manifesta in modo maggiore nel caso dell'architettura passiva basata su *microring resonator* ed in maniera minore sulle altre. Ad ogni modo, è importante puntualizzare che, a parità di banda aggregata ottenibile, le soluzioni che utilizzano una spaziatura minore tra i canali sono da preferire, se non altro perchè implicano l'uso di una banda ottica totale minore.

Un ulteriore elemento di confronto è rappresentato dal numero complessivo di lunghezze d'onda utilizzate, che abbiamo visto essere pari al (a) totale numero di trasmettitori nel caso di sistemi passivi, (b) numero di ricevitori nel piano per il sis-

tema ibrido, (c) singolarità per la soluzione completamente attiva. Questo è un fattore molto importante perchè determina la complessità dei trasmettitori tunabili che al momento sono in grado di gestire al massimo un centinaio di canali [21]. Questo vincolo è il più delle volte soddisfatto da parte dell'architettura ibrida (quella totalmente attiva è stata ovviamente esclusa da tale computo), mentre viene sistematicamente violato dalle soluzioni passive. Questo rende i sistemi attivi molto attraenti, poichè realizzabili con componenti trasmissive già disponibili sul mercato. Inoltre, l'assenza nei sistemi attivi della componente amplificante, rende ancora più appetibili queste soluzioni.

Se consideriamo come parametro determinante il valore di massima banda aggregata ottenibile, la soluzione di interconnessione ottimale risulta essere quella passiva basata su AWG. Con essa si ottiene infatti un *throughput* massimo di poco sopra ai 50 Tb/s, decisamente superiore a quello ottenibile con Microring Resonator passivi (circa 30 Tb/s), soluzione ibrida (circa 20 Tb/s) e soluzione completamente attiva (sotto i 7 Tb/s). Tuttavia, alla luce di quanto discusso in precedenza le architetture attive si rivelano essere un buon compromesso tra valori di banda aggregata e fattibilità realizzativa. In particolare l'architettura di commutazione completamente attiva, pur non avendo una grande scalabilità, è da preferire per l'interconnessione di sistemi di piccole dimensioni, dato il basso livello di complessità delle componenti utilizzate. Quando invece si è di fronte a dimensioni tali da non essere più supportate da questa soluzione, si deve optare necessariamente per una soluzione multipiano, come quella ibrida da noi proposta. Va infine osservato che, pur essendo soggetta ad una scalabilità minore, a nostro parere la soluzione passiva basata su Microring Resonator non è da scartare priori rispetto a quella basata su AWG. Questo perchè per lo studio della prima è stato utilizzato un modello analitico molto affinato che prende in considerazione aspetti importanti come l'effetto dell'operazione di centratura dei *ring* sui picchi successivi della funzione di trasmerimento, cosa che non viene fatta invece per la soluzione con AWG.

Concludiamo indicando possibili sviluppi futuri di questo lavoro di tesi. In prima istanza, si potrebbe cercare di perfezionare ulteriormente il modello utilizzato per l'analisi dell'architettura passiva con AWG, in modo da ricavarne valori di scalabilità il più veritieri possibili. Si potrebbe successivamente pensare ad uno studio più approfondito dal punto di vista tecnologico di tutte le soluzioni proposte. Il nostro

lavoro si basa infatti solo sull'analisi delle funzioni di trasferimento delle componenti ottiche, esclusivamente in potenza. Potrebbe essere utile considerare anche gli effetti sulle prestazioni dovuti al ritardo di gruppo ed ai fattori di dispersione che si vengono a creare all'interno dei circuiti, oltre che alla dipendenza degli stessi dalla polarizzazione del segnale. Per quanto riguarda le architetture attive, si potrebbe pensare di estendere l'analisi anche a strutture non bloccanti riarrangiabili come quelle proposte in [27], oltre che alle non bloccanti in senso stretto considerate finora. Infine, lo studio potrebbe essere ulteriormente ampliato andando a considerare il consumo di potenza dovuto appunto all'utilizzo di componentistica attiva.

Appendice A

AWG - Arrayed Waveguide Grating

A.1 Introduzione

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, riportata in Fig. A.1, ogni guida presenta una differenza di cammino ottico costante rispetto alla guida precedente. Chiameremo ΔL tale valore, quindi definita L la lunghezza ottica della guida più corta, quella più lunga avrà un cammino pari a $L + (M - 1)\Delta L$.

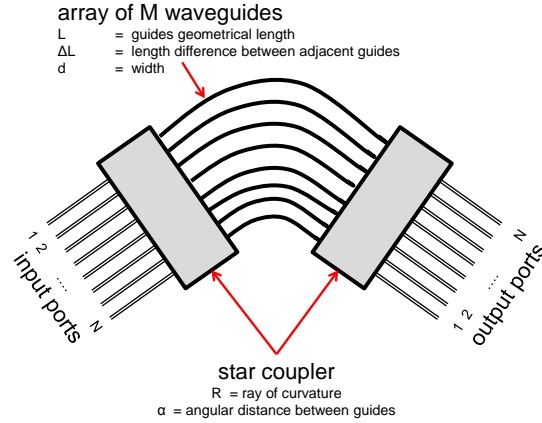


Figura A.1: Configurazione classica di un AWG.

Le caratteristiche trasmissive dell'AWG, come vedremo in questo capitolo, sono fortemente dipendenti dalle lunghezze d'onda dei segnali che lo attraversano; per questo motivo l'AWG può essere utilizzato nei sistemi WDM con funzioni diverse. A seconda della distribuzione e delle caratteristiche dei segnali in ingresso riusciamo a realizzare un *demultiplexer*, un *multiplexer* o un *router*.

A.2 Funzionamento e principali parametri

Descriviamo ora il funzionamento del dispositivo rappresentato in Fig. A.1. Supponiamo di avere un segnale in ingresso ad una delle N porte dell'AWG: lo *star coupler* suddivide la potenza in ingresso tra le M guide in uscita in modo equo, le componenti del segnale percorrono quindi l'*array* centrale subendo degli sfasamenti dipendenti dalla lunghezza d'onda e quando giungono al secondo *star coupler* vengono riaccoppiate alle guide in uscita a seconda della fase di arrivo.

Per determinare la funzione di trasferimento totale del dispositivo calcoliamo innanzitutto quella tra una porta p in ingresso e una porta q in uscita considerando solo il contributo della guida centrale s ; il campo elettrico in ingresso E_{in} viene diviso dal primo *star coupler*, percorre la guida s e una sua parte viene indirizzata alla guida q dal secondo *star coupler*. Otteniamo quindi il contributo:

$$E_{pq} = E_{in} \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{1}{\sqrt{M}} \exp[j\phi_{psq}] \quad (\text{A.1})$$

in cui con ϕ_{psq} esprimiamo lo sfasamento totale subito dal segnale, cioè $\phi_{psq} = \phi_{ps} + \phi_s + \phi_{sq}$; tale sfasamento è quindi somma di tre contributi, relativi ai due *star coupler* e alla generica guida centrale s , che valgono:

$$\phi_{ps} = \frac{2\pi}{\lambda} n_{eff} R (1 - p s \alpha^2) \quad (\text{A.2})$$

$$\phi_s = \frac{2\pi}{\lambda} \int_0^{L_s} n_{eff}(l) dl \approx \frac{2\pi}{\lambda} n_{eff} (L_s - L_1) = \frac{2\pi}{\lambda} n_{eff} s \Delta L \quad (\text{A.3})$$

$$\phi_{sq} = \frac{2\pi}{\lambda} n_{eff} R (1 - s q \alpha^2) \quad (\text{A.4})$$

in cui abbiamo indicato con n_{eff} l'indice di rifrazione efficace delle guide d'onda, con L_s la lunghezza della guida centrale s e abbiamo supposto i due *star coupler* identici e definito R il raggio di curvatura e α la distanza angolare tra due guide adiacenti.

Siamo quindi in grado di esprimere la funzione di trasferimento in potenza tra la porta p e la porta q :

$$P_{pq} = \left| \sum_{s=0}^{M-1} E_{in} \frac{1}{M} \exp[j\phi_{psq}] \right|^2 = \frac{P_{in}}{M^2} \left| \sum_{s=0}^{M-1} \exp[j s \Delta\phi_{pq}] \right|^2 \quad (\text{A.5})$$

dove $\Delta\phi_{pq}$ è la differenza di sfasamento subita fra due generiche guide adiacenti:

$$\Delta\phi_{pq} = \phi_{psq} - \phi_{p,s-1,q} = \frac{2\pi n_{eff}}{\lambda} [\Delta L - R(p+q)\alpha^2] \quad (\text{A.6})$$

Sviluppando in serie la A.5 otteniamo:

$$T(p, q) = \frac{1}{M^2} \frac{\sin^2(M \frac{\Delta\phi_{pq}}{2})}{\sin^2(\frac{\Delta\phi_{pq}}{2})} \quad (\text{A.7})$$

Questa funzione di trasferimento presenta un andamento periodico rispetto a $\Delta\phi_{pq}$ e una forte dipendenza dal parametro M , numero di guide dell'*array*; in ogni periodo sono presenti un picco, $M - 1$ zeri e $M - 2$ lobi secondari.

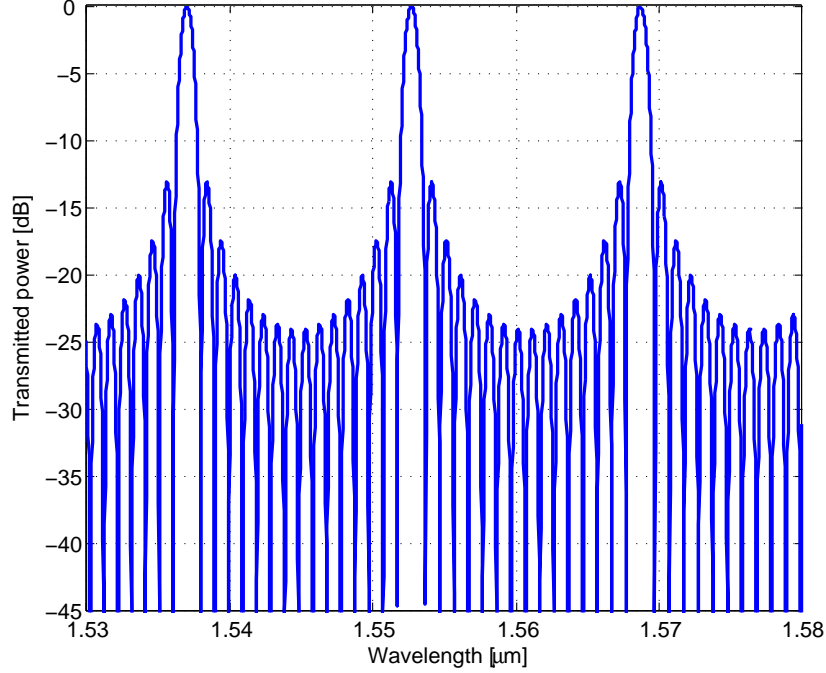


Figura A.2: Funzione di trasferimento fra due porte di un AWG.

È proprio questa caratteristica, cioè la presenza dei lobi secondari, che origina il comportamento fuori banda indesiderato negli AWG, il *crosstalk*; uno degli obiettivi più importanti nel progetto deve essere quindi la riduzione dell'ampiezza di tali lobi.

Come mostrato in Fig. A.2 i lobi principali hanno ampiezza unitaria, trascurando le perdite consentono dunque il trasferimento totale della potenza in ingresso alla porta p verso l'uscita q . Tale condizione si verifica quando $\Delta\phi_{pq}$ è un multiplo intero di 2π e ciò avviene per l'insieme di lunghezze d'onda definito dalla relazione:

$$\lambda_{pq} = \frac{n_{eff}\Delta L}{Q} - n_{eff}R(p+q)\frac{\alpha^2}{Q} \quad (\text{A.8})$$

che possiamo riscrivere come

$$\lambda_{pq} = \lambda_0 + (p+q)\Delta\lambda \quad (\text{A.9})$$

in cui

$$\lambda_0 = \frac{n_{eff}\Delta L}{Q} \quad (\text{A.10})$$

$$\Delta\lambda = \frac{n_g R \alpha^2}{Q} = \frac{n_g a^2}{QR} \quad (\text{A.11})$$

con n_g indice di rifrazione di gruppo delle guide e Q numero intero rappresentante l'ordine della funzione di trasmissione. Un altro parametro caratteristico di un AWG è il FSR: esprime il periodo della funzione di trasferimento ed è pari a:

$$FSR = \frac{c}{n_g \Delta L} = \frac{c n_{eff}}{\lambda_0 Q n_g} \quad (\text{A.12})$$

E' importante notare che il FSR dipende da ΔL ed è invece indipendente da M ; in fase di progetto è opportuno inoltre dimensionare il FSR in base al numero di canali che l'AWG deve gestire, se indichiamo con N tale valore deve valere

$$FSR = N\Delta\lambda \quad (\text{A.13})$$

Da quest'ultima relazione ricaviamo un vincolo sul dimensionamento degli *star coupler*, infatti per avere una funzione di trasmissione omogenea verso tutte le guide in uscita, occorre rispettare il vincolo sul valore massimo del rapporto d/a ; si trova

$$\frac{d}{a} \leq \frac{2N}{\pi M} \quad (\text{A.14})$$

con $a = \alpha R$.

Fondamentale è anche il rapporto tra il FSR e il numero dei guide dell'*array* centrale, dal momento che $\delta f = FSR/M$ esprime la larghezza dei lobi di trasmissione principali occorre verificare che tale banda sia sufficiente a trasmettere il numero di canali desiderato senza introdurre distorsioni. Come abbiamo anticipato però, riducendo M la banda si allarga, ma si ha l'effetto indesiderato di ridurre il numero di lobi secondari aumentandone l'ampiezza, con conseguente aumento del *crosstalk*. È quindi necessario trovare un compromesso tra la banda e il *crosstalk* che si ritiene accettabile nel dispositivo.

A.3 Applicazioni degli AWG

Abbiamo spiegato qual è la caratteristica fondamentale di un AWG, che in estrema sintesi è un dispositivo passivo che invia un segnale in entrata ad un'uscita determinata in base alla sua lunghezza d'onda in modo periodico.

Chiamiamo I_i la generica porta in ingresso di un AWG di dimensioni $(m \times m)$ e poniamo quindi $0 \leq i \leq m - 1$; un segnale in ingresso a tale porta, costituito da una o più componenti a lunghezze d'onda λ_j , con $0 \leq j \leq m - 1$, sarà instradato verso una o più uscite O_k , secondo la relazione:

$$k = (i + j) \quad \text{mod } m \quad (\text{A.15})$$

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. Analogamente è possibile entrare da tutti gli ingressi con lunghezze d'onda diverse in modo che queste siano tutte riunite in un'unica uscita e ovviamente se trasliamo la sequenza dei canali di ingresso la funzione non cambia e l'unica differenza è che i segnali saranno riuniti ad un uscita diversa. Il funzionamento di un AWG come *multiplexer* e *demultiplexer* è rappresentato in Fig. A.3.

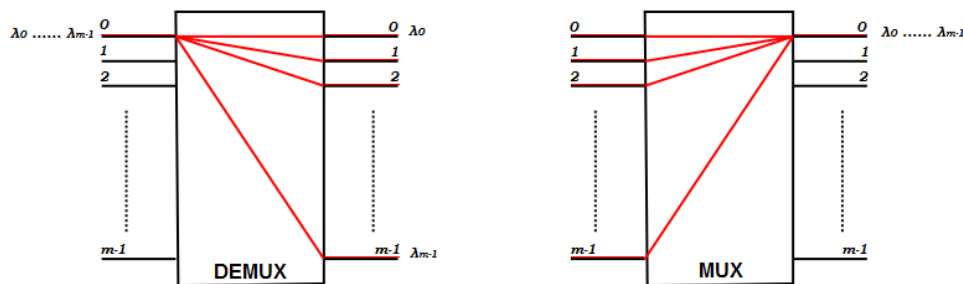


Figura A.3: Funzionamento di un AWG come demultiplexer e multiplexer.

Altra funzione tipica, fondamentale per il tema trattato in questo lavoro, è quella di *router* (o instradatore). Se immaginiamo di usare l'AWG come nodo in un sistema di commutazione possiamo sfruttare la relazione A.15 per realizzare le connessioni ingresso-uscita che desideriamo, ad esempio agendo sulle lunghezze d'onda dei segnali.

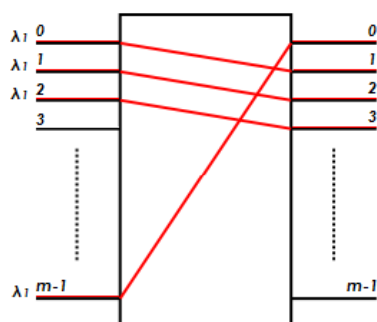


Figura A.4: Funzionamento di un AWG come router.

In tutti i modi d'uso è fondamentale segnalare che qualora il numero di lunghezze d'onda utilizzate fosse maggiore del numero di porte dell'AWG interverrebbe la periodicità della funzione di trasferimento: nel caso del *demultiplexer* il segnale uscirebbe dalla stessa porta di un segnale con lunghezza d'onda inferiore di un FSR (o comunque spaziata un numero intero di FSR), nel caso del *multiplexer* dovrebbe entrare dalla stessa porta di un segnale distante un FSR per essere indirizzato verso la stessa uscita.

In letteratura sono presenti lavori relativi anche ad altre applicazioni meno in-

teressanti dal nostro punto di vista, come equalizzatori e convertitori di fase e di ampiezza e varie tipologie di OADM.

A.4 Fattori di power penalty

Come in tutti i dispositivi anche negli AWG sono presenti degli effetti indesiderati che portano a peggioramenti nelle prestazioni. Nonostante tali effetti abbiano origini di diversa natura (possono essere dovuti alle caratteristiche geometriche dei dispositivi, a difetti nel processo di fabbricazione, o a fenomeni fisici) abbiamo la necessità di stimare il loro impatto sulle prestazioni dell'AWG nel contesto dell'architettura studiata. Possiamo quindi esprimere tali fattori sotto la forma di *power penalty* introdotta.

A.4.1 *Insertion Loss* (IL)

Col termine *Insertion Loss* indichiamo le perdite totali di potenza subite da un segnale che entra nell'AWG a causa degli effetti di *scattering* e di *splitting* negli star coupler e in corrispondenza dei punti di accoppiamento tra guide e tra guide e fibra. Includiamo in questo fattore anche un margine che tenga conto di possibili difetti nei materiali utilizzati o di eventuali imprecisioni nei processi produttivi. Se indichiamo con N il numero di porte di un AWG otteniamo per questo parametro un valore che, a partire da un minimo teorico, cresce logicamente con N (Fig. A.5).

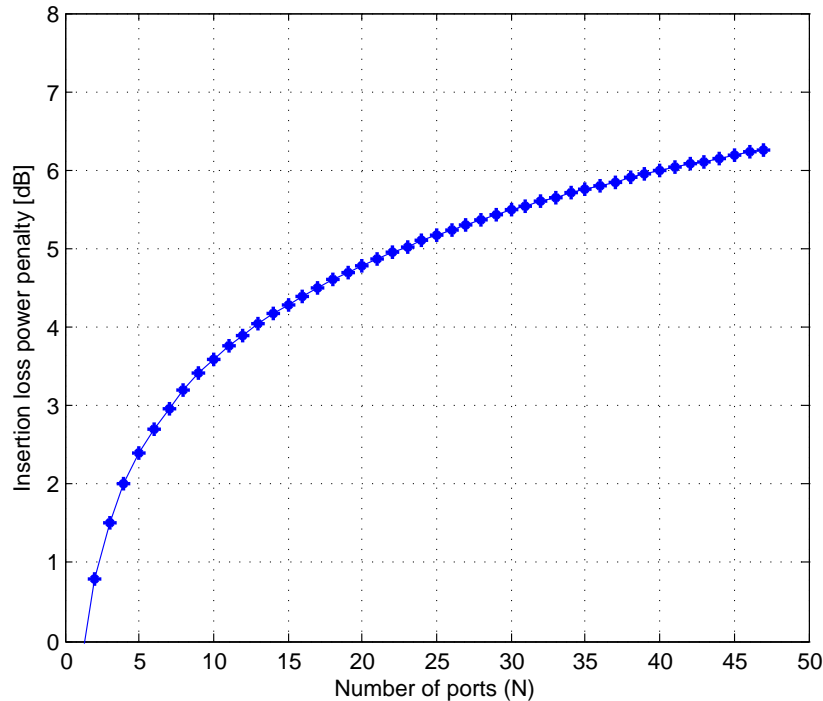


Figura A.5: Power penalty dovute a Insertion Loss per un AWG con N porte.

A.4.2 Uniformity (U)

A causa dell'elevato numero di lunghezze d'onda tipicamente in gioco, che possono occupare quindi una banda di diverse centinaia di GHz e delle caratteristiche variabili della funzione di trasferimento del dispositivo, otteniamo coefficienti di trasmissione diversi per i diversi segnali. Questo effetto non ha un impatto particolarmente importante nel caso dell'AWG e a volte in letteratura e nei *datasheet* dei dispositivi si usa indicarlo semplicemente come variazione dell'*insertion loss*, attribuendogli un margine relativo al caso peggiore solitamente intorno a 2 dB.

A.4.3 Polarization Dependent Loss (PDL)

L'attenuazione subita dal segnale durante l'attraversamento del dispositivo può dipendere dal suo stato di polarizzazione a causa delle geometrie di costruzione e di irregolarità dei materiali. Anche questo parametro nel caso dell'AWG non ha particolare importanza e le perdite di potenza indotte sono praticamente sempre inferiori a 1 dB.

A.4.4 *Crosstalk*

Quando lavoriamo con un segnale WDM in un dispositivo a più porte, se prendiamo in considerazione una generica uscita, sappiamo che avremo sempre a che fare con una certa quantità di potenza indesiderata che si somma alla potenza utile; possiamo attribuire tale effetto alla presenza di altre lunghezze d'onda e alla loro propagazione all'interno del dispositivo. Questo fenomeno è conosciuto come *crosstalk* ed è generalmente classificato in *crosstalk* fuori banda, detto anche *crosstalk* incoerente o non omogeneo e *crosstalk* in banda, detto *crosstalk* coerente o omogeneo. In genere il *crosstalk* ha un impatto di grande importanza sulle prestazioni di un AWG utilizzato come instradatore di segnali, abbiamo infatti dedicato ampio spazio nel Par. 2.3 alla descrizione dell'origine di questo fenomeno.

Appendice B

Microring resonator

B.1 Introduzione

In ottica integrata i *ring resonator* sono funzionalmente identici a filtri Fabry-Perot in cui la cavità risonante è costituita da una guida d'onda chiusa ad anello e i due specchi da due accoppiatori direzionali. A seconda delle tecnologie costruttive è possibile realizzare *ring* con diametri dell'ordine di poche decine di μm , di conseguenza questi dispositivi rappresentano una forte attrattiva nell'ottica di un'integrazione su larga scala.

La funzione dei *ring resonator* più interessante per quanto riguarda questo lavoro e tra le più comuni è quella di filtri (passivi o attivi) ad alta selettività, ma in letteratura non mancano lavori in cui sono sfruttati per altri scopi; tra le applicazioni più importanti e più studiate oggi citiamo ad esempio le linee di ritardo ottiche e i compensatori di dispersione. Inoltre è stata dimostrata la possibilità di realizzare modulatori ad alta frequenza e laser a *ring resonator* utilizzando polimeri elettro-ottici o materiali come SOI, GaAs e InP.

B.2 Funzionamento

In questa sezione descriveremo il funzionamento di un risonatore ad anello introducendo i parametri fondamentali.

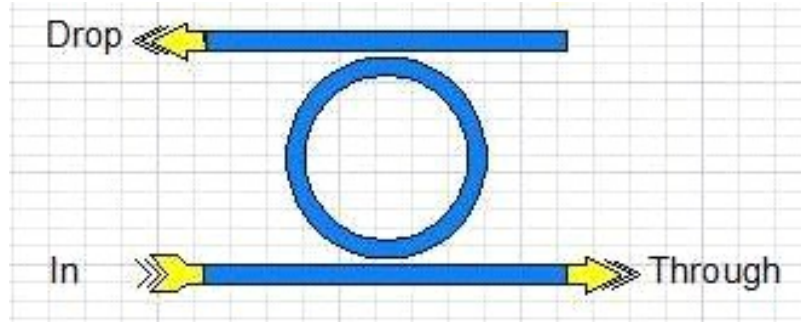


Figura B.1: *Ring resonator.*

Il dispositivo che ci interessa analizzare è quello rappresentato in Fig. B.1: abbiamo una porta d'ingresso e due uscite distinte denominate *through* e *drop*; il *ring resonator* è quindi un filtro che consente di trasmettere i segnali in ingresso a una delle due porte e l'instradamento avviene in base alla lunghezza d'onda. Se la lunghezza d'onda del segnale in ingresso corrisponde a una delle lunghezze d'onda di risonanza dell'anello il segnale viene indirizzato alla porta *drop*, altrimenti prosegue verso l'uscita *through*. La condizione di risonanza, in un *ring* di lunghezza L_r , si verifica quando la luce compie un numero intero di lunghezze d'onda, cioè quando è verificata la relazione:

$$\beta L_r = 2m\pi \quad (\text{B.1})$$

con m intero detto ordine di risonanza e $\beta = 2\pi n_{eff}/\lambda_0$. Eventualmente la quarta porta può essere utilizzata come ingresso per aggiungere all'uscita *through* segnali che abbiano lunghezze d'onda pari a quelle di risonanza, ciò potrebbe essere interessante per realizzare operazioni di *add/drop*.

Introduciamo innanzitutto il coefficiente di accoppiamento guida-anello, che indichiamo con k ; questo parametro, il cui valore è compreso tra 0 e 1, rappresenta la frazione di luce che viene trasferita dalla guida al *ring* o dal *ring* alla guida. La frazione che non viene accoppiata e quindi prosegue il suo percorso nella guida o nel *ring* è definita da μ , legato a k dalla relazione $\mu = \sqrt{1 - k^2}$. Come vedremo nei prossimi paragrafi la scelta del valore di k in fase di progetto ha un'importanza molto elevata.

Il parametro n_g è l'indice di rifrazione di gruppo del modo in guida, ed è definito dalla relazione:

$$n_g = n_{eff} - \lambda_0 \frac{\delta n_{eff}}{\delta \lambda} \Big|_{\lambda_0} \quad (\text{B.2})$$

dove n_{eff} è l'indice di rifrazione efficace della guida d'onda e dipende quindi dai materiali utilizzati.

Per quanto riguarda le perdite, definita con α_{dB} l'attenuazione in guida in [dB/m], chiamiamo α_r le perdite per *roundtrip*, sempre in dB e abbiamo dunque:

$$\alpha_r = 2\pi R \alpha_{dB} \quad (\text{B.3})$$

Definiamo anche il coefficiente di perdita per *roundtrip* in unità lineari χ_r ; vale quindi $\chi_r = 10^{-\frac{\alpha_r}{20}}$.

B.2.1 Funzione di trasferimento IN-DROP

Possiamo rappresentare il legame tra la porta d'ingresso e l'uscita *drop* di un risonatore ad anello utilizzando il modello rappresentato in Fig. B.2.

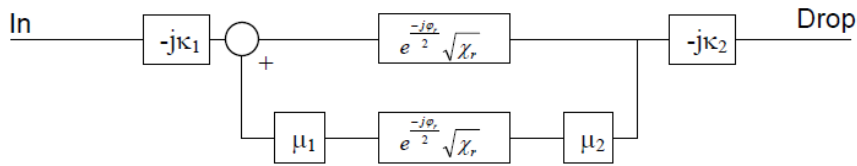


Figura B.2: Modello per ricavare la risposta in DROP di un ring resonator.

La funzione di trasferimento che otteniamo è quindi:

$$\frac{E_{drop}}{E_{in}} = \frac{-k_1 k_2 \exp\left(\frac{-j\phi_r}{2}\right) \sqrt{\chi_r}}{1 - \mu_1 \mu_2 \exp(-j\phi_r) \chi_r} \quad (\text{B.4})$$

e quindi possiamo ricavare la potenza in *drop*:

$$\frac{P_{drop}}{P_{in}} = \frac{|-k_1 k_2 \exp(\frac{-j\phi_r}{2}) \sqrt{\chi_r}|^2}{|1 - \mu_1 \mu_2 \exp(-j\phi_r) \chi_r|^2} = \frac{k_1^2 k_2^2 \chi_r}{(1 - \mu_1 \mu_2 \chi_r)^2 + 4\mu_1 \mu_2 \chi_r \sin^2(\phi_r/2)} \quad (B.5)$$

La forma probabilmente più usata per esprimere questa relazione è:

$$\frac{P_{drop}}{P_{in}} = \frac{H}{1 + F_C \sin^2(\phi_r/2)} \quad (B.6)$$

in cui troviamo per la prima volta due parametri molto importanti: il parametro H

$$H = \frac{k_1^2 k_2^2 \chi_r}{(1 - \mu_1 \mu_2 \chi_r)^2} \quad (B.7)$$

che coincide con la potenza massima disponibile all'uscita *drop* di un *ring* per un segnale in risonanza:

$$P_{dropmax} = \frac{H}{1 + F_C \sin^2((\phi_r = 2\pi)/2)} = H \quad (B.8)$$

e F_C , il coefficiente di *finesse*

$$F_C = \frac{4\mu_1 \mu_2 \chi_r}{(1 - \mu_1 \mu_2 \chi_r)^2} \quad (B.9)$$

che si può utilizzare per ricavare la *finesse* del risonatore:

$$F = \frac{\pi}{2 \arcsin(1/\sqrt{F_C})} \approx \frac{\pi \sqrt{\mu_1 \mu_2 \chi_r}}{1 - \mu_1 \mu_2 \chi_r} \quad (B.10)$$

La *finesse* può essere interpretata come una misura della qualità e legata al fattore Q del risonatore dalla semplice relazione:

$$Q = \frac{F\lambda_0}{FSR} \quad (\text{B.11})$$

La funzione di trasferimento in *drop* di un risonatore ad anello ha l'andamento rappresentato in Fig. B.3; in particolare tale funzione è ottenuta utilizzando un *ring* con $R = 50\mu\text{m}$, $k_1 = k_2 = 0.5$, $n_g = 1.5$ e senza considerare le perdite. Osservando la figura possiamo individuare due tra i parametri fondamentali in fase di progetto di un *ring resonator*:

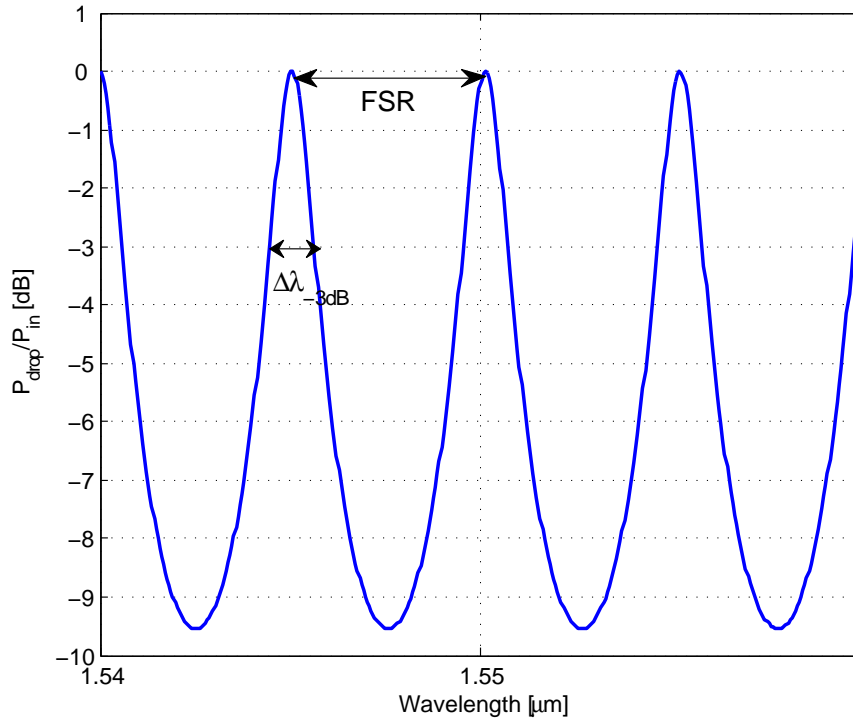


Figura B.3: Funzione di trasferimento in DROD di un ring resonator.

- il *free spectral range* è la misura della periodicità e normalmente viene misurato come distanza tra due picchi consecutivi, si può ricavare mediante la relazione:

$$FSR = \frac{\lambda_0^2}{2\pi R n_g} \quad (\text{B.12})$$

- la banda a -3 dB dalla potenza di picco in *drop* si può ricavare anche come rapporto tra il *free spectral range* e la *finesse*:

$$\Delta\lambda_{-3dB} = \frac{FSR}{F} \quad (\text{B.13})$$

B.2.2 Funzione di trasferimento IN-THROUGH

Anche per la funzione di trasferimento alla porta *through* possiamo sfruttare uno schema come fatto per la risposta in *drop* e identificare tutti i possibili percorsi del segnale (Fig. B.4).

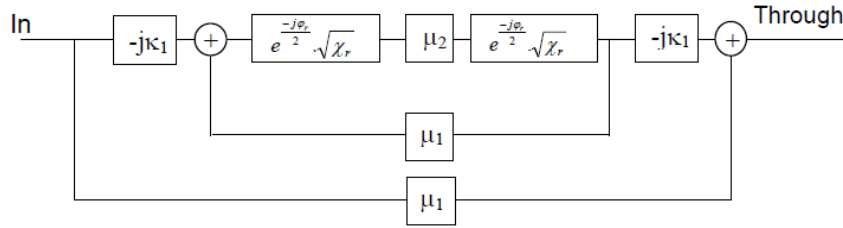


Figura B.4: Modello per ricavare la risposta in *THROUGH* di un ring resonator.

Con gli stessi passaggi già svolti nel caso precedente siamo in grado di ricavare la funzione di trasferimento:

$$\frac{E_{through}}{E_{in}} = \frac{\mu_1 - \mu_2 \exp(-j\phi_r)\chi_r}{1 - \mu_1\mu_2 \exp(-j\phi_r)\chi_r} \quad (\text{B.14})$$

e in potenza:

$$\frac{P_{through}}{P_{in}} = \frac{\mu_1^2 - 2\chi_r\mu_1\mu_2 \cos(\phi) + \chi_r^2\mu_2^2}{1 - 2\chi_r\mu_1\mu_2 \cos(\phi + \mu_1^2\mu_2^2\chi_r^2)} \quad (\text{B.15})$$

Partendo dall'espressione B.15 possiamo quindi riscrivere la funzione di trasferimento alla porta *through* in modo analogo a quanto fatto per la porta *drop* (Eq. B.6):

$$\frac{P_{through}}{P_{in}} = \frac{G}{1 + F_C \sin^2(\phi/2)} \quad (\text{B.16})$$

in cui compare il parametro G :

$$G = \frac{\mu_1^2 - 2\chi_r\mu_1\mu_2 \cos(\phi) + \chi_r^2\mu_2^2}{(1 - \mu_1\mu_2\chi_r)^2} \quad (\text{B.17})$$

In Fig. B.5 è rappresentato l'andamento della funzione di trasferimento alla porta *through* di un *ring resonator*, sempre con $R = 50\mu\text{m}$, $k_1 = k_2 = 0.5$, $n_g = 1.5$ e senza considerare le perdite.

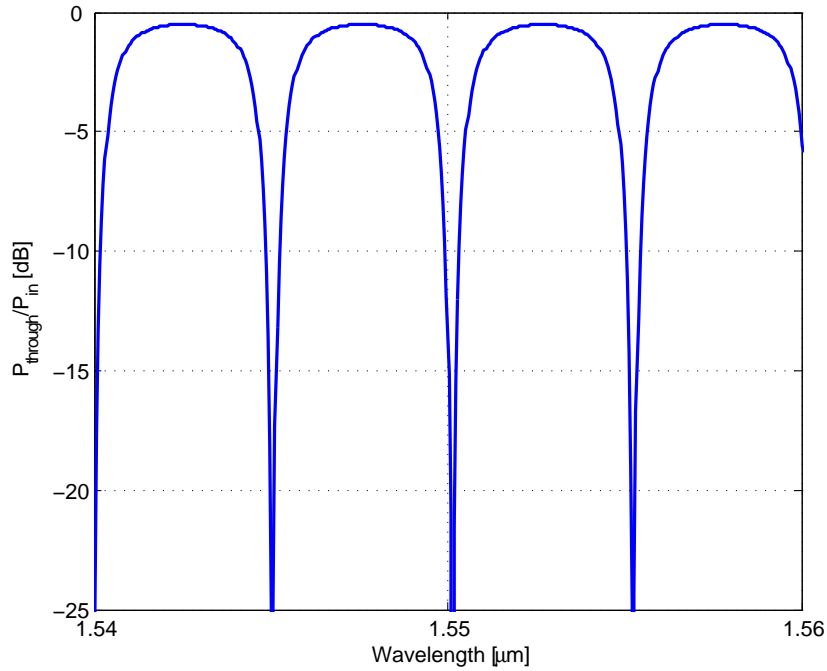


Figura B.5: Funzione di trasferimento in THROUGH di un *ring resonator*.

B.2.3 Banda passante e rapporto di reiezione

Nei paragrafi precedenti abbiamo già introdotto la banda passante di un *ring resonator*, definita come l'intervallo di frequenze per cui alla porta *drop* si ha almeno metà della potenza massima in risonanza. Sempre prendendo in considerazione tale

porta, possiamo definire il rapporto di reiezione R_r come il rapporto tra la potenza massima trasmessa in risonanza ($\phi_r = 2\pi$) e la potenza, molto minore, che viene trasmessa ugualmente alla stessa porta quando il *ring* è completamente fuori risonanza ($\phi_r = \pi$). Utilizziamo l'Eq. B.6 dividendo questi due contributi per trovare l'espressione di R_r :

$$R_r = 10 \log \left(\frac{P_{OnRes}}{P_{OffRes}} \right) = 10 \log \left(\frac{\frac{H}{1+F_C \sin^2(\pi)}}{\frac{H}{F_C \sin^2(\pi/2)}} \right) = 10 \log(1 + F_C) \quad (\text{B.18})$$

Quindi sostituendo il valore di H otteniamo, in dB:

$$R_r = 10 \log \left(\frac{(1 + \mu_1 \mu_2 \chi_r)^2}{(1 - \mu_1 \mu_2 \chi_r)^2} \right) \quad (\text{B.19})$$

Il rapporto di reiezione R_r è quindi proporzionale alla *finesse* e come avviene in generale per un filtro, anche per i *ring resonator* occorre ricercare un *tradeoff* tra la banda desiderata e il rapporto di reiezione, in modo da mantenere limitato l'eventuale impatto del *crossstalk*. Sostituendo il valore di R_r nell'espressione della *finesse* possiamo ricavare il legame tra i due parametri:

$$\Delta\lambda_{-3dB} = \frac{2FSR}{\pi \sqrt{10^{\frac{R_r}{10}} - 1}} = \frac{\lambda_0^2}{n_g R \pi^2 \sqrt{10^{\frac{R_r}{10}} - 1}} \quad (\text{B.20})$$

Possiamo usare questa espressione per rappresentare la banda passante di un risonatore in funzione del rapporto di reiezione, come in Fig. B.6. La figura mostra chiaramente che può essere molto difficile o addirittura impossibile creare un risonatore che consenta contemporaneamente banda e rapporto di reiezione elevati. Supponiamo ad esempio di utilizzare un *ring* con $R = 50\mu m$, se vogliamo avere a disposizione una banda di 40 GHz il rapporto di reiezione non potrà essere superiore a 20 dB, risultato non particolarmente soddisfacente.

Una soluzione banale è la riduzione del raggio del *ring*, ma oltre che influire sul valore del *free spectral range*, questa soluzione non può essere ritenuta adeguata visto che la scelta dei materiali e le tecnologie produttive pongono dei limiti alle

dimensioni minime. Un'alternativa molto interessante è rappresentata dall'uso di più *ring resonator* connessi tra loro in modo opportuno, come vedremo nei prossimi paragrafi.

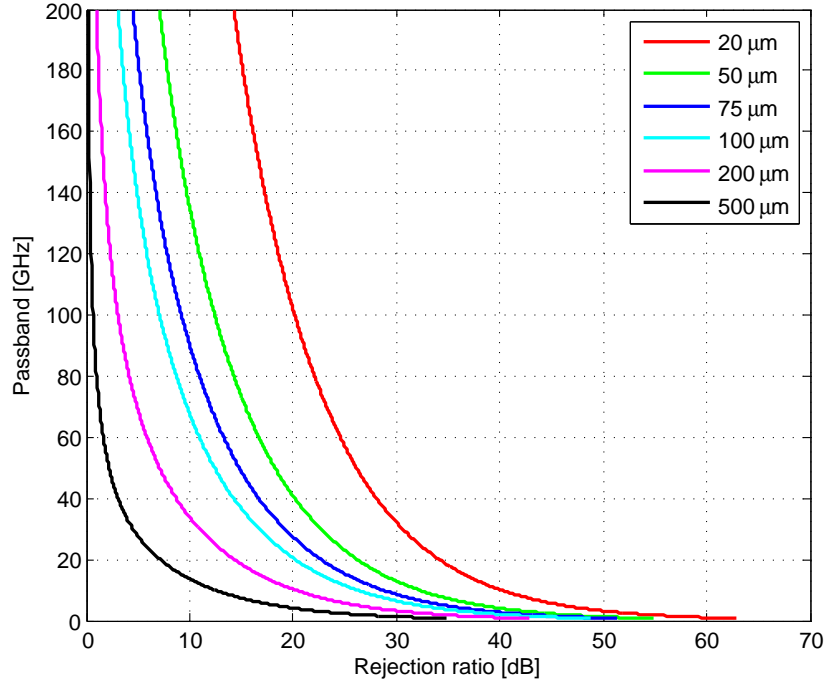


Figura B.6: Massima banda ottenibile in funzione di R_r per diversi valori del raggio.

B.2.4 Risonatori multipli

È possibile connettere tra loro in modi diversi più *ring resonator*; ovviamente in sistemi costituiti da un numero elevato di anelli occorre tenere in considerazione l'aumento delle dimensioni del dispositivo e le difficoltà tecnologiche per la realizzazione, ma le caratteristiche dei filtri che è possibile ottenere con queste soluzioni sono particolarmente interessanti. Probabilmente le due alternative più studiate finora sono costituite dai risonatori multipli con *ring* connessi in cascata e dai risonatori multipli di ordine superiore.

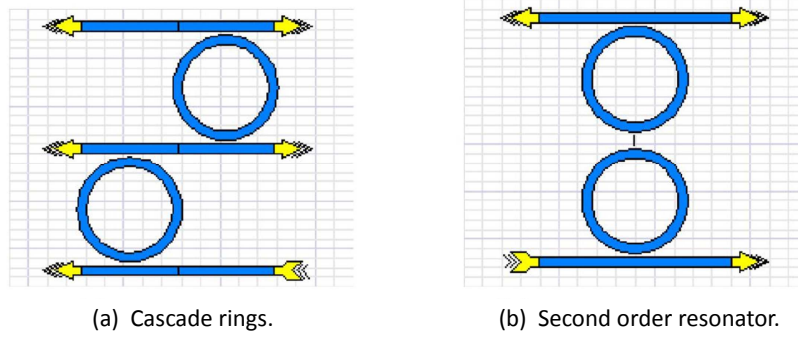


Figura B.7: Esempi di risonatori multipli.

La prima soluzione consiste nello sfruttare più copie identiche di un singolo *ring* e connettere ogni porta *drop* all'ingresso del *ring* successivo, come in Fig. B.7 (a) per due *ring*; in generale, chiamato n il numero di risonatori, la funzione di trasferimento in *drop* può essere calcolata come:

$$\frac{P_{drop}^n}{P_{in}} = \left(\frac{H}{1 + F_C \sin^2(\phi_r/2)} \right)^n \quad (\text{B.21})$$

Nei risonatori di ordine superiore viene omessa la guida intermedia (Fig. B.7) (b) e la luce viene accoppiata direttamente tra i due *ring*; la conseguenza è che si creano delle ulteriori risonanze e la funzione di trasferimento che otteniamo è, ad esempio per 2 *ring*:

$$\frac{P_{drop}}{P_{in}} = \left| \frac{jk_1k_2k_3e^{-j(\phi_1+\phi_2)/2}\sqrt{\chi_{r1}\chi_{r2}}}{1 - \mu_1\mu_2e^{-j\phi_1}\chi_{r1} - \mu_2\mu_3e^{-j\phi_2}\chi_{r2} + \mu_1\mu_3e^{-j(\phi_1+\phi_2)}\chi_{r1}\chi_{r2}} \right|^2 \quad (\text{B.22})$$

In filtri di questo tipo assume particolare importanza il coefficiente di accoppiamento tra i due anelli, che chiameremo k_r . Se il valore di k_r è troppo basso la potenza estratta alla porta *drop* del risonatore multiplo non raggiunge il valore massimo possibile, se invece k_r è troppo elevato la funzione di trasferimento del filtro risulta distorta. Se supponiamo che i due coefficienti di accoppiamento guida-*ring* siano uguali e indichiamo con k tale parametro, il valore ottimale di k_r è dato da:

$$k_r = \frac{k^2}{2 - k^2} \quad (\text{B.23})$$

È quindi interessante confrontare le prestazioni di un *ring* singolo con quelle di una struttura a più risonatori: consideriamo ad esempio il dispositivo in Fig. ??; come risulta chiaro dai risultati in Fig. ?? è possibile sfruttare i risonatori multipli per ottenere rapporti di reiezioni migliori o bande più ampie rispetto al singolo *ring*.

Ricordiamo che oltre alle due strutture citate esiste un'ulteriore soluzione: i *ring* possono essere connessi in parallelo. Sebbene anche questa tecnica consenta miglioramenti in termini di banda passante o di reiezione fuori banda rispetto al *ring* singolo, possono esserci difficoltà notevoli nella realizzazione fisica; la distanza tra i centri dei *ring* è un parametro di grande importanza e per ottenere le prestazioni migliori dovrebbe essere pari a $\lambda_0/4$ o a un multiplo dispari più piccolo possibile. Per questo motivo riteniamo che le due soluzioni citate precedentemente siano preferibili.

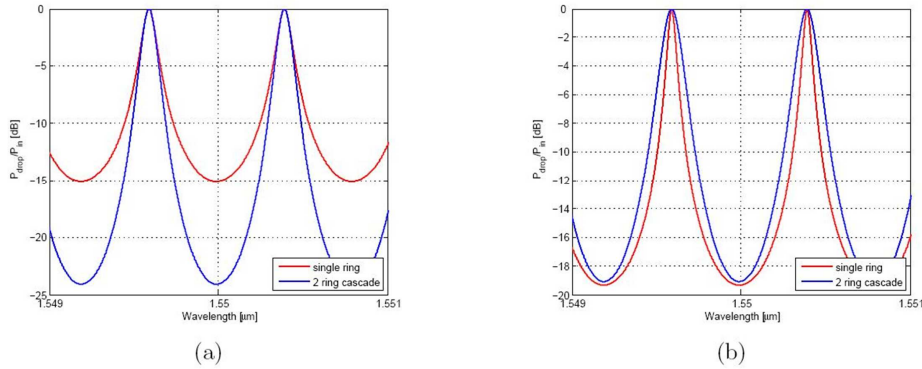


Figura B.8: Confronto tra le prestazioni di un ring singolo e di due ring in cascata.

La struttura di risonatori di ordine superiore presenta risultati simili a quelli ottenibili dai risonatori in cascata, l'unico svantaggio già citato è la necessità di ottimizzare i coefficienti di accoppiamento per ottenere le funzioni di trasferimento desiderate ed evitare eventuali nonchè indesiderate risonanze ulteriori tra i due *ring*.

B.3 Parametri importanti per applicazioni TLC

Quando consideriamo un dispositivo come parte di un sistema siamo costretti a prendere in considerazione anche altri parametri oltre a quelli già introdotti; nei paragrafi che seguono descriveremo e spiegheremo come sono legati agli altri parametri dei *ring* i seguenti valori:

- *insertion loss* alla porta *drop*;
- *insertion loss* alla porta *through*;
- banda;
- *crosstalk*.

B.3.1 *Insertion Loss* in DROP

L'*insertion loss* IL_{drop} è una misura dell'efficienza con cui la luce ad una determinata frequenza può essere trasferita dalla porta d'ingresso alla porta di uscita *drop* di un *ring resonator*. Questo parametro è particolarmente importante dal momento che l'uscita *drop* è in molte applicazioni quella in cui troviamo la componente di segnale che ci interessa. L'andamento di IL_{drop} è fortemente influenzato dal valore dei coefficienti di accoppiamento e diventa facilmente il fattore dominante sulle perdite totali in dispositivi costituiti da *ring* collegati in cascata come in Fig. B.9.

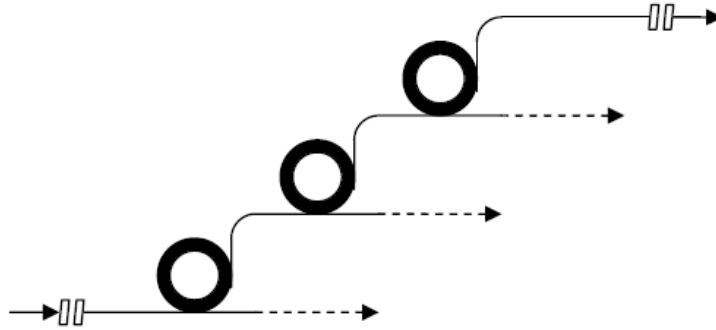


Figura B.9: Struttura costituita da ring in cascata.

Il valore di IL_{drop} è espresso dalla Eq. B.24, ricavata dalla Eq. B.6 per un anello in risonanza con $\phi_r = 2\pi$. In Fig. B.10 possiamo osservare l'andamento di IL_{drop} calcolato per diversi valori delle perdite per roundtrip; il valore 0.03 dB corrisponde alle perdite per *roundtrip* di un *ring* con raggio pari a $50\mu m$ e attenuazione pari a 1 dB/cm.

$$\begin{aligned}
 IL_{drop} &= -10 \log \left(\frac{H}{1 + F_c \sin^2(\pi)} \right) = \\
 &= -10 \log H = -10 \log \left(\frac{k_1^2 k_2^2 \chi_r}{(1 - \mu_1 \mu_2 \chi_r)^2} \right)
 \end{aligned} \tag{B.24}$$

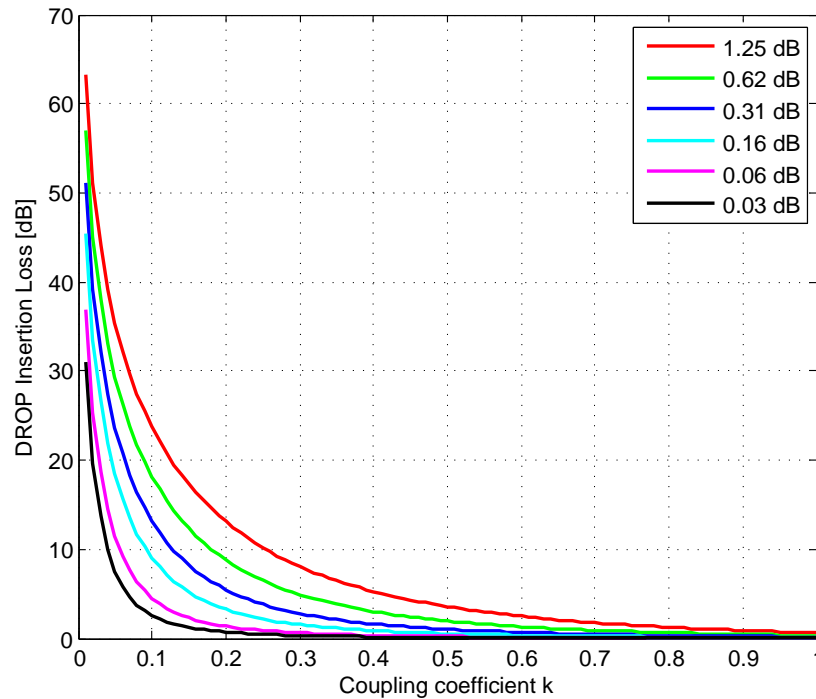


Figura B.10: Insertion Loss in DROP in funzione del coefficiente di accoppiamento per diversi valori delle perdite per roundtrip.

B.3.2 Insertion Loss in THROUGH

In molte applicazioni è frequente trovare più *ring resonator* collocati sulla stessa guida d'onda, come in Fig. B.11.

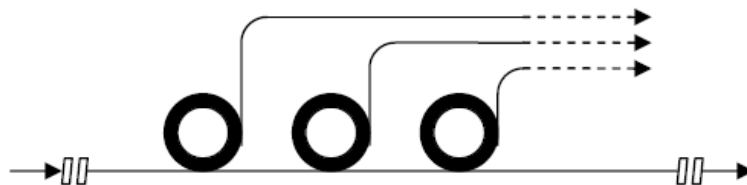


Figura B.11: Struttura costituita da ring sulla stessa guida, la potenza che transita si riduce all'attraversamento di ogni ring.

Dal momento che ciascuno dei *ring* estrae una certa quantità di potenza dalla guida, anche alle frequenze per cui non è in risonanza, la potenza dei segnali che transitano sulla guida subisce una riduzione all'attraversamento di ogni *ring*. Se supponiamo che sulla guida sia presente un solo segnale e che non sia in risonanza in nessuno dei *ring*, la riduzione della potenza sulla guida per ogni *ring* attraversato ($IL_{through}$) è data da:

$$IL_{through} = -10 \log \left(\frac{(\mu_1 + \mu_2 \chi_r)^2}{(1 + \mu_1 \mu_2 \chi_r)^2} \right) \quad (\text{B.25})$$

Anche in questo caso abbiamo quindi un parametro che è funzione dei coefficienti di accoppiamento; l'andamento di $IL_{through}$ nella situazione descritta è rappresentato in Fig. B.12 e come si può vedere, per valori di k inferiori a 0.5 subisce una forte riduzione, rendendo possibile la realizzazione di strutture con decine di *ring* collocati sulla stessa guida. Se invece k supera 0.7 $IL_{through}$ assume valori crescenti che possiamo ritenere inaccettabili nella maggior parte delle applicazioni.

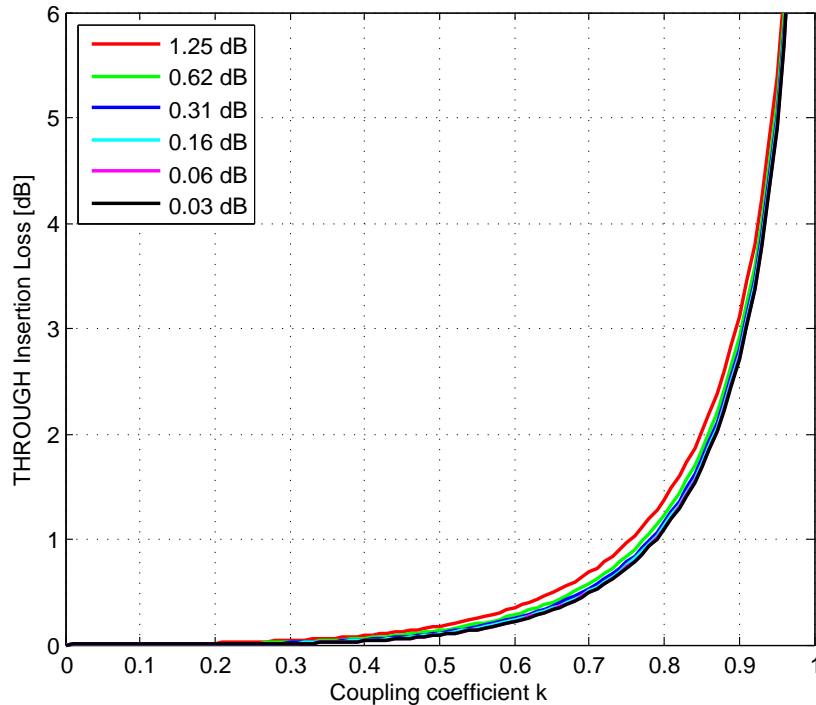


Figura B.12: Insertion Loss in THROUGH in funzione del coefficiente di accoppiamento per diversi valori delle perdite per roundtrip per un segnale completamente fuori risonanza.

Nella maggior parte dei casi però sulla guida sono presenti più segnali a frequenze diverse e di conseguenza i *ring* non riescono ad essere completamente fuori risonanza per tutti. In questo caso, definita $\Delta\lambda_{cr}$ la differenza tra la lunghezza d'onda del segnale sulla guida e la lunghezza d'onda di risonanza del *ring*, la potenza che viene estratta all'attraversamento di ogni *ring* può essere espressa da:

$$IL_{through\Delta\lambda} = -10 \log \left(\frac{\mu_1^2 - 2\chi_r\mu_1\mu_2 \cos(2\pi\Delta\lambda_{cr}/FSR) + \chi_r^2\mu_2^2}{1 - 2\chi_r\mu_1\mu_2 \cos(2\pi\Delta\lambda_{cr}/FSR) + \mu_1^2\mu_2^2\chi_r^2} \right) \quad (B.26)$$

e l'andamento è rappresentato in Fig. B.13 per $\Delta\lambda_{cr} = 100$ GHz.

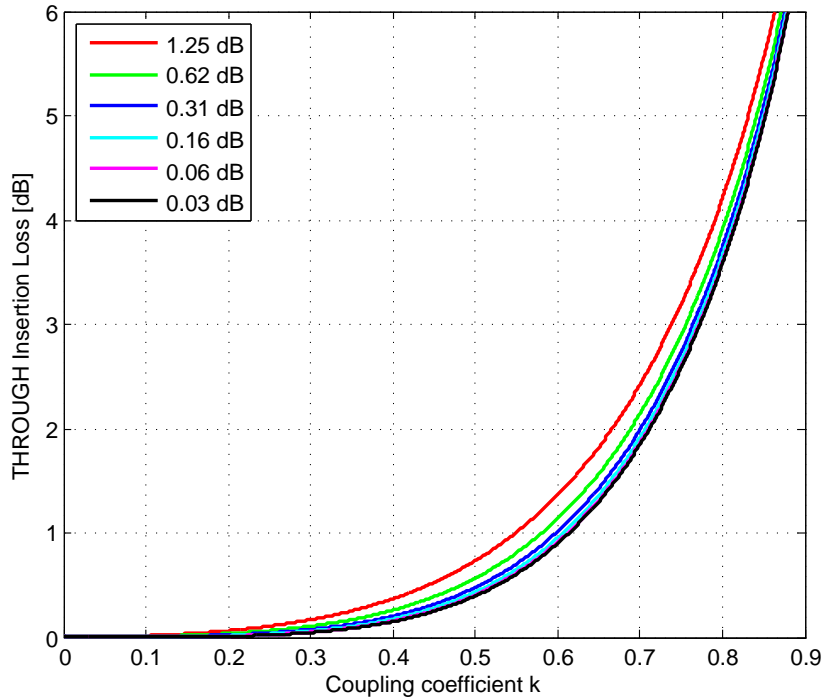


Figura B.13: Insertion Loss in THROUGH in funzione del coefficiente di accoppiamento per diversi valori delle perdite per roundtrip per $\Delta\lambda_{cr} = 100$ GHz.

B.3.3 Banda passante

Abbiamo già definito la banda di un *ring* e abbiamo mostrato il legame con il rapporto di reiezione e anche con altri parametri; può tuttavia essere utile fornire un'ulteriore espressione che leghi la banda al valore dei coefficienti di accoppiamento. Dalle Eq. B.10 e B.13 otteniamo quindi:

$$\Delta\lambda_{-3dB} \approx \frac{FSR(1 - \mu_1\mu_2\chi_r)}{\pi\sqrt{\mu_1\mu_2\chi_r}} = \frac{\lambda_0^2(1 - \mu_1\mu_2\chi_r)}{2n_gR\pi^2\sqrt{\mu_1\mu_2\chi_r}} \quad (\text{B.27})$$

Per coefficienti di accoppiamento bassi le perdite sono un parametro importante in quanto influenzano in modo significativo la banda del filtro. Notiamo comunque che l'aumento di banda corrispondente all'aumento delle perdite è dovuto essenzialmente a un peggioramento generale delle prestazioni del *ring*, incluse la *finesse* e la potenza alla porta *drop*. Dalla Fig. B.14 possiamo dedurre che coefficienti di accoppiamento bassi non sono sufficienti ad ottenere bande elevate, d'altra parte coefficienti di accoppiamento elevati peggiorano il rapporto di reiezione; come già detto occorre trovare il giusto compromesso tra banda e *crosstalk* che si è disposti ad accettare.

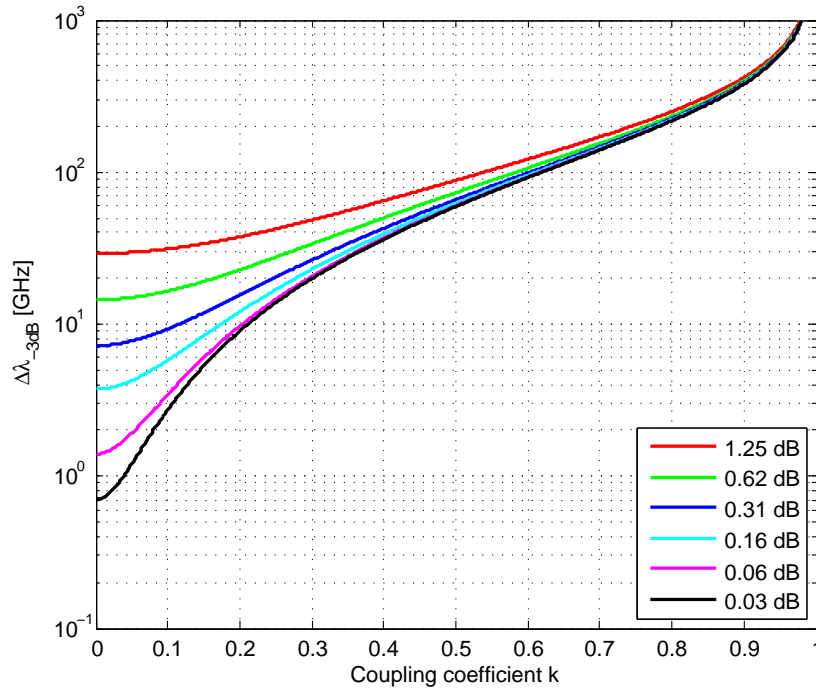


Figura B.14: Banda di un ring resonator in funzione del coefficiente di accoppiamento per diversi valori delle perdite per roundtrip.

B.3.4 Crosstalk relativo ai canali adiacenti

Uno degli scopi da perseguire quando si progetta un *ring* è ottenere la larghezza di banda desiderata insieme alla reiezione fuori risonanza più elevata possibile, in

modo da ridurre al minimo l'impatto del *crosstalk*. Abbiamo già definito il concetto di *crosstalk* e introdotto le diverse classificazioni, in questa sezione vogliamo ricavare l'espressione del *crosstalk* adiacente per un *ring resonator*; ricordiamo che tale contributo può essere interpretato come la frazione di potenza di un segnale a una determinata lunghezza d'onda, che chiameremo λ_0 , presente su un segnale adiacente.

Indicando con $\Delta\lambda$ la spaziatura tra i canali e utilizzando la *finesse* e il *free spectral range* otteniamo quindi:

$$X_A = 10 \log \left(\frac{P_{drop}(\lambda = \lambda_0 + \Delta\lambda)}{P_{drop}(\lambda = \lambda_0)} \right) = -10 \log \left(1 + \frac{\sin^2(\pi\Delta\lambda/FSR)}{\sin^2(\pi/2F)} \right) \quad (\text{B.28})$$

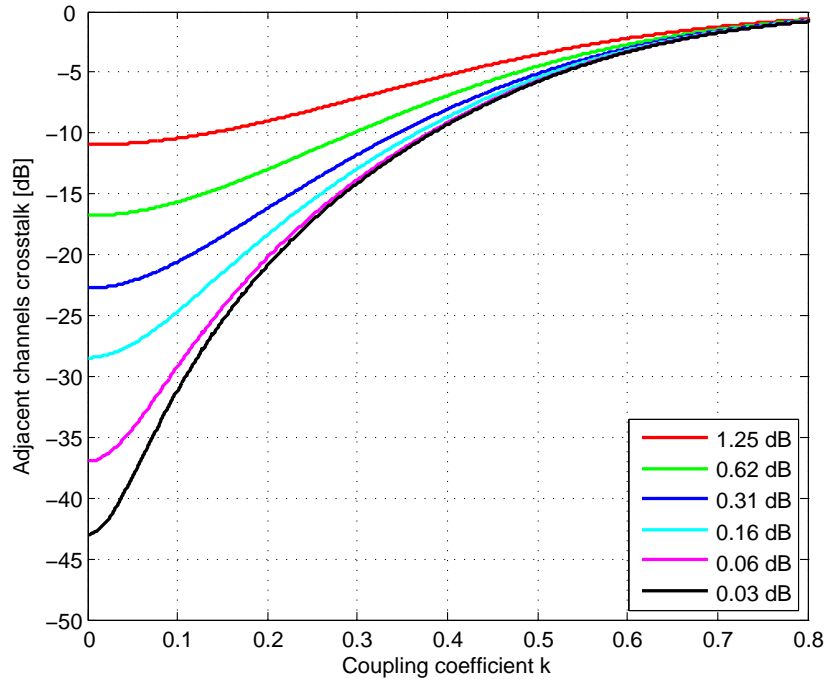


Figura B.15: *rosstalk* adiacente in un ring per $\Delta\lambda = 50$ GHz per diversi valori delle perdite per roundtrip.

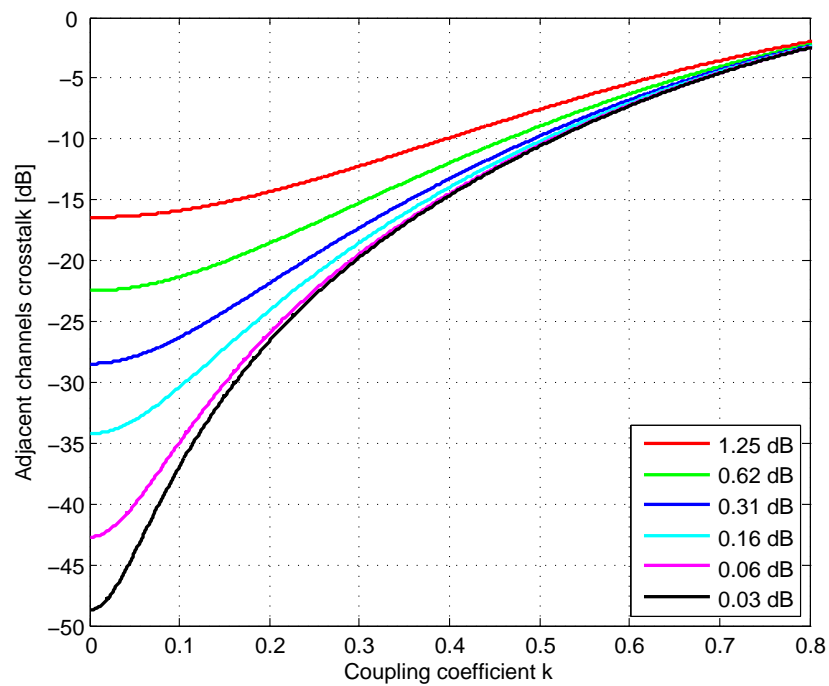


Figura B.16: Crosstalk adiacente in un ring per $\Delta\lambda = 100$ GHz per diversi valori delle perdite per roundtrip.

Elenco delle figure

1.1	Esempio di architettura di interconnessione a singolo piano.	5
1.2	Esempio di architettura di interconnessione multipiano.	6
1.3	Architettura SCAD.	7
1.4	Architettura SCAS.	8
1.5	Architettura SWR.	9
1.6	Configurazione multipiano generale.	10
1.7	Architettura MCAD.	11
2.1	Configurazione multipiano generale sottoposta ad analisi.	13
2.2	Power penalty coupler in funzione del numero n di ingressi del coupler.	14
2.3	Power penalty demultiplexer in funzione del numero di canali.	15
2.4	Crosstalk fuori banda nel caso di un demultiplicatore.	17
2.5	Power penalty causate da crosstalk fuori banda per $X_A = -25$ dB e $X_N = -30$ dB.	19
2.6	Power penalty causate da crosstalk fuori banda per $X_A = -30$ dB e $X_N = -40$ dB.	20
2.7	Crosstalk in banda nel caso di AWG in configurazione router	20
2.8	Power penalty causate da crosstalk in banda per $Q = 6$, $X_A = -25$ dB e $X_N = -30$ dB.	23
2.9	Power penalty causate da crosstalk in banda per $Q = 7$, $X_A = -25$ dB e $X_N = -30$ dB.	23
2.10	Power penalty causate da crosstalk in banda per $Q = 7$, $X_A = -30$ dB e $X_N = -40$ dB.	24
3.1	Schema ingresso/uscita di un AWG in configurazione router.	30
3.2	Crosstalk generato da un canale in ingresso all'AWG.	32

3.3	Influenza di X_A e di X_N sul crosstalk totale.	33
3.4	Influenza di X_A e di X_N sul crosstalk totale.	34
3.5	Esempio di architettura con AWG in cascata.	35
3.6	Funzione di trasferimento ideale di un'architettura con AWG in cascata.	36
3.7	Schema ingresso/uscita di un AWG con ingressi suddivisi su diversi FSR.	37
3.8	Soluzioni di demultiplazione per la selezione dei ricevitori nel piano: (a) demux generico + coupler, (b) broadcast and select.	38
3.9	Architettura di interconnessione ottica basata su AWG.	39
3.10	Esempio di funzione di trasferimento di un AWG con $\Delta\lambda_{-3dBmin} = 10$ GHz, $\Delta f = 50$ GHz e costituito da un array centrale di 100 guide d'onda.	45
3.11	Esempio di funzione di trasferimento di un AWG con $\Delta\lambda_{-3dBmin} = 10$ GHz, $\Delta f = 50$ GHz e costituito da un array centrale di 50 guide d'onda.	45
3.12	Definizione del crosstalk in un singolo AWG (a) e tra differenti AWG su diversi piani (b).	49
3.13	Modelli di comportamento del rumore in diverse situazioni	53
3.14	Schema di funzionamento del simulatore.	57
3.15	Risultati scalabilità del caso 40Gb/s@100Ghz in funzione di $OSRN_{TX}$	62
3.16	Risultati scalabilità del caso 10Gb/s@100Ghz in funzione di $OSRN_{TX}$	63
3.17	Risultati scalabilità del caso 2.5Gb/s@100Ghz in funzione di $OSRN_{TX}$	64
3.18	Risultati scalabilità di tutte le possibili combinazioni bit rate-spaziatura in funzione di $OSRN_{TX}$ con strategia E attiva.	65
3.19	Masima dimensione degli AWG utilizzati nelle soluzioni ottime del caso 10Gb/s@100GHz.	66
3.20	Valori massimi di N/S ed S consentiti dall'architettura con spaziatura dei canali pari a 100GHz ed adozione delle strategie D (a) e B (b).	67
3.21	Confronto tra modello analitico e simulatore per le soluzioni ottime del caso 10Gb/s@100GHz.	68
4.1	Funzionamento di un demultiplexer crossbar basato su microring resonator.	71
4.2	Massimo Free Spectral Range e minimo raggio di curvatura in funzione del contrasto d'indice.	73
4.3	Esempio di struttura a 3 stadi.	74
4.4	Esempio di funzionamento di un demultiplexer ad albero a 3 stadi.	75

4.5	Esempio di funzioni di trasferimento alle uscite DROP di un demultiplexer ad albero a 3 stadi.	75
4.6	Esempio pratico di utilizzo dell'effetto Vernier.	76
4.7	Funzione di trasferimento della porta DROP di un ring dimensionato secondo Vernier.	77
4.8	Confronto tra le funzioni di trasferimento alla porta DROP dell'ultimo stadio di demultiplicazione per valori di FSR secondo Vernier (a) ed ideali (b).	78
4.9	Effetto dell'operazione di centratura.	80
4.10	Operazione di centratura eseguita non utilizzando (a) ed utilizzando (b) l'effetto Vernier.	81
4.11	Filtraggio dei canali interferenti operato da ogni stadio del demultiplexer ad albero.	84
4.12	Finesse in funzione del coefficiente di accoppiamento con perdite di roundtrip α_r come parametro.	85
4.13	Circuiti per la selezione del piano: demux generico (a), broadcast and select (b), array ring (c).	88
4.14	L'architettura passiva basata su microring resonator studiata.	90
4.15	Esempio di demultiplicatore ad albero con $N/S=2$, $S = 5$ e $TS = 3$	93
4.16	Contributi di crosstalk dovuti alla struttura ad albero.	97
4.17	Accumulo di crosstalk nella struttura ad array di microring resonator.	100
4.18	Crosstalk adiacente e non adiacente nella struttura ad array di microring resonator.	101
4.19	Schema di funzionamento del simulatore.	106
4.20	Scalabilità dell'architettura con demux generico nel caso con (b) e senza (a) ottimizzazione.	109
4.21	Scalabilità dell'architettura con array ring nel caso con (b) e senza (a) ottimizzazione.	109
4.22	Scalabilità dell'architettura con broadcast and select nel caso con (b) e senza (a) ottimizzazione.	111
4.23	Modello analitico VS simulatore nel caso con (b) e senza (a) ottimizzazione e in configurazione bit rate spaziatura ottimale.	112
4.24	Modello analitico VS simulatore nel caso con (b) e senza (a) ottimizzazione con $OSNR_{TX} = 55$ dB ed in funzione della spaziatura dei canali.	113

4.25	Dimesioni massime dell'architettura con (b) e senza (a) ottimizzazione con $OSRN_{TX} = 55$ dB (modello analitico).	113
4.26	Dimesioni massime dell'architettura con (b) e senza (a) ottimizzazione $OSRN_{TX} = 55$ dB (simulatore).	114
5.1	Schema architettura completamente attiva basata su microring resonator .	119
5.2	Principio di funzionamento delle componenti attive basate su microring resonator	120
5.3	Microring resonator in stato di ON (a) e OFF (b)	120
5.4	Confronto casi pessimi di utilizzo architettura completamente attiva: percorso $P1$ (a) e $P2$ (b)	122
5.5	Power penalty complessive dei percorsi $P1$ $P2$	125
5.6	Scalabilità dell'architettura completamente attiva basata su microring resonator	125
5.7	Architettura di interconnessione ibrida basata su microring resonator . . .	127
5.8	Strategia di soppressione del crosstalk adiacente per l'architettura ibrida. .	130
5.9	Risultati scalabilità architettura ibrida con (b) e senza (a) strategia $S1$. .	134
5.10	Valori massimi di S e N/S per $OSNR_{TX} = 55$ dB	135
A.1	Configurazione classica di un AWG.	142
A.2	Funzione di trasferimento fra due porte di un AWG.	144
A.3	Funzionamento di un AWG come demultiplexer e multiplexer.	147
A.4	Funzionamento di un AWG come router.	147
A.5	<i>Power penalty</i> dovute a <i>Insertion Loss</i> per un AWG con N porte.	149
B.1	Ring resonator.	152
B.2	Modello per ricavare la risposta in DROP di un ring resonator.	153
B.3	Funzione di trasferimento in DROP di un ring resonator.	155
B.4	Modello per ricavare la risposta in THROUGH di un ring resonator. . . .	156
B.5	Funzione di trasferimento in THROUGH di un ring resonator.	157
B.6	Massima banda ottenibile in funzione di R_r per diversi valori del raggio. .	159
B.7	Esempi di risonatori multipli.	160
B.8	Confronto tra le prestazioni di un ring singolo e di due ring in cascata. . .	161
B.9	Struttura costituita da ring in cascata.	162

B.10	Insertion Loss in DROP in funzione del coefficiente di accoppiamento per diversi valori delle perdite per roundtrip.	163
B.11	Struttura costituita da ring sulla stessa guida, la potenza che transita si riduce all'attraversamento di ogni ring.	163
B.12	Insertion Loss in THROUGH in funzione del coefficiente di accoppiamento per diversi valori delle perdite per roundtrip per un segnale completamente fuori risonanza.	164
B.13	Insertion Loss in THROUGH in funzione del coefficiente di accoppiamento per diversi valori delle perdite per roundtrip per $\Delta\lambda_{cr} = 100$ GHz.	165
B.14	Banda di un ring resonator in funzione del coefficiente di accoppiamento per diversi valori delle perdite per roundtrip.	166
B.15	rosstalk adiacente in un ring per $\Delta\lambda = 50$ GHz per diversi valori delle perdite per roundtrip.	167
B.16	Crosstalk adiacente in un ring per $\Delta\lambda = 100$ GHz per diversi valori delle perdite per roundtrip.	168

Elenco delle tabelle

3.1	Esempio di assegnazione di λ	41
3.2	Esempio di assegnazione di λ con strategia $S2$ attiva.	42
3.3	Valori di <i>crosstalk</i> adiacente e non adiacente per i diversi AWG. . . .	47
3.4	Parametri fondamentali del simulatore	56
3.5	Parametri di ingresso e di uscita per i vari moduli del simulatore . . .	56
3.6	Valori di <i>crosstalk</i> adiacente e non adiacente per i diversi AWG. . . .	60
3.7	Contributi di crosstalk valutati dopo il filtro di ricezione nel caso pessimo e relative <i>power penalty</i> per ogni soluzione.	61
4.1	Esempio di assegnazione di λ con $N/S = 4$, $S = 4$, $TS = 2$	93
4.2	Parametri fondamentali del simulatore	106
4.3	Parametri di ingresso e di uscita per i vari moduli del simulatore . . .	107

Bibliografia

- [1] J. Gripp, M. Duelk, J. Simsarian, A. Bhardwaj, P. Bernasconi, O. Laznicka, and M. Zirngibl, "Optical switch fabrics for ultra-high-capacity IP routers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, pp. 2839–2850, Nov. 2003.
- [2] A. Bianco, E. Carta, D. Cuda, J. Finochietto, and F. Neri, "An optical interconnection architecture for large packet switches," in *ICTON 2007*, vol. 3, pp. 226–229, July 2007.
- [3] N. McKeown, "A fast switched backplane for a gigabit switched router," *Business Communications Review*, vol. 27, Dec. 1997.
- [4] Seventh Framework Programme, "D25.2: Report on Y1 and updated plan for activities," *Building the Future Optical Network in Europe (BONE)*, Dec. 2009.
- [5] R. Gaudino, G. Castillo, F. Neri, and J. Finochietto, "Can simple optical switching fabrics scale to terabit per second switch capacities?," *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 1, pp. B56–B69, August 2009.
- [6] E. L. L. M. M. Ajmone Marsan, A. Bianco, "Rpa: a flexible scheduling algorithm for input buffered switches," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, pp. 1921 – 1933, Dec. 1999.
- [7] D. C. J. M. F. F. N. A. Bianco, E. Carta, "A distributed scheduling algorithm for an optical switching fabric," *IEEE Int. Conf. on Communications, 2008, ICC '08, Beijing, China*, pp. 5427 – 5431, May 19-23 2008.
- [8] R. Gaudino, G. Gavilanes Castillo, F. Neri, and J. Finochietto, "Simple optical fabrics for scalable terabit packet switches," in *IEEE ICC 2008*, pp. 5331–5337, May 2008.

-
- [9] JDSU Product Datasheets. <http://www.jdsu.com>.
- [10] ACCELINK Product Datasheets. <http://usa.accelink.com>.
- [11] FUTUREX Product Datasheets. <http://www.futurexusa.com>.
- [12] ANDevices Product Datasheets. <http://www.andevices.com>.
- [13] E. Sackinger, *Broadband Circuits for Optical Fiber Communication*. John Wiley & Sons, 2005.
- [14] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*. Wiley, 2002.
- [15] Y. Karfaa, M. Ismail, F. Abbou, and S. Shaari, "Effects of crosstalk in an array waveguide grating add/drop router on the performance of WDM networks," in *IEEE ICT-MICC 2007*, pp. 171–174, May 2007.
- [16] R. Gaudino, G. Gavilanes Castillo, F. Neri, and J. Finochietto, "Multiplane optical fabrics for terabit packet switches," in *ONDM 2008*, pp. 1–6, March 2008.
- [17] D. Cuda, R. Gaudino, G. Gavilanes, F. Neri, G. Maier, C. Raffaelli, and M. Savi, "Capacity/cost tradeoffs in optical switching fabrics for terabit packet switches," in *ONDM 2009*, pp. 1–6, Feb. 2009.
- [18] H. T. Y. S. K. S. S. K. O. Moriwaki, K. Suzuki, "Loop-back awg router with nonuniform transmission capacity," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 19, pp. 1319 – 1321, Jun. 2007.
- [19] M. I. T. S. Y. I. Y. H. S. Kamei, A. Kaneko, "Crosstalk reduction in arrayed-waveguide grating multiplexer/demultiplexer using cascade connection," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 23, pp. 1929 – 1938, Jun. 2005.
- [20] G. Gavilanes, "Analysis of optical packet switching architectures proposed by polimi, unibo, polito," Jun. 2008.
- [21] Oclaro Product Datasheets. <http://www.oclaro.com>.

-
- [22] Y. Hibino, “Recent advances in high-density and large-scale AWG multi/demultiplexers with higher index-contrast silica-based PLCs,” *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 8, pp. 1090 – 1101, nov. 2002.
- [23] Y. Hibino, “An array of photonic filtering advantages: Arrayed-Waveguide-Grating multi/demultiplexers for photonic networks,” *Circuits and Devices Magazine, IEEE*, vol. 16, pp. 21 –27, nov. 2000.
- [24] G. C. F. M. A. Melloni, R. Costa, “The role of index contrast in dielectric optical waveguides,” *Int. J. Materials and Product Tecnology*, vol. 34, no. 4, pp. 421 – 437, 2009.
- [25] E. J. Klein, *Densely Integrated Microring-Resonator Based Components for Fibre-To-The-Home Applications*. PhD thesis, University of Twente, 2007.
- [26] R. G. F. N. G. G. M. P. A. Bianco, D. Cuda, “Scalability of optical interconnects based on microring resonators,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 22, pp. 1081 – 1083, Aug. 2010.
- [27] B. S. C. L. G. S. Teck Yoong Chai, Tee Hiang Cheng, “Array interconnection for rearrangeable 2-d mems optical switch,” *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 21, pp. 1134 – 1140, May 2003.

Ringraziamenti

Ce l'ho fatta. Sono finalmente riuscito a finire anche questa fatica. Stento ancora a crederci, ma ce l'ho fatta. Giunto a questo punto desidero ringraziare tutte quelle persone che mi sono state vicine in questi cinque lunghi anni di università.

Comincio col ringraziare coloro che mi hanno seguito da vicino in questo percorso da tesista ed in particolare il Professor Guido Maier per avermi seguito e visionato durante tutto il lavoro di tesi. Un ringraziamento speciale va invece all'Ing. Domenico Siracusa per avermi sopportato per tutto questo tempo, nonostante i miei numerevoli pasticci.

Ringrazio anche tutti i miei compagni di avventura del BONSAI Lab, con i quali ho trascorso momenti di lavoro, ma anche di piacevole divertimento. Ah, ci tengo a precisare che BONSAI sta per Broadband Optical Networks, Security, and Advanced Internet. Non vorrei che qualcuno, leggendo di sfuggita, pensasse che mi sia fatto nove mesi di laboratorio di giardinaggio... Certo però che chi si inventa questi acronimi deve avere proprio una mente perversa... va be, lasciamo stare.

I ringraziamenti più importanti vanno alla mia famiglia, a mio padre, mia madre e mia sorella che mi sono stati sempre vicini sia economicamente che emotivamente. Senza di voi tutto ciò non sarebbe stato possibile. Ringrazio anche tutti i miei parenti, i miei nonni, i miei zii, i miei cugini, che da lontano hanno sempre tifato per me, incoraggiandomi nei momenti difficili e rendendomi orgoglioso di me stesso.

Per finire un ringraziamento particolare va a tutti i miei amici più intimi che mi vogliono bene e mi hanno sempre sostenuto. Grazie anche al fantastico gruppo del latino, con il quale è impossibile non essere di buon umore e a tutti quegli amici che per motivi diversi sono andati un po' persi, ma di cui conservo tuttora il piacevole e malinconico ricordo.

Grazie ancora a tutti, Vittorio.