

# POLITECNICO DI MILANO

V Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria delle Telecomunicazioni  
Dipartimento di Elettronica e Informazione



## MODELLIZZAZIONE E CARATTERIZZAZIONE DI FILTRI OTTICO INTEGRATI DEL PRIMO ORDINE IN FOSFURO D'INDIO

Relatore: **Prof. Andrea Ivano MELLONI**

Correlatore: **Ing. Daniele MELATI**

Tesi di Laurea di:  
**Fabrizio GAMBINI**  
Matricola: 754891

Anno Accademico 2011-2012

*Oggi voi imparate semplici equazioni,  
ma quelle stesse formule sono state studiate per anni e decenni,  
sono frutto degli errori di altri.*

**Paolo Nespoli**

# Ringraziamenti

Desidero in primo luogo ringraziare il Professor Andrea Melloni per avermi dato la possibilità di svolgere un lavoro di tesi, altamente valido e interessante, all'interno del gruppo di ricerca di ottica integrata e di usufruire delle apparecchiature e strutture del *Policom*.

Un immenso grazie va a Daniele per la sua pazienza, per aver condiviso con me le sue conoscenze e per aver sempre trovato il tempo per rispondere alle mie innumerevoli domande.

Un grosso ringraziamento va anche a Francesco, Antonio e Stefano che assieme a Daniele formano un incredibile gruppo di lavoro, qualificato e di rara preparazione.

Ringrazio anche tutti gli amici incontrati al *Policom*: Alberto, il Matta, Anna, Marco, Luca, Andre, Simone, il Beppe, il Giussa e la Vale. Con voi ho condiviso un bellissimo periodo della mia vita e avete trasformato tutti i momenti della giornata (soprattutto le pause pranzo) in momenti ricchi di sorrisi. Assieme a loro, colgo l'occasione di ringraziare tutti i compagni conosciuti durante il periodo di studi al Politecnico, in particolare, il Tia e Davide per la loro disponibilità e per le belle lezioni passate dietro ai banchi.

Un incredibile grazie spetta anche ai miei compagni di sempre: il Moro, il Forlo, Wallace e Alce che, nonostante tutti questi lunghi anni, non si sono ancora stancati di sentirmi parlare e mi hanno aiutato nei momenti più duri e incoraggiato in qualsiasi istante.

Non posso non ricordare tutti gli amici della compagnia di Piacenza e di Castello, in particolar modo Matteo, un grande amico e il miglior compagno di banco che un ragazzo possa mai avere.

Sarebbe un incredibile errore non riservare almeno un paio di righe al Fiore

---

e ad Elena, i migliori allenatori sul pianeta Terra, ma soprattutto due magnifiche persone. Senza di loro sarebbe stato tutto molto più difficile.

L'ultimo ringraziamento, sicuramente quello più importante, va a mia Madre, a mio Padre, a Sara, al piccolo (ancora per poco) Miky, alla mia ragazza Alice, ai miei zii e ai miei nonni, per l'appoggio e l'amore mai mancati ma soprattutto per avermi fatto capire i veri valori della vita.

Dedico a voi più di tutti questo lavoro, perchè mi rende orgoglioso e perchè deriva in buona parte dai vostri sforzi.

# Sommario

Lo scopo della tesi è quello di modellizzare e caratterizzare componenti ottico integrati, in particolare gli accoppiatori/divisori di potenza, per la creazione e il miglioramento dei *building block* dei componenti stessi.

Lo studio verte sugli accoppiatori direzionali e multimodali in *fosforo d'indio*. La fase di modellizzazione permette di definire un modello di funzionamento del dispositivo al variare dei parametri fisici, mentre la caratterizzazione è volta alla raccolta dei dati riguardanti le perdite, i coefficienti di riflessione e la divisione di potenza ottica di questi dispositivi.

Le informazioni e i modelli andranno ad arricchire i *building block* della libreria di HHI (FhG-Heinrich Hertz Institute) utilizzata dal simulatore circuitale *ASPIC*<sup>TM</sup>. L'obiettivo è dimostrare la correttezza dei modelli e l'efficacia dell'approccio simulativo mediante *building block*: unendo diversi blocchi elementari, opportunamente modellati e caratterizzati, si può ottenere un circuito ottico più complesso il cui comportamento rispecchia esattamente l'andamento reale del circuito fisico. Una tecnologia che sfrutta *building block* permette di ridurre i costi e i tempi di progettazione dei circuiti, che sono proprio quei fattori che rallentano lo sviluppo dell'ottica integrata.

La validità di questo metodo viene dimostrata con il confronto tra le simulazioni e le misure di alcuni filtri del primo ordine che sfruttano i dispositivi approfonditi in questo studio.

# Abstract

The purpose of this thesis is to model and characterize integrated optical components, in particular the couplers/power splitters, for the creation and improvement of *building block* of the components.

The study focuses on directional and multimode couplers in indium phosphide. The step of modeling is used to define a model of operation of the device as the physical parameters changes, while the characterization is oriented to data collection relating losses, reflection coefficients and the division of optical power of these devices.

The information gathered will enrich the *building block* of the library present in the HHI (FhG - Heinrich Hertz Institute) used by the circuit simulator *ASPIC*<sup>™</sup>. The objective is to demonstrate the accuracy of the models and efficiency of the simulation approach by *building block*: combining different building blocks, suitably shaped and characterized, one can obtain a more complex optical circuit whose behavior accurately reflects the actual pattern of the physical circuit. A technology that uses standard building block can significantly reduce the cost and time of circuit design, which are precisely those factors that slow the development of integrated optics.

The reasonableness of this method is proved by the comparison between the simulations and the measurements of some filters of the first order that use the devices investigated in this study.

# Indice

Elenco delle figure	VII
Elenco delle tabelle	XV
Introduzione	1
<b>1 I concetti di <i>building block</i> e di <i>fonderia generica</i></b>	<b>3</b>
1.1 Il concetto di fonderia generica . . . . .	4
1.2 Il <i>Building Block</i> . . . . .	4
1.3 Il software di simulazione <i>ASPIC</i> <sup>TM</sup> . . . . .	6
1.4 La tecnologia in <i>fosforo d'indio</i> . . . . .	7
<b>2 I modelli matematici degli accoppiatori</b>	<b>11</b>
2.1 Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2) . . . . .	12
2.2 Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 2x2) . . . . .	29
2.3 Accoppiatore direzionale . . . . .	36
<b>3 Misure e analisi degli accoppiatori</b>	<b>41</b>
3.1 Le tecniche di misura . . . . .	42
3.2 Analisi delle perdite di inserzione . . . . .	49
3.3 Analisi della funzionalità . . . . .	56
3.4 Analisi delle retroriflessioni . . . . .	63
3.5 Conclusioni . . . . .	70
<b>4 Analisi di circuiti reali e confronto con i risultati delle simulazioni</b>	<b>75</b>

## Indice

---

4.1	Anelli risonanti con accoppiatori direzionali . . . . .	76
4.2	Anelli risonanti con accoppiatori ad interferenza multimodale .	85
4.3	Interferometri Mach-Zehnder con accoppiatori direzionali . . .	90
4.4	Interferometri Mach-Zehnder con accoppiatori ad interferenza multimodale . . . . .	96
<b>5</b>	<b>Conclusioni</b>	<b>99</b>
<b>A</b>	<b>Il circolatore a 3 porte</b>	<b>101</b>
A.1	Il modello matematico del circolatore a 3 porte . . . . .	102
<b>B</b>	<b>L'isolatore</b>	<b>106</b>
B.1	Il modello matematico dell'isolatore . . . . .	107
<b>C</b>	<b>Formulario</b>	<b>111</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>122</b>



# Elenco delle figure

1.1	Filtro Mach-Zehnder caricato con anello (screenshot tratto da <i>ASPIC</i> <sup>TM</sup> ) . . . . .	5
1.2	Elenco dei blocchi elementari che creano il circuito in figura 1.1	6
1.3	Struttura delle guide d'onda in fosforo d'indio realizzate presso HHI . . . . .	8
1.4	Processo di produzione delle guide nella piattaforma HHI . . . . .	9
2.1	Struttura di un accoppiatore ad interferenza multimodale $1 \times 2$	12
2.2	Modello grafico di un MMI con un ingresso e due uscite, o viceversa . . . . .	13
2.3	Modello grafico di una faccetta asimmetrica . . . . .	15
2.4	Andamento delle perdite minime in funzione del campo riflesso dalla faccetta (nell'ipotesi in cui $r_{ext} = 0$ ) per ottenere matrici di scatter delle faccette con autovalori $Q$ strettamente positivi	17
2.5	Confronto tra le perdite minime (curva rossa continua) e l'approssimazione introdotta (curva blu tratteggiata) in funzione del campo riflesso dalla faccetta (nell'ipotesi in cui $r_{ext} = 0$ ) .	18
2.6	Esempio di circuito con accoppiatore direzionale e faccette riflettenti . . . . .	19
2.7	Definizione dei coefficienti di riflessione dell'accoppiatore multimodale con una porta di ingresso e due di uscita (e viceversa)	20
2.8	Modello grafico per l'introduzione della differenza di fase tra le porte di uscita 1 e 2 dell'accoppiatore multimodale . . . . .	20
2.9	Evoluzione del rapporto di estinzione in funzione dello splitting ratio dell'MMI . . . . .	22

## Elenco delle figure

---

2.10	Andamento della potenza in uscita alle bocche 1 e 2 al variare del rapporto di sbilanciamento ( $U$ ) dell'accoppiatore, per $r_{int}$ (in potenza) compreso tra $-20dB$ e $-40dB$ . . . . .	23
2.11	Funzione di trasferimento in potenza per l'accoppiatore multimodale con faccette riflettenti, tra la porta 0 e la porta 2 . . . . .	24
2.12	Andamento delle perdite al variare dei coefficienti di riflessione in campo interno ed esterno . . . . .	25
2.13	Evoluzione del rapporto di estinzione in funzione dello sfasamento introdotto, per $r_{ext} = -60 dB$ e $r_{int}$ compreso tra $-60 dB$ e $-30 dB$ . . . . .	26
2.14	Progresso del rapporto di estinzione in funzione dello sfasamento introdotto, per $r_{int} = -43.3 dB$ e $r_{ext}$ compreso tra $-70 dB$ e $-40 dB$ . . . . .	27
2.15	Rapporto di estinzione in funzione del fattore di sbilanciamento della potenza dell'MMI ( $U$ ), per $r_{ext} = -60 dB$ (in potenza) e $r_{int}$ compreso tra $-60 dB$ e $-30 dB$ . . . . .	28
2.16	Modello grafico di un MMI con due ingressi e due uscite . . . . .	29
2.17	Schema di principio utilizzato per ottenere la matrice $S$ del sistema completo . . . . .	31
2.18	Rapporto di estinzione in funzione di $\Delta\phi$ . . . . .	33
2.19	Rapporto di estinzione in funzione di $\Delta\phi$ , per $r_{int}$ compreso tra $-60 dB$ e $-30 dB$ . . . . .	33
2.20	Rapporto di estinzione in funzione di $\Delta\phi$ , per $r_{int}$ compreso tra $-60 dB$ e $-5 dB$ . . . . .	34
2.21	Estinzione della potenza in funzione del rapporto di divisione della potenza dell'MMI ( $U$ ) . . . . .	35
2.22	Potenza d'uscita dalle porte 0 e 1 in funzione della lunghezza d'onda $\lambda$ , fissato $ER = 0.5 dB$ , $r_{int} = -30 dB$ (in potenza) e $U = 0.5$ . . . . .	36
2.23	Modello grafico di un accoppiatore direzionale a due ingressi e due uscite . . . . .	37

## Elenco delle figure

---

2.24	Andamento dello spettro alle porte di uscita 2 e 3 (con ingresso alla porta 0), in funzione della lunghezza d'onda $\lambda$ per diversi valori di potenza riflessa all'interno delle guide ( $r_{ext}$ è fissato a $-50 dB$ ) . . . . .	40
3.1	Schema del banco di misura utilizzato per le analisi in laboratorio	43
3.2	Spettro di potenza in uscita da una cavità Fabry-Pèrot . . . . .	44
3.3	Modello grafico dei contributi che intervengono nella definizione della risposta all'impulso di un sistema cavitometrico in trasmissione . . . . .	47
3.4	Risposta all'impulso della misura di trasmissione e relativa autocorrelazione . . . . .	48
3.5	Esempio di strutture presenti sul run <i>EuroPIC_001</i> . . . . .	49
3.6	Esempio di strutture presenti sul run <i>EuroPIC_003</i> . . . . .	49
3.7	Perdite degli MMI 1x2 - E600 in funzione della larghezza della guida di ingresso/uscita all'accoppiatore . . . . .	51
3.8	Perdite degli MMI 1x2 - E1700 per larghezza della guida di ingresso/uscita pari a $4 \mu m$ . . . . .	52
3.9	Perdite degli MMI 2x2 - E600 per larghezza della guida di ingresso/uscita pari a $3.5 \mu m$ . . . . .	53
3.10	Perdite degli MMI 2x2 - E1700, per larghezza della guida di ingresso/uscita pari a $2.5 \mu m$ . . . . .	53
3.11	Misure delle perdite in funzione del numero di accoppiatori ad interferenza multimodale (MMI) in cascata e relativa curva di fitting . . . . .	55
3.12	Misure e curva approssimata delle perdite in funzione del numero di accoppiatori direzionali in cascata . . . . .	56
3.13	Rapporto di sbilanciamento della potenza in uscita uscita dalle due porte di un MMI 1x2 - E600, in funzione della larghezza della guida d'ingresso/uscita dalla slab multimodale . . . . .	57
3.14	Rapporto di sbilanciamento della potenza in uscita da MMI 1x2 - E1700 (caso <i>coupler</i> ), per una larghezza di guida di $4 \mu m$	58

## Elenco delle figure

---

3.15 Esempio di scompenso nelle perdite nelle guide di interfacciamento tra MMI e faccette del chip . . . . .	58
3.16 Fattore di sbilanciamento della potenza in uscita da MMI 2x2 - E600, per una larghezza di guida di $3.5 \mu m$ . . . . .	60
3.17 Fattore di sbilanciamento della potenza in uscita da MMI 2x2 - E1700, per una larghezza di guida di $2.5 \mu m$ . . . . .	60
3.18 Esempio di spettri di potenze di uscita da un accoppiatore multimodo bilanciato utilizzato come divisore di potenza, di tipo E600 . . . . .	61
3.19 Esempio di spettri di potenze di uscita da un accoppiatore multimodo sbilanciato di tipo E1700 . . . . .	61
3.20 Potenza di uscita normalizzata in funzione della lunghezza di accoppiamento e curve di fitting . . . . .	62
3.21 Retroriflessioni alle porte degli accoppiatori ad interferenza multimodale . . . . .	64
3.22 Cavitometria di uno spettro in trasmissione di un MMI $1 \times 2$ E600 per l'analisi delle retroriflessioni diffuse . . . . .	65
3.23 Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 1 dell'accoppiatore multimodale di tipo E600, $1 \times 2$ (Coupler) . . . . .	65
3.24 Coefficiente di riflessione interno ed esterno dalla faccetta numero 2 dell'accoppiatore di tipo E600, $1 \times 2$ (Coupler) . . . . .	66
3.25 Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 1 dall'accoppiatore multimodale di tipo E600, $1 \times 2$ (Splitter) . . . . .	67
3.26 Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 2 dall'accoppiatore multimodale di tipo E600, $1 \times 2$ (Splitter) . . . . .	68
3.27 Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 1 dall'accoppiatore multimodale di tipo E1700, $1 \times 2$ (Coupler) . . . . .	68

## Elenco delle figure

---

3.28	Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 2 dall'accoppiatore multimodale di tipo E1700, $1 \times 2$ (Coupler) . . . . .	69
3.29	Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 1 dall'accoppiatore multimodale di tipo E600, $2 \times 2$ . . .	70
3.30	Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 2 dall'accoppiatore multimodale di tipo E600, $2 \times 2$ . . .	71
3.31	Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 1 dall'accoppiatore multimodale di tipo E1700, $2 \times 2$ . . .	71
3.32	Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 2 dall'accoppiatore multimodale di tipo E1700, $2 \times 2$ . . .	72
3.33	Potenza retroriflessa ottenuta dagli spettri in trasmissione in funzione della lunghezza di accoppiamento ( $L_C$ ) per la faccetta 1	72
3.34	Potenza retroriflessa ottenuta dagli spettri in trasmissione in funzione della lunghezza di accoppiamento ( $L_C$ ) per la faccetta 2	73
3.35	Posizione dove sono state riscontrate le retroriflessioni degli accoppiatori direzionali . . . . .	73
4.1	Esempio di uno sfasatore a singolo anello risonante . . . . .	76
4.2	Struttura dei circuiti con anelli risonanti con accoppiatori direzionali . . . . .	78
4.3	Circuiti implementati con il simulatore circuitale <i>ASPIC</i> <sup>TM</sup> (anelli risonanti con accoppiatori direzionali) . . . . .	78
4.4	Immagine di un anello risonante dove sono evidenziate le singole strutture da cui è composto . . . . .	80
4.5	Spettri di potenza in uscita dai circuiti ad anello visti in figura 4.2 . . . . .	81
4.6	Spettro di potenza per il modo TE in uscita dall'anello con accoppiatore direzionale avente lunghezza di accoppiamento pari a $275.5 \mu m$ . . . . .	82

## Elenco delle figure

---

4.7	Confronto tra la curva ottenuta dalle misure su anelli con accoppiatori direzionali ( $L_C = 275.5 \mu m$ ) e le simulazioni effettuate sullo stesso tipo di circuito, nel caso di polarizzazione TE, con i dati relativi alla tabella 4.2 . . . . .	82
4.8	Confronto tra le curve ottenute dalle misure su anelli con accoppiatori direzionali ( $L_C = 275.5 \mu m$ ) e le simulazioni effettuate sullo stesso tipo di circuito, dopo la correzione sulle perdite delle guide che formano l'anello risonante . . . . .	83
4.9	Esempio di un righello per la valutazione della bontà del cleaving, presente sul chip analizzato . . . . .	84
4.10	Confronto tra le curve ottenute dalle misure su anelli con accoppiatori direzionali ( $L_C = 300 \mu m$ ) e le simulazioni effettuate sullo stesso tipo di circuito con i parametri riportati in tabella 4.3 . . . . .	85
4.11	Vista dall'alto della struttura dei circuiti con anelli risonanti e accoppiatori multimodali . . . . .	86
4.12	Circuiti implementati con il simulatore circuitale <i>ASPIC</i> <sup>TM</sup> (anelli risonanti con accoppiatori ad interferenza multimodale) . . . . .	86
4.13	Spettro di potenza in uscita dai circuiti ad anello con accoppiatori MMI . . . . .	87
4.14	Confronto tra le curve ottenute dalle misure su anelli con MMI e le simulazioni effettuate sullo stesso tipo di circuito, nel caso di polarizzazione TE, con i dati relativi alle tabelle 4.4-4.2 . . . . .	88
4.15	Confronto tra le curve ottenute dalle misure su anelli con MMI e le simulazioni effettuate sullo stesso tipo di circuito, introducendo una variazione di indice di rifrazione efficace pari a $-5 \cdot 10^{-5}$ . . . . .	88
4.16	Confronto tra gli spettri di potenza per il modo TE in uscita dall'anello con MMI, introducendo un $\Delta n_{eff} = -5 \cdot 10^{-5}$ e un incremento delle perdite dell'anello di $1 dB/cm$ ai valori riportati nelle tabelle: 4.2-4.4 . . . . .	89
4.17	Interferometro Mach-Zehnder con rami di differente lunghezza geometrica dove sono definite le porte di <i>bar</i> e <i>cross</i> . . . . .	91

## Elenco delle figure

---

4.18	Vista dall'alto dei circuiti interferometrici (Mach-Zehnder) presenti sul chip di <i>HHI</i> con accoppiatori direzionali . . . . .	91
4.19	Interferometro Mach-Zehnder con accoppiatori direzionali, implementato in <i>ASPIC</i> <sup>TM</sup> . . . . .	92
4.20	Confronto tra gli spettri di potenza in uscita dal filtro Mach-Zehnder con accoppiatore direzionale avente una lunghezza di accoppiamento $L_C = 300 \mu m$ . . . . .	93
4.21	Andamento del parametro di accoppiamento $\kappa$ in funzione della lunghezza d'onda . . . . .	94
4.22	Confronto tra gli spettri di potenza in uscita dal filtro Mach-Zehnder con accoppiatore direzionale avente una lunghezza di accoppiamento $L_C = 300 \mu m$ dopo la compensazione della funzione $\kappa(\lambda)$ . . . . .	94
4.23	Confronto tra gli spettri di potenza in uscita dal filtro Mach-Zehnder con accoppiatore direzionale avente una lunghezza di accoppiamento $L_C = 275.5 \mu m$ dopo la compensazione della funzione $\kappa(\lambda)$ . . . . .	95
4.24	Confronto tra gli spettri di potenza in uscita dal filtro Mach-Zehnder con accoppiatore direzionale avente una lunghezza di accoppiamento $L_C = 250 \mu m$ dopo la compensazione della funzione $\kappa(\lambda)$ . . . . .	95
4.25	Circuiti interferometrici (Mach-Zehnder) presenti sul chip di <i>HHI</i> con accoppiatori ad interferenza multimodale ( <i>MMI</i> ) . . . . .	96
4.26	Interferometro Mach-Zehnder con accoppiatori ad interferenza multimodale ( <i>MMI</i> ), implementato in <i>ASPIC</i> <sup>TM</sup> . . . . .	96
4.27	Confronto tra gli spettri di potenza alle uscite di bar e cross del filtro Mach-Zehnder con accoppiatore ad interferenza multimodale ( <i>MMI</i> ) . . . . .	97
4.28	Confronto tra gli spettri di potenza alle uscite di bar e cross del filtro Mach-Zehnder con accoppiatore ad interferenza multimodale ( <i>MMI</i> ) dopo la variazione sul parametro $U$ . . . . .	98

## Elenco delle figure

---

A.1	Esempio di schema circuitale per la compensazione della dispersione mediante reticolo . . . . .	102
A.2	Modello grafico di un circolatore a tre porte . . . . .	102
A.3	Andamento delle perdite minime (definite in potenza) in funzione del coefficiente di riflessione e dell'isolamento (in scala lineare, in campo) . . . . .	104
B.1	Esempio di schema circuitale per il recupero del segnale retro-riflesso . . . . .	106
B.2	Modello grafico di un isolatore . . . . .	107
B.3	Andamento delle perdite minime in funzione del campo riflesso dalla faccetta (nell'ipotesi in cui $r_{int} = 0$ ) per ottenere matrici di scatter delle faccette con autovalori positivi . . . . .	108
B.4	Circuito di esempio per la verifica del modello . . . . .	109
B.5	Andamento della potenza retroriflessa, uscente dalla porta di ingresso dell'isolatore (0), in funzione dell'isolamento per diversi valori di riflessione esterna . . . . .	110



# Elenco delle tabelle

3.1	Riassunto dei parametri caratteristici degli MMI $1 \times 2$ . . . . .	74
3.2	Riassunto dei parametri caratteristici degli MMI $2 \times 2$ . . . . .	74
3.3	Riassunto dei parametri caratteristici degli accoppiatori direzionali . . . . .	74
4.1	Riassunto dei parametri caratteristici delle guide dritte il modo TE . . . . .	79
4.2	Riassunto dei parametri caratteristici relativi agli accoppiatori direzionali . . . . .	79
4.3	Valori dei parametri di simulazione per polarizzazione TE (ring con accoppiatori direzionali, $LC = 275.5 \mu m$ ) . . . . .	84
4.4	Riassunto dei parametri caratteristici relativi agli accoppiatori ad interferenza multimodale (MMI) . . . . .	87
4.5	Valori dei parametri di simulazione per polarizzazione TE (ring con accoppiatori ad interferenza multimodale) . . . . .	89
4.6	Riassunto dei parametri caratteristici relativi agli accoppiatori direzionali . . . . .	92
4.7	Riassunto dei parametri caratteristici delle guide dritte il modo TE . . . . .	92
4.8	Valori dei parametri di simulazione dell'accoppiatore ad interferenza multimodale . . . . .	97
4.9	Riassunto dei parametri caratteristici delle guide del circuito 4.26 . . . . .	97

# Introduzione

In uno scenario moderno dove la richiesta di risorse tecnologiche a basso costo ha limitato la diffusione dei circuiti ottico integrati, il vecchio concetto di fonderia per componenti ottico integrati, che non prevede una standardizzazione dei processi produttivi, deve essere sostituito dal nuovo concetto di *fonderia generica* la quale mira a sviluppare processi non specializzati su particolari dispositivi e applicazioni, permettendo una suddivisione dei costi di produzione tra i vari clienti e una riduzione del tempo di progetto dei circuiti.

Il *fosfuro d'indio*, uno dei materiali che implica maggiori costi per la realizzazione di componenti ottico integrati, ha l'importante qualità di poter essere utilizzato per la realizzazione di componenti sia attivi che passivi integrati sullo stesso chip. I circuiti ottico integrati possono essere pensati come composti da oggetti elementari chiamati *building block*. Il *building block* è un'entità elementare che include informazioni che riguardano sia le funzionalità ottiche che i parametri fisici del dispositivo.

Questo lavoro di tesi ha come scopo la realizzazione dei modelli dei *building block* di diverse tipologie di accoppiatori/divisori di potenza realizzati dalla fonderia HHI (FhG-Heinrich Hertz Institute di Berlino) nell'ambito del progetto europeo EuroPIC. Inoltre con una accurata campagna di misure tali modelli sono stati specializzati per la fonderia in esame, creando dei veri e propri oggetti specifici, utilizzabili in fase di progettazione e simulazione. Dalle numerose misure condotte sui diversi componenti è stato possibile determinare le statistiche su stime di perdita, retroriflessioni e fattore di divisione della potenza degli accoppiatori. Infine si intende mostrare (attraverso alcuni esempi) come i singoli blocchi possano essere efficacemente sfruttati

## Introduzione

---

all'interno di un simulatore circuitale per ottenere risultati con una precisione almeno equivalente a quella di un simulatore elettromagnetico ma con tempi di calcolo estremamente ridotti. Nel primo capitolo si presenta brevemente il progetto europeo EuroPIC, vengono introdotti i concetti di fonderia generica e di *building block* e si descrive il software di simulazione circuitale *ASPIC*<sup>TM</sup> e le caratteristiche della tecnologia basate sul *fosforo d'indio*.

Nel secondo capitolo vengono ricavati i modelli degli accoppiatori concentrando lo studio sull'accoppiatore ad interferenza multimodale asimmetrico, simmetrico e sull'accoppiatore direzionale. I vari modelli presentati saranno approfonditi con l'introduzione di aspetti non banali come le retroriflessioni e la loro modellizzazione, generando così un modello più complesso rispetto a quelli preesistenti. In ultimo, si analizzano i modelli creati studiando la sensibilità della risposta ai vari parametri in gioco.

Il capitolo 3 include le misure effettuate sugli stessi dispositivi descritti nel capitolo precedente. Nei vari paragrafi saranno messi in evidenza i risultati che riguardano le perdite, il rapporto di divisione della potenza e le retroriflessioni dei componenti.

Nel quarto capitolo vengono mostrate le analisi sui circuiti dei filtri del primo ordine e i risultati delle simulazioni che sfruttano i *building block* ottenuti unendo le informazioni ricavate dallo studio dei modelli e delle misure. Gli spettri ottenuti nei due casi sono in grande accordo e ciò dimostra che l'idea di utilizzo di *building block* è altamente affidabile nonostante la non perfetta stabilità della tecnologia esistente.

Nel capitolo 5 vengono riassunti i risultati raggiunti in questo lavoro.

I componenti analizzati in questa tesi trovano larga applicazione in una moltitudine di circuiti complessi, come ad esempio quelli atti al recupero dei segnali retroriflessi e la compensazione della dispersione, i quali sfruttano altri dispositivi come circolatori ed isolatori (i cui modelli vengono riportati negli appendici A e B).

# Capitolo 1

## I concetti di *building block* e di *fonderia generica*

Il grande problema che limita la diffusione e lo sviluppo dell'ottica integrata è imputabile agli elevati costi di produzione dei dispositivi. Diventa quindi necessario sviluppare un percorso atto al cambiamento della tecnologia attuale simile a quello adottato nei decenni precedenti per l'elettronica. In particolare il concetto di *fonderia generica* risulta indispensabile per la crescita del mercato dell'ottica integrata. Per trasformare in realtà questo concetto è necessario stabilire degli elementi di base, denominati *building block*, che racchiudono le informazioni sui parametri e il funzionamento dei dispositivi ottico integrati. Per questo motivo all'interno della piattaforma JePPIX<sup>1</sup> è nato il progetto europeo *EuroPIC*. La lega di semiconduttori scelta è il fosforo d'indio *InP*, che permette di creare componenti ottici di tipo passivo e attivo, integrabili sullo stesso chip. Nelle sezioni 1.1 e 1.2 si espongono i concetti di fonderia generica e di *building block*. Nel paragrafo 1.3 viene approfondito il software utilizzato per le simulazioni circuitali all'interno del lavoro di tesi ed infine, nell'ultima sezione (1.4), viene introdotta la tecnologia in fosforo d'indio.

---

<sup>1</sup>Tale piattaforma si pone lo scopo di sviluppare applicazioni specifiche per i circuiti ottico-integrati in fosforo d'indio

### 1.1 Il concetto di fonderia generica

Una *fonderia generica* ha come obiettivo lo sviluppo di un sistema produttivo non fortemente specializzato su determinati dispositivi o componenti ma che, contemporaneamente, permetta di realizzare una varietà infinita di circuiti integrati con lo stesso processo. Al contrario di quanto è accaduto nell'elettronica, questo percorso non è immediatamente stato preso in considerazione nel campo dell'ottica integrata, infatti ad oggi la richiesta di un circuito ottico integrato (PIC) che richiede una specifica funzione è indirizzata alla fonderia la quale: implementa il progetto, esegue le simulazioni, produce il PIC ed esegue i test con le proprie tecnologie e processi (senza regole standard per la progettazione). Questo necessita di sviluppare un processo di fabbricazione ottimizzato per ogni applicazione e, a causa della vasta gamma di tecnologie e dispositivi presenti, questo approccio provoca un'incapacità di sostenere alti volumi e un aumento dei costi di produzione [7]. Tuttavia la creazione di circuiti complessi e utilizzabili in vari tipi di applicazioni, partendo da elementi di base sviluppati da un unico processo di fonderia generica può introdurre un notevole abbassamento dei costi. L'idea di *fonderia generica* può essere riassunta in questo modo: le fonderie esistenti caratterizzano il proprio processo di produzione e definendo alcuni elementi base permettono agli utenti di commissionare la costruzione di circuiti utilizzando i blocchi di base della fonderia. Il risultato è la creazione di prototipi che possono essere realizzati con una ripartizione dei costi e un numero esiguo di cicli di fabbricazione. I modelli dei *building block* permettono anche di focalizzare l'attenzione sui limiti e i punti di forza del processo produttivo.

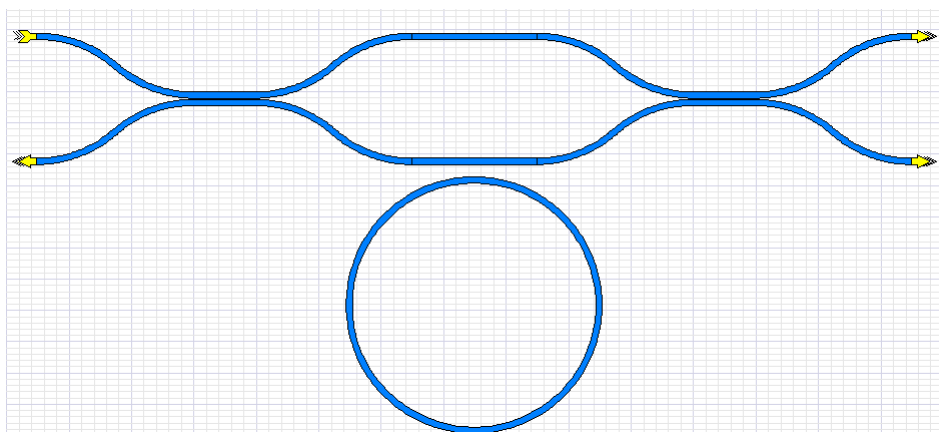
### 1.2 Il *Building Block*

I circuiti ottici complessi possono essere visti come un insieme di componenti di base, come: guide dritte, guide curve, accoppiatori e così via. Un *building block* è dato dall'insieme di informazioni che descrivono: le funzionalità del componente (come ad esempio la matrice di scattering del dispositivo), i parametri fisici (come l'indice di rifrazione del materiale e la

## 1.2. Il *Building Block*

---

dispersione) e i dati di fabbricazione (ad esempio, i dettagli di fabbricazione e le tolleranze). Un esempio è riportato in figura 1.1, che mostra un filtro Mach-Zehnder caricato con un anello. Analogamente in figura 1.2 è possibile notare gli accoppiatori, i tratti di guida dritta e l'anello risonante accoppiato al ramo dell'interferometro, ossia i singoli blocchi che definiscono l'intero circuito.



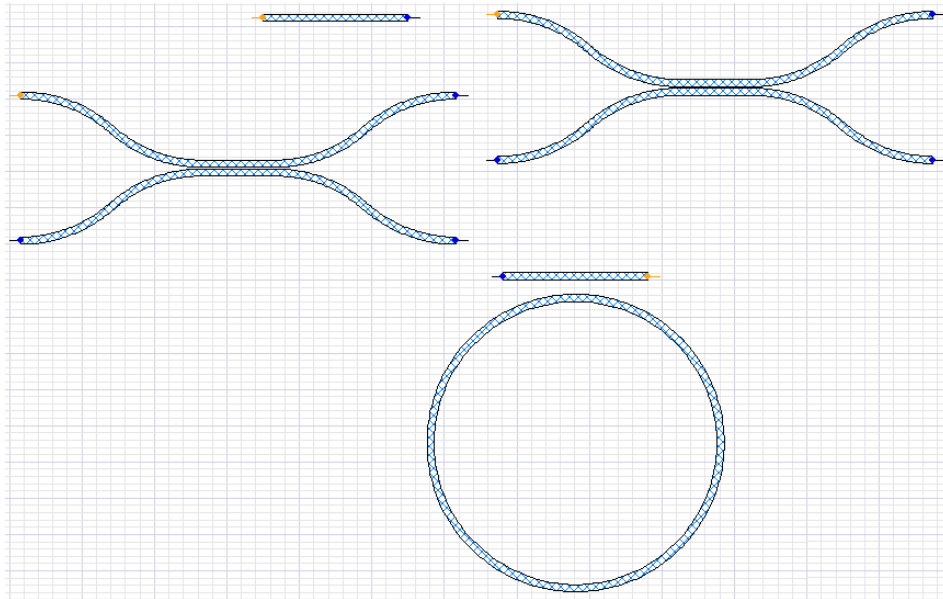
**Figura 1.1:** Filtro Mach-Zehnder caricato con anello (screenshot tratto da *ASPIC™*)

Questo approccio permette di ottenere circuiti integrati che, partendo da un numero limitato di componenti di base, nel processo di fonderia generica possono essere progettati e creati. La fonderia non è costretta ad assumere tutte le informazioni dettagliate relative al singolo progetto, ma è in grado di realizzare circuiti utilizzando building block standard [7]. Un ulteriore vantaggio risiede nel fatto che i progettisti non sono più vincolati allo studio elettromagnetico del sistema o dei singoli componenti.

In particolare i building block possono essere combinati per ottenere strutture più complesse senza ulteriori indagini elettromagnetiche o sulla tecnologia. Con riferimento alla figura 1.2, si possono notare i due accoppiatori direzionali, la guida dritta e, un building block composto da un anello accoppiato con una guida dritta. Quest'ultimo è proprio un esempio di aggregazione di elementi in un unico blocco, che a sua volta si può scomporre in: un accoppiatore, una curva e una guida dritta.

### 1.3. Il software di simulazione *ASPIC*<sup>TM</sup>

---



**Figura 1.2:** Elenco dei blocchi elementari che creano il circuito in figura 1.1

### 1.3 Il software di simulazione *ASPIC*<sup>TM</sup>

La simulazione del comportamento dei dispositivi e circuiti ottici permette di porsi ad un livello intermedio tra progettazione teorica dei dispositivi e la loro effettiva realizzazione [8] ed è indispensabile per qualsiasi tipo di progetto. I vantaggi apportati da questo tipo di simulatori rispetto a quelli elettromagnetici, sono [8]:

- Astrazione dal sistema fisico
- Maggior velocità di calcolo
- Minor occupazione di memoria
- Analisi dei circuiti di grandi dimensioni
- Possibilità di utilizzo dei dati sperimentali
- Rapidità di arrangiamento del circuito

In questo lavoro di tesi, i modelli definiti nel capitolo 2, sono utilizzati per la creazione di building block per il simulatore circuitale *ASPIC*<sup>TM</sup> (Advanced

#### 1.4. La tecnologia in fosforo d'indio

---

Simulator for Photonic Integrated Circuits).

Tale applicativo è realizzato in Visual C++ e permette di simulare il comportamento dei circuiti ottici ottenendo un'astrazione dal sistema fisico effettuando una selezione delle informazioni significative per la caratterizzazione dei singoli componenti. La rappresentazione dei componenti ottici avviene mediante matrici. Queste sono uno strumento che permette di modellizzare in maniera relativamente semplice il comportamento di componenti complessi. Le matrici utilizzate sono le matrici  $S$  (di scattering) che mettono in relazione gli ingressi di tutte le porte del componente con le uscite di tutte le porte. Il simulatore, una volta definiti i componenti e i relativi parametri, costruisce una matrice completa formata dalle singole matrici di scatter dei building block interconnessi [8]. All'accrescere della complessità del circuito (e, quindi del numero di componenti) le dimensioni di questa matrice crescono molto rapidamente e, ciò provoca una riduzione delle performance, che comunque restano sempre molto al di sopra di quelle di un simulatore elettromagnetico. Diventa quindi molto utile costruire blocchi più complessi, che racchiudono in un'unica matrice  $S$  il comportamento dato dalla connessione di più blocchi elementari, per ottenere simulazioni più veloci e con minor occupazione di spazio di memoria.

## 1.4 La tecnologia in fosforo d'indio

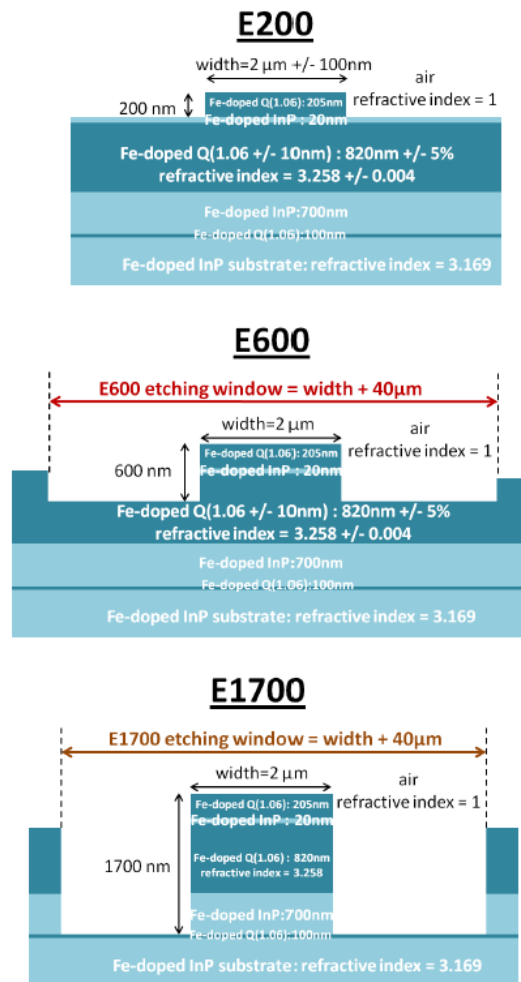
I chip analizzati in questo lavoro di tesi sono stati realizzati dall'istituto *FhG-HHI* (Fraunhofer Institute for Telecommunications, Heinrich Hertz Institute (HHI)) con sede a Berlino (Germania). Tutte le guide d'onda sono di tipo rib e sono composte da un unico strato di *InGaAsP* quaternario; queste non presentano alcun strato di cladding, sono quindi scoperte e l'aria svolge il ruolo di copertura superiore. Il *wafers* è composto da una serie di strati, visibili in figura 1.3, in cui varia l'indice di rifrazione. Nella zona di core (segnalata in verde scuro) si ha un indice pari a 3.258, mentre per lo strato di cladding si ha 3.169. Questo *wafers* viene poi attaccato a profondità diverse per ottenere diversi tipi di guida, con caratteristiche ottiche differenti. Le guide sono create partendo da un unico strato di materiale comune a tutti i



#### 1.4. La tecnologia in fosforo d'indio

profili d'indice [4]. In figura 1.4 si mostra che l'ordine di realizzazione delle strutture dipende dalla profondità di attacco. Quindi prima viene definita la guida a 200 nm di profondità e successivamente le strutture a 600 nm e 1700 nm.

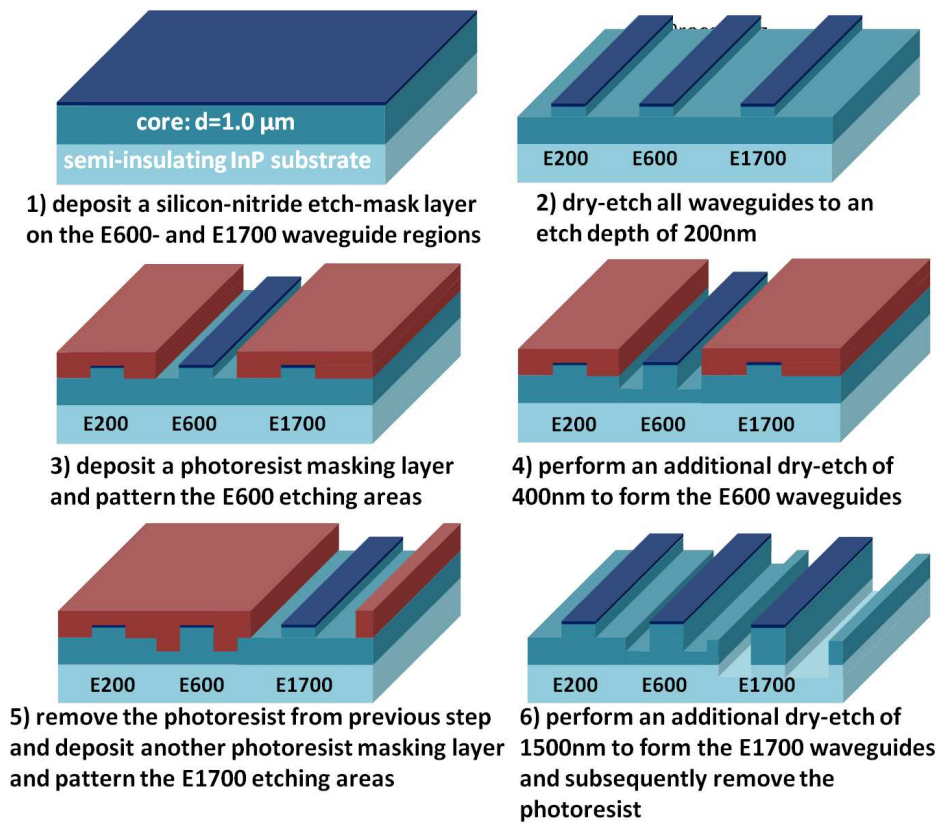
In questo lavoro di tesi sono state prese in considerazione solo le strutture con profondità di attacco di 600 nm e 1700 nm. Le sigle *E600* ed *E1700* indicano la profondità di etching della struttura considerata. In figura 1.3 si può apprezzare la composizione dei livelli della singola guida.



**Figura 1.3:** Struttura delle guide d'onda in fosforo d'indio realizzate presso HHI

## 1.4. La tecnologia in fosforo d'indio

---



**Figura 1.4:** Processo di produzione delle guide nella piattaforma HHI

#### 1.4. La tecnologia in fosforo d'indio

---

In base al tipo di struttura variano le condizioni di propagazione guidata e le condizioni di propagazione monomodale. Nei prossimi paragrafi si capirà meglio l'importanza che risiede nella proprietà di propagazione monomodale del campo ottico, per cui di seguito si riassumono brevemente queste condizioni. Per le guide con profondità di attacco di  $600\text{ nm}$ , affinché possa avvenire una propagazione guidata alla lunghezza d'onda di  $1550\text{ nm}$ , è necessario che la loro larghezza ( $w$ ) sia  $w \geq 1\ \mu\text{m}$  ma per ottenere una situazione di monomodalità la larghezza deve essere inferiore a  $2\ \mu\text{m}$ . Invece, nel caso delle *E1700*, la condizione di propagazione avviene se  $w \geq 1.5\ \mu\text{m}$ . Si opera però in regime di monomodalità solo per  $w < 3.5\ \mu\text{m}$  [4].

Questi profili d'indice sono utilizzati anche per tutti gli altri componenti passivi prodotti dalla piattaforma tecnologica di HHI.

## Capitolo 2

# I modelli matematici degli accoppiatori

In questo capitolo sono presentati i passaggi necessari per la definizione dei modelli matematici dei componenti ottico integrati studiati in questo lavoro di tesi. Per ognuno di questi, viene impiegato un approccio di tipo *bottom-up*, secondo il quale si parte dalla configurazione più semplice (ossia quella che presenta solo la possibilità di variazione degli indici di rifrazione, delle perdite e del rapporto di divisione della potenza), aumentandone successivamente la complessità inserendo la possibilità di valutare il comportamento del dispositivo per un numero maggiore di parametri (come retroriflessioni e rapporto di estinzione). La trattazione analitica si basa sulla teoria delle matrici di scatter. Nei paragrafi 2.1 e 2.2 si descrivono i modelli degli accoppiatori ad interferenza multimodale (MMI). Nel primo si considera il caso di sbilanciamento tra il numero di porte in ingresso ed uscita del componente (lo studio si limita alla configurazione con un ingresso e due uscite, o viceversa nel caso di utilizzo come divisore di potenza). Nel secondo paragrafo si introduce il modello dello stesso componente in configurazione bilanciata (limitandosi al caso di 2 ingressi e 2 uscite). Successivamente, nel paragrafo 2.3, viene esaminato l'accoppiatore direzionale.

Deve essere posta particolare attenzione alla seguente precisazione: *tutti i modelli presentati in questo capitolo sono stati pensati e progettati in modo*

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)

---

da essere flessibili rispetto al tipo di materiale e al profilo di guida scelto.

## 2.1 Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)

Un accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI) è un componente che permette di accoppiare o dividere la potenza ottica presente alle guide di ingresso che convergono in una slab multimodale. Per tener conto delle riflessioni alle porte di ingresso/uscita dell'accoppiatore è utile introdurre delle faccette che provocano retroriflessioni di potenza. Infine, variando la differenza di fase tra l'onda ottica uscente alle porte dell'accoppiatore poste sullo stesso lato, è possibile ottenere un rapporto di estinzione della potenza in uscita che è funzione dello sfasamento introdotto. In figura 2.2 è mostrata la struttura di un accoppiatore ad interferenza multimodale  $1 \times 2$ , dove si nota la slab multimodo e le guide di ingresso e uscita.



**Figura 2.1:** Struttura di un accoppiatore ad interferenza multimodale  $1 \times 2$

Il suo funzionamento si basa sulla sovrapposizione dei vari modi della slab eccitati all'ingresso. In particolare il dispositivo sfrutta il principio delle auto-immagini (*self-imaging*) che è una proprietà delle guide multimodali, secondo la quale un il profilo di campo in ingresso è riprodotto in immagini singole o multiple a intervalli periodici lungo la direzione di propagazione della guida [1]. Le costanti di propagazione dei modi sono multiple intere di  $2\pi/L_o$  (dove  $L_o$  è la lunghezza ottica del dispositivo), quindi il campo di ingresso si ripete

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)

---

periodicamente lungo la direzione di propagazione a distanze multiple di  $L_o$ . Il modello più semplice per questo tipo di componente è quello che tiene in considerazione i seguenti parametri fisici:

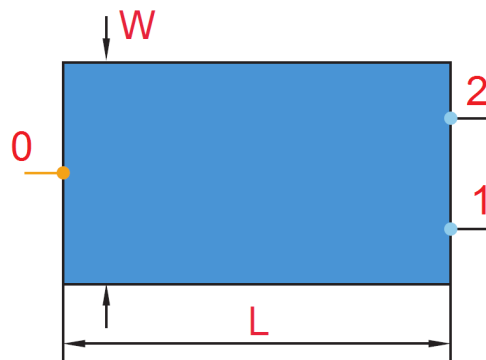
**Indice di rifrazione efficace**,  $n_{eff}$  in funzione della larghezza di guida

**Indice di gruppo**,  $n_g$  in funzione della larghezza di guida e della lunghezza d'onda

**Perdite**,  $\alpha$  del dispositivo

**Sbilanciamento della potenza alle bocche di uscita**,  $U$  del dispositivo

Siccome l'accoppiatore multimodale sfrutta la combinazione di più modi, i parametri elencati qui sopra, che in generale fanno riferimento al singolo modo propagante in una struttura monomodale, devono essere interpretati come una sorta di valor medio tra i parametri dei vari modi propaganti. In particolare questi valori dipendono da altri parametri, come ad esempio, l'indice di rifrazione efficace e l'indice di gruppo derivano dalla *lunghezza ottica* (che è funzione della lunghezza d'onda). Questa è definita come la differenza di fase tra il campo alla fine della guida monomodale d'ingresso e il campo all'inizio della guida monomodale di uscita. Supponendo di avere



**Figura 2.2:** Modello grafico di un MMI con un ingresso e due uscite, o viceversa

un MMI di larghezza  $W$  e lunghezza  $L$ , chiamando  $I_p$  l'ampiezza complessa dell'onda in ingresso alla porta  $p$  e  $O_q$  l'ampiezza complessa alla porta di

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)

---

uscita  $q$  (dove  $p$  e  $q$  sono indici che scorrono su tutte le porte, identificando una coppia di bocche di ingresso/uscita), si può ottenere una relazione fra ingressi e uscite, grazie alla *matrice di scatter*,  $S_{MMI}$

$$S_{MMI} = \begin{pmatrix} 0 & e^{i\varphi_{10}-\alpha}\sqrt{1-U} & e^{i\varphi_{20}-\alpha}\sqrt{U} \\ e^{i\varphi_{01}-\alpha}\sqrt{1-U} & 0 & 0 \\ e^{i\varphi_{02}-\alpha}\sqrt{U} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

dove  $\alpha$  è la perdita totale dell'accoppiatore e  $\varphi$  è lo spostamento di fase tra la porta  $p$  di ingresso e la porta  $q$  di uscita [1]:

$$\varphi_{pq} = \varphi_0 + \pi + \frac{\pi}{8}(j-i)(4-j+i) \quad \text{per } i+j \text{ pari} \quad (2.2)$$

$$\varphi_{pq} = \varphi_0 + \frac{\pi}{8}(j+i-1)(4-j-i+1) \quad \text{per } i+j \text{ dispari}$$

con  $i = p + 1$ ,  $j = q + 1 - 2$  e  $\varphi_0$  è un termine di fase comune, pari a:

$$\varphi_0 = \frac{2\pi}{\lambda}L_o - \frac{\pi}{4} \quad (2.3)$$

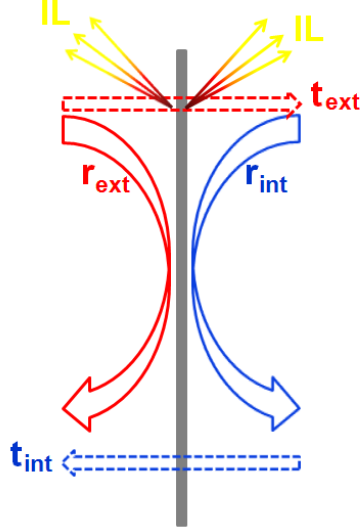
Il termine  $L_o$  indica la lunghezza ottica dell'accoppiatore data dal prodotto tra la lunghezza geometrica ( $L$ ) e l'indice di rifrazione di gruppo medio dei modi ( $n_g$ ). Deve essere considerato che la slab introduce l'eccitazione di più modi, ognuno con i propri indici di rifrazione e di conseguenza la lunghezza ottica considerata è una media tra quelle viste dai singoli modi. Come si può notare dalla matrice  $S$ , gli elementi sulla diagonale principale sono nulli, poichè in questo caso non sono state prese in considerazione le retroriflessioni alle porte del dispositivo. Lo scopo è quello di rendere più accurato il modello e, in particolare, si cerca di considerare l'effetto di eventuali retroriflessioni generate dal componente. Queste possono derivare dalle faccette del componente a causa della variazione della geometria introdotta all'interfaccia tra la slab e le guide di ingresso e uscita, o di difetti nel processo di fabbricazione [2].

Come primo passaggio, è necessario definire la matrice di scatter di una singola faccetta avente i coefficienti di riflessione, visti alle due porte di ingresso, generalmente diversi tra loro. In figura 2.3 si mostra lo schema concettuale

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)

---

della singola giunzione asimmetrica.



**Figura 2.3:** Modello grafico di una faccetta asimmetrica

Questo componente si può modellizzare attraverso la matrice di scatter  $\mathcal{S}_F$ :

$$\mathcal{S}_F = \begin{pmatrix} i r_{ext} & t_{int} \sqrt{IL} \\ t_{ext} \sqrt{IL} & i r_{int} \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

dove  $r_{int}$  e  $r_{ext}$  sono i coefficienti di riflessioni in campo sui due lati del componente,  $t_{int}$  e  $t_{ext}$  sono i coefficienti di trasmissione definiti come  $t_{int} = \sqrt{1 - r_{int}^2}$  e  $t_{ext} = \sqrt{1 - r_{ext}^2}$ . Infine,  $IL$  indica le perdite (in potenza) dovute all'attraversamento della sezione dell'onda ottica. La costante complessa che moltiplica gli elementi sulla diagonale principale della matrice è stata introdotta per ottenere una matrice di diffusione che rispetti la condizione sulla positività degli autovalori della matrice  $Q = I - \mathcal{S}_F \cdot \mathcal{S}_F^{*T}$  (si vedrà nel seguito l'importanza di questa condizione). Nella definizione della matrice  $\mathcal{S}_F$  si è ipotizzato che le perdite di inserzione, sui due lati del componente, siano tra loro uguali. Poichè questo è, in generale, un elemento *non simmetrico*, è molto importante porre l'attenzione alle proprietà della matrice di scatter ottenuta una volta definiti i parametri del modello. Infatti, affinché si abbia la certezza di ottenere una matrice di scatter di un dispositivo passivo, è ne-



## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)

---

cessario che *gli autovalori della matrice Q della faccetta siano strettamente positivi*. Di seguito si riportano le espressioni degli autovalori citati:

$$\begin{aligned} \Delta &= (t_{int}^4 - 2t_{ext}^2 t_{int}^2 + t_{ext}^4) IL^2 + ((2r_{int}^2 + 2r_{ext}^2) t_{int}^2 \\ &\quad - 8r_{ext} r_{int} t_{ext} t_{int} + (2r_{int}^2 + 2r_{ext}^2) t_{ext}^2) IL + r_{int}^4 \\ &\quad - 2r_{ext}^2 r_{int}^2 + r_{ext}^4 \\ e_{\lambda,1} &= -\frac{\sqrt{\Delta} + (t_{int}^2 + t_{ext}^2) IL + r_{int}^2 + r_{ext}^2 - 2}{2} \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$e_{\lambda,2} = \frac{\sqrt{\Delta} + (-t_{int}^2 - t_{ext}^2) IL - r_{int}^2 - r_{ext}^2 + 2}{2} \quad (2.6)$$

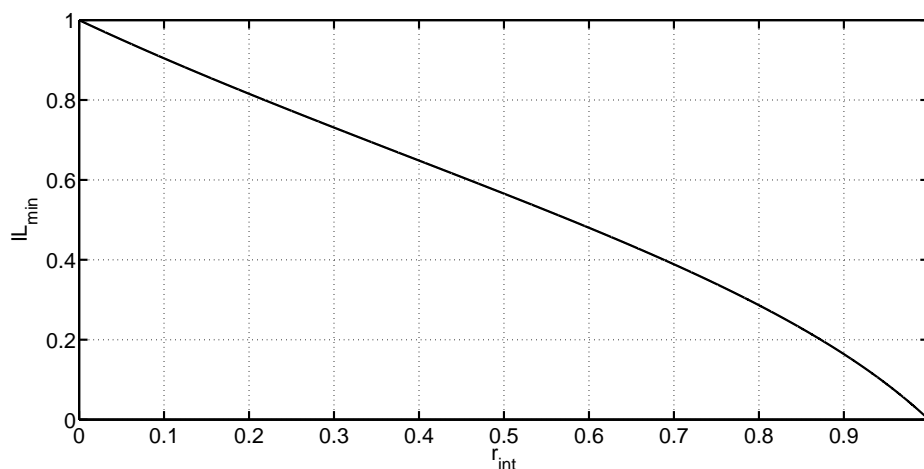
Da evidenze sperimentali risulta che spesso il coefficiente di riflessione dovuto dal lato della faccetta che si interfaccia con la guida di ingresso ( $r_{ext}$ ) è molto più piccolo se confrontato con lo stesso parametro posto sulla seconda interfaccia della faccetta ( $r_{int}$ ). Quindi è possibile introdurre nel modello l'ipotesi

$$r_{ext} \ll r_{int} \quad (2.7)$$

che comporta  $t_{ext} \cong 1$ . Applicando questa condizione alle espressioni 2.5 e 2.6 è possibile ricavare la curva in figura 2.4 che descrive le perdite minime ( $IL_{min}$  in scala lineare, in potenza) in funzione del coefficiente di riflessione  $r_{int}$  (in scala lineare, in campo). Un valore di  $IL_{min} = 1$  corrisponde ad uno scenario di assenza di perdite. Come si può notare, la curva decresce all'aumentare del coefficiente di riflessione poichè, più questo si discosta da 0, più aumenta il grado di asimmetria tra i due lati della faccetta. Ciò significa che più ci si allontana dallo scenario di assenza di riflessioni, più le perdite di inserzione diventano rilevanti. Il fine dei modelli studiati in questo lavoro di tesi è quello di formare gli elementi di base per il simulatore circuitale *ASPIC*<sup>TM</sup>; per questo motivo si è cercato di ridurre il più possibile il costo computazionale del singolo blocco. Per rispettare questa politica è stata introdotta un'approssimazione per il calcolo delle perdite di inserzione minime necessarie, approssimando la curva vista in figura 2.4 con una retta di tipo:  $IL_{min} = 1 - r_{int}$ . Questo provoca una sovrastima dell'attenuazione del campo ottico e, in figura 2.5, si può apprezzare il confronto tra le

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)

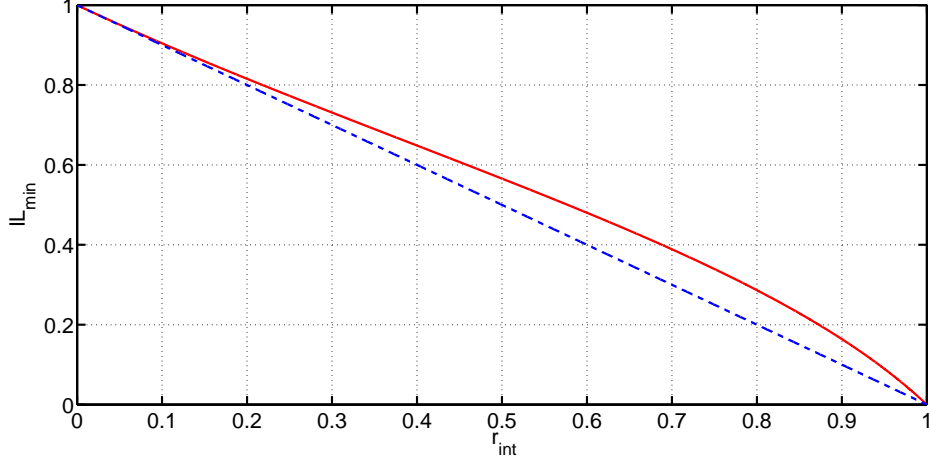
---



**Figura 2.4:** Andamento delle perdite minime in funzione del campo riflesso dalla faccetta (nell'ipotesi in cui  $r_{ext} = 0$ ) per ottenere matrici di scatter delle faccette con autovalori  $Q$  strettamente positivi

due curve. Si nota chiaramente come l'errore introdotto sia trascurabile per valori di riflessioni inferiori al 10% per poi incrementare all'aumentare del campo retroriflesso. Per valori di  $r_{int} < 65\%$  la sovrastima delle perdite di inserzione è inferiore ad 1 dB e raggiunge un massimo di 3 dB per coefficienti di riflessione prossimi ad 1. Si può quindi concludere che la scelta fatta è ragionevole poichè, dai dati sperimentali, si è osservato che il coefficiente di riflessione in potenza si attesta attorno ai 0.0001. A causa dell'asimmetria nella dimensione tra la matrice di scattering e di trasmissione, dovuta allo sbilanciamento tra il numero di porte in ingresso e uscita dell'accoppiatore, non è possibile seguire la trattazione classica che prevede la trasformazione delle matrici di scatter in matrici di trasmissione, poichè la trasformazione comporta ad una perdita di informazioni [10]. Per questo motivo, per arrivare alla definizione di questo modello, è stato utilizzato il metodo che sfrutta la matrice *completa*. La matrice completa è formata dalle matrici di scattering dei singoli componenti e da una serie di elementi, pari a -1, che rappresentano le interconnessioni tra le porte del circuito (che in questo caso è formato dalle faccette riflettenti e dall'MMI). Le matrici S dei singoli componenti sono disposte lungo la diagonale principale della matrice secondo l'ordine in cui sono stati inseriti dall'utente nel foglio di lavoro, che corrisponde all'ordine in

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)



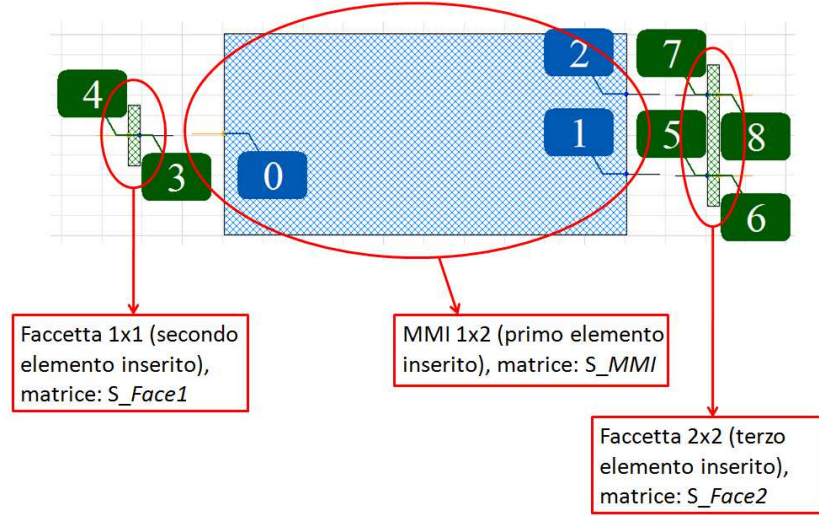
**Figura 2.5:** Confronto tra le perdite minime (curva rossa continua) e l'approssimazione introdotta (curva blu tratteggiata) in funzione del campo riflesso dalla faccetta (nell'ipotesi in cui  $r_{ext} = 0$ )

cui sono numerate globalmente le porte del circuito. La risoluzione numerica del sistema richiede di invertire la matrice completa [8] (come esempio si prenda in esame la figura 2.6). La matrice sarà composta da elementi pari a -1 nelle posizioni: (0;3), (3;0), (1;5), (5;1), (2;7) e (7;2), mentre sulla diagonale principale saranno presenti le matrici di scattering nell'ordine:  $S_{MMI}$ ,  $S_{Face1}$  e  $S_{Face2}$ . L'inserimento delle faccette asimmetriche (con le ipotesi adottate), permette di ottenere la seguente matrice di scatter

$$\mathcal{S}_{MMI,\mathcal{F}} = \begin{pmatrix} S_{MMI,F_{00}} & S_{MMI,F_{01}} & S_{MMI,F_{02}} \\ S_{MMI,F_{10}} & S_{MMI,F_{11}} & S_{MMI,F_{12}} \\ S_{MMI,F_{20}} & S_{MMI,F_{21}} & S_{MMI,F_{22}} \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

i cui parametri sono riportati dalle relazioni C.1 e, in questo caso,  $\varphi = \frac{-2\pi}{\lambda} L_o + \frac{\pi}{4}$  e la matrice di scatter che descrive la faccetta a due porte è definita nell'equazione 2.9.

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)



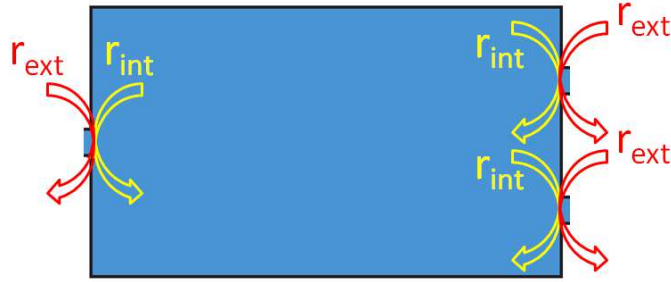
**Figura 2.6:** Esempio di circuito con accoppiatore direzionale e faccette riflettenti

$$S_{F2} = \begin{pmatrix} i r_{int} & 0 & \sqrt{IL} t_{ext} & 0 \\ 0 & i r_{int} & 0 & \sqrt{IL} t_{ext} \\ \sqrt{IL} t_{int} & 0 & i r_{ext} & 0 \\ 0 & \sqrt{IL} t_{int} & 0 & i r_{ext} \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

I termini  $r_{ext}$  e  $r_{int}$  assumono il significato di coefficienti di riflessione esterna (ossia la riflessione che incontra l'onda ottica che si propaga dall'esterno verso la bocca di ingresso dell'accoppiatore) ed interna (ossia la riflessione che incontra l'onda ottica che si propaga all'interno della slab multimodale verso le porte di uscita), rispettivamente. Si prenda come riferimento la figura 2.7. A differenza del modello descritto dalla matrice definita in 2.4, i parametri legati alla riflessione esterna ( $r_{ext}$ ) sono invertiti con quelli relativi alla riflessione interna ( $r_{int}$ ) per assicurare la giusta alternanza dei parametri di riflessione nel modello completo. Per ultimare il modello è stato introdotto il *rapporto di estinzione* definito come il rapporto tra la potenza retroriflessa dalla porta 2 e la potenza uscente dalla porta 1 (per la numerazione delle porte, si consideri l'immagine 2.2)

$$ER = \frac{P_{riflessa,2}}{P_{riflessa,1}}. \quad (2.10)$$

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)



**Figura 2.7:** Definizione dei coefficienti di riflessione dell'accoppiatore multimodale con una porta di ingresso e due di uscita (e viceversa)

Per ottenere la nuova modifica è necessario introdurre uno sfasamento tra le bocche di uscita 1 e 2 dell'accoppiatore (prima degli elementi di riflessione concentrata). Lo sfasamento può essere modellizzato da un tratto di guida dritta, come si evince dalla figura 2.8 dove si notano quest'ultimi elementi, l'accoppiatore e le faccette asimmetriche. La differenza di fase ( $\Delta\phi$ ) introdotta è legata al rapporto di estinzione ( $ER$ ) tra le porte 2 e 1 (e viceversa). La matrice di scatter che deve essere introdotta nel sistema (seguendo la me-



**Figura 2.8:** Modello grafico per l'introduzione della differenza di fase tra le porte di uscita 1 e 2 dell'accoppiatore multimodale

todologia già descritta per l'inserimento delle faccette riflettenti) è quella di una coppia di guide, una di lunghezza ottica  $L_s$  e l'altra di lunghezza ottica nulla ( $\Delta\phi$  è controllato modificando il valore di  $L_s$ , essendo  $\Delta\phi = \frac{2\cdot\pi}{\lambda} L_s$ ).

$$\mathcal{S}_{\text{swg}} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & e^{-i\Delta\phi} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ e^{-i\Delta\phi} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)

---

La matrice di scatter del modello dell'MMI così modificato, è definita dall'equazione 2.12:

$$S_{\text{MMI}+\mathcal{L}} = \begin{pmatrix} S_{\text{MMI},\alpha} & S_{\text{MMI},\beta} & S_{\text{MMI},\gamma} \\ S_{\text{MMI},\delta} & S_{\text{MMI},\epsilon} & S_{\text{MMI},\phi} \\ S_{\text{MMI},\chi} & S_{\text{MMI},\eta} & S_{\text{MMI},\theta} \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

i cui parametri sono dati dall'insieme di relazioni C.2:

Dalla definizione di rapporto di estinzione (2.18) e dai coefficienti della matrice di scatter si ottiene l'espressione di  $ER$  in funzione dei parametri del modello:

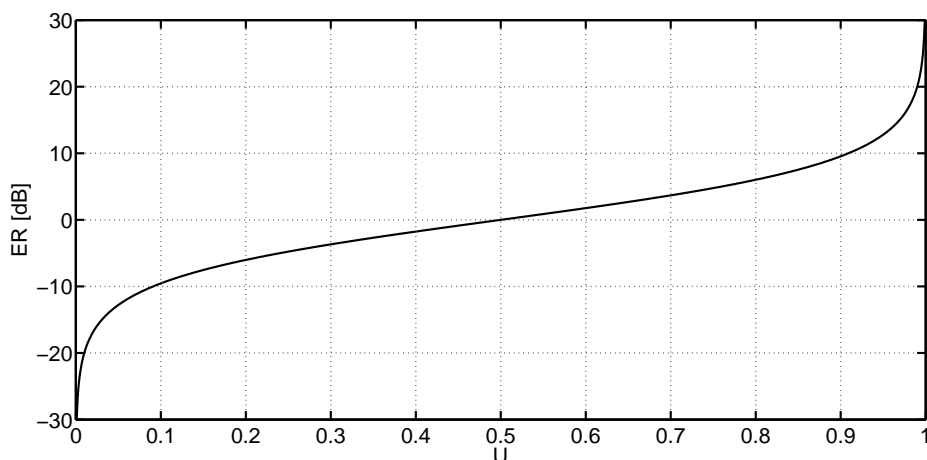
$$\begin{aligned} ER &= \frac{P_{\text{riflessa},2}}{P_{\text{riflessa},1}} \\ &= \frac{|S_{\text{MMI},\theta}|^2}{|S_{\text{MMI},\phi}|^2} \\ &= \frac{|U|}{|U - 1|} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Come si evince dalla fomula 2.13 il valore del rapporto di estinzione rimane costante per qualsiasi valore di  $r_{\text{int}}$ . Questo risultato è facilmente intuibile dal fatto che la potenza in uscita dalle porte 1 e 2 dipende dal coefficiente di riflessione della faccetta che interfaccia la porta 0 (figura 2.2) con la slab multimodo dell'MMI e dal fattore di sbilanciamento del dispositivo. Il primo però è un termine comune e, quindi, non influisce sul rapporto tra la potenza calcolata sulle due bocche considerate. Nel caso in cui l'accoppiatore sia perfettamente bilanciato, il valore di  $ER$  è pari a  $0 \text{ dB}$ . I calcoli portano ad ottenere una banale relazione tra il rapporto di divisione della potenza ( $U$ ) e il rapporto d'estinzione ( $ER$ ), che è diretta conseguenza delle approssimazioni introdotte sui coefficienti di riflessione. Nel seguito questa assumerà una forma più complessa e, per questo motivo, si è scelto di esplicitarla.

Si analizza ora il modello generato, riportando la curva che descrive l'estinzione in decibel di potenza tra le bocche di uscita 2 e 1 per diversi valori del fattore di sbilanciamento ( $U$ ), nel caso si imponga una sorgente ottica alla porta numero 2 (figura 2.9). La curva presenta un andamento monotono cre-

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)

---



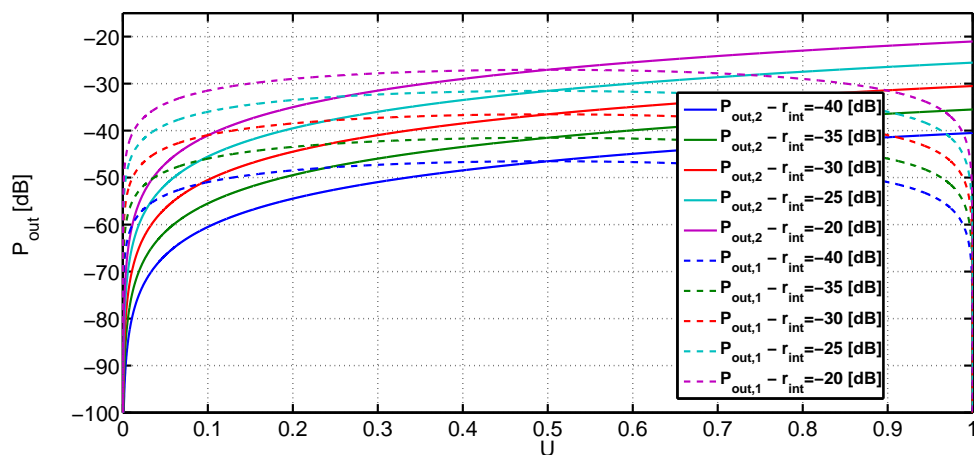
**Figura 2.9:** Evoluzione del rapporto di estinzione in funzione dello splitting ratio dell'MMI

scende all'aumentare del rapporto di sbilanciamento. Per  $U > 0.5$ , la potenza in uscita dalla bocca 2 è maggiore rispetto a quella in uscita dalla bocca 1, viceversa, per  $U < 0.5$  la potenza che fuoriesce dalla porta 1 risulta essere maggiore. In figura 2.10 sono visualizzati alcuni esempi dell'andamento della potenza in uscita dalle porte 1 e 2 in funzione del fattore di sbilanciamento, per diversi valori di riflessione interna.

Se non dichiarato diversamente, da qui in avanti i risultati presentati si considerano alla lunghezza d'onda di  $1550 \text{ nm}$  ed una lunghezza ottica dell'MMI di  $1000 \mu\text{m}$ .

Le curve sono ottenute inserendo un campo di ingresso alla porta 2. Le linee continue fanno riferimento alla potenza retroriflessa alla porta 2, invece quelle tratteggiate riguardano la potenza che fuoriesce dalla 1. Come si può notare, queste curve si alzano all'aumentare del coefficiente di riflessione (questa volta definito in potenza), ma la distanza tra due curve con lo stesso  $r_{int}$  rimane sempre costante. Questo effetto è dovuto a quanto visto precedentemente nell'equazione 2.13, la quale non presenta una dipendenza dal coefficiente di riflessione interno. In figura 2.11 viene mostrato, a titolo esemplificativo, lo spettro di potenza ottenuto utilizzando il modello fin qui descritto. Per ottenere la curva, è stato inserita una sorgente di campo continua alla porta

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)



**Figura 2.10:** Andamento della potenza in uscita alle bocche 1 e 2 al variare del rapporto di sbilanciamento ( $U$ ) dell'accoppiatore, per  $r_{int}$  (in potenza) compreso tra  $-20dB$  e  $-40dB$

di ingresso 0 e i parametri del modello sono:

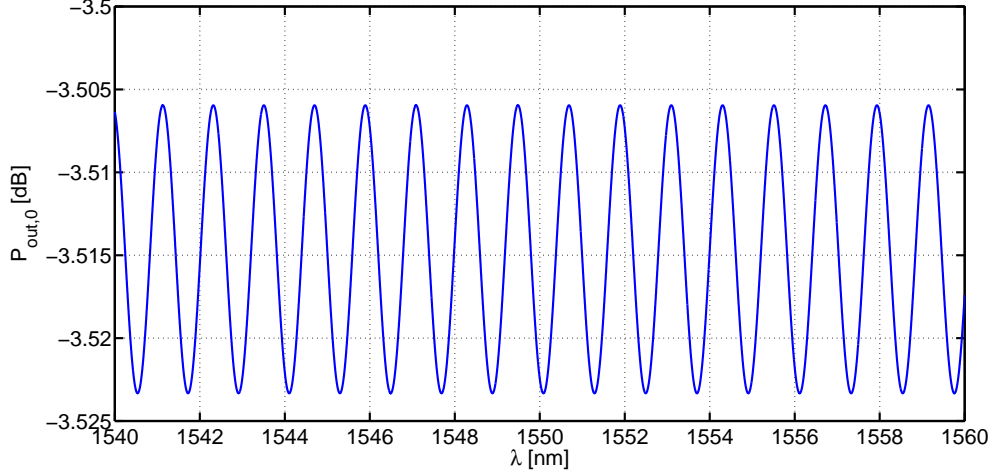
- $IL = 0.5dB$
- $r_{int} = -30dB$
- MMI bilanciato ( $U = 0.5$ )
- $L_{o,MMI} = 1000\mu m$

Il grafico mostra l'andamento ondulatorio tipico della cavità *Fabry-Pérot*. Questo effetto è dovuto alla cavità che si instaura nella slab multimodale a causa delle riflessioni interne presenti alle porte dell'accoppiatore (rappresentato in figura 2.7). La distanza tra due picchi adiacenti (ossia, il Free Spectral Range, FSR, calcolato in Hz), dipende dalla lunghezza ottica del dispositivo. Invece, la profondità delle frange è legata al coefficiente di riflessione e all'attenuazione (nell'esempio le perdite dell'intero sistema sono state riassunte nel corrispondente parametro degli elementi riflettenti).

Per concludere l'analisi del modello si è indagato l'impatto di una riflessione esterna non nulla, cioè il caso in cui l'ipotesi 2.7 non sia verificata e il modello vada generalizzato. Per effettuare questa analisi è necessario trovare un



## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)



**Figura 2.11:** Funzione di trasferimento in potenza per l'accoppiatore multimodale con faccette riflettenti, tra la porta 0 e la porta 2

modo per estrarre le perdite minime di inserzione ( $IL_{min}$ ) come funzione dei coefficienti di riflessione esterno ( $r_{ext}$ ) ed interno ( $r_{int}$ ), per garantire la validità della matrice  $S$ . La matrice di scatter del sistema completo è descritta dalle equazioni 2.14 - C.3 che sono ottenute applicando il principio descritto in [8]. Per una maggior comprensione, si faccia riferimento alle figure 2.2 - 2.7.

$$S_{tot,MMI1x2} = \frac{1}{\Gamma} S_t \quad (2.14)$$

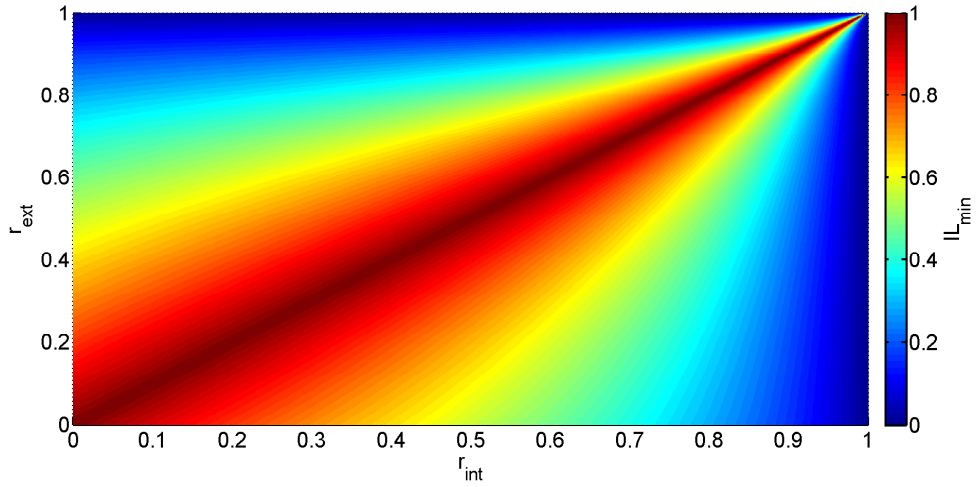
Dove

$$\Gamma = (r_{int}^2 e^{2i\Delta\phi} - r_{int}^2) e^{2i\varphi} U - r_{int}^2 e^{2i\varphi+2i\Delta\phi} - e^{2i\Delta\phi+2\alpha}$$

e i coefficienti complessi della matrice  $S_t$  sono dati dalle equazioni C.3. In figura 2.12 è riportato l'andamento delle perdite minime in funzione dei parametri di riflessione. Non essendo possibile ottenere una relazione in forma chiusa tra questi parametri, è stato eseguito un fitting polinomiale di terzo grado sui dati ottenuti dall'analisi numerica eseguita sugli autovalori della matrice  $Q$  delle faccette con riflessioni interne ed esterne. Per completezza si riporta l'andamento delle perdite in potenza in funzione di  $r_{ext}$  e  $r_{int}$  (quest'ultime in campo). La barra di colori indica il valore minimo che deve

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)

assumere il parametro  $IL$  per soddisfare la condizione citata. Si ricorda che il componente è simmetrico rispetto alle perdite, infatti, esiste una simmetria nella colorazione data dall'avvicinarsi di  $r_{ext}$  al valore di  $r_{int}$ . In questo caso le faccette riducono il grado di asimmetria e le perdite necessarie per rispettare la condizione imposta sugli autovalori della matrice  $Q$  diventano piccole. In questo contesto,  $r_{ext} \neq 0$  e ciò provoca un impatto sul rapporto



**Figura 2.12:** Andamento delle perdite al variare dei coefficienti di riflessione in campo interno ed esterno

di estinzione. Tuttavia l'influenza del coefficiente di riflessione esterno su  $ER$  è limitata alla porta dove si pone la sorgente ottica, ma non sulle altre. A differenza del caso precedente, in cui  $r_{ext} = 0$ , ora esiste una dipendenza tra il rapporto di estinzione e la differenza di fase  $\Delta\phi$ . Quindi variando la lunghezza ottica  $L_s$  si può ottenere un valore di  $ER$  mutevole.

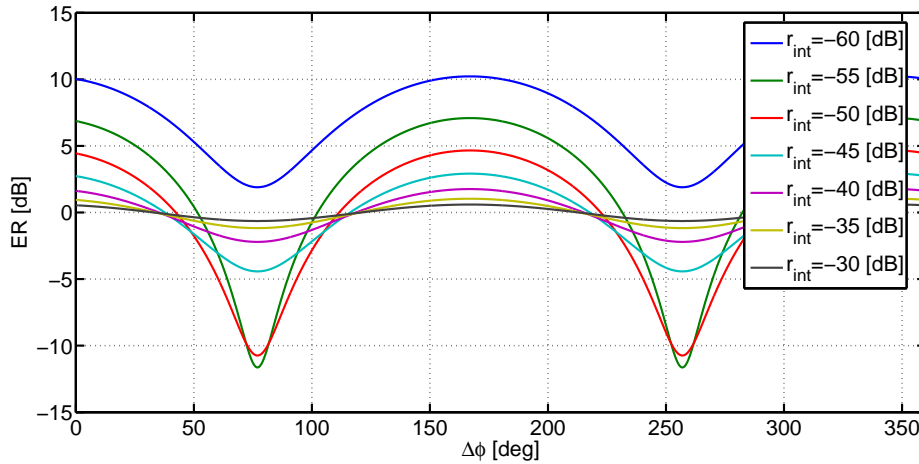
Si introduce l'analisi del rapporto di estinzione.

La formulazione definita dall'espressione 2.15 permette di ottenere lo sfasamento  $\Delta\phi$  in funzione dei parametri del dispositivo (riflessioni e perdite) e del rapporto di estinzione

$$\Delta\phi = \frac{\sqrt{\Delta} + 2 r_{ext} r_{int} t_{ext} t_{int} e^{2\alpha} IL \sin(2\varphi) U + 2 r_{ext}^2 r_{int}^2 e^{2\alpha} \sin(2\varphi) U}{X} \quad (2.15)$$

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)

dove il radicando è definito nell'equazione: C.4 e il denominatore assume la forma definita dall'equazione C.5. Essendo l'equazione 2.15 molto complessa, è utile rappresentare per via grafica l'andamento del rapporto di estinzione in funzione di  $\Delta\phi$  al variare dei coefficienti di riflessione e del fattore di divisione della potenza  $U$ . Il grafico 2.13 dimostra chiaramente che vi è una stretta

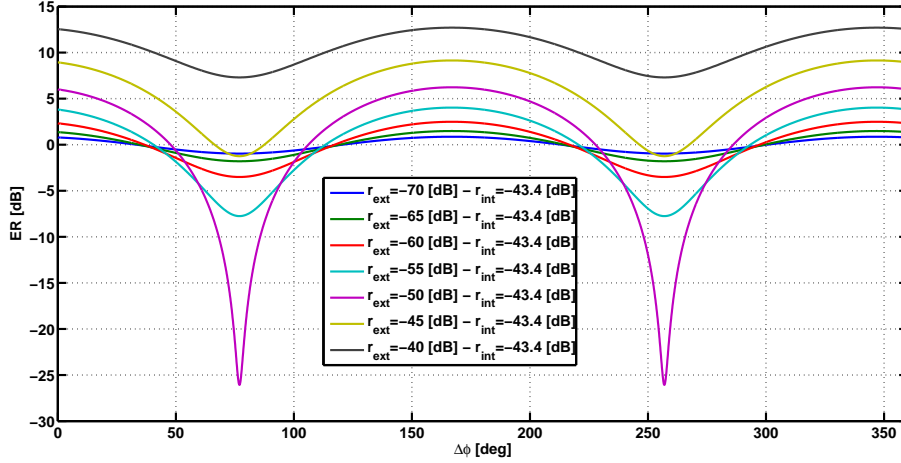


**Figura 2.13:** Evoluzione del rapporto di estinzione in funzione dello sfasamento introdotto, per  $r_{ext} = -60\text{ dB}$  e  $r_{int}$  compreso tra  $-60\text{ dB}$  e  $-30\text{ dB}$

relazione tra  $ER$  e il coefficiente di riflessione interno. Le curve sono ricavate da simulazioni sul modello impostando i seguenti parametri:  $r_{ext} = -60\text{ dB}$  (in potenza),  $U = 0.5$ . Il valore di  $r_{ext}$  è trascurabile. Tuttavia, dalle misure (presentate nel capitolo 3) si evidenzia che il coefficiente di riflessione esterno è di gran lunga inferiore rispetto a quello interno, quindi impostando questo dato si cerca di avvicinare le condizioni di simulazione ad uno scenario reale. All'aumentare di  $r_{int}$  le curve tendono ad avere un aumento dell'escursione fino a  $r_{int} = -50\text{ dB}$ , per poi contrarsi. La curva di colore nero (che presuppone un coefficiente di riflessione interno in potenza pari a  $-30\text{ dB}$ ) presenta un massimo attorno a  $0.6\text{ dB}$  ed un minimo che sfiora i  $-0.7\text{ dB}$ . Questo è dovuto al fatto che  $r_{int} \gg r_{ext}$  e, come già evidenziato precedentemente nella relazione 2.13, il rapporto di estinzione tende ad essere costante in funzione dello sfasamento  $\Delta\phi$  e dipendente unicamente da  $U$ .

In figura 2.14, invece, si valuta l'andamento di  $ER$  in funzione di  $\Delta\phi$  per

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)

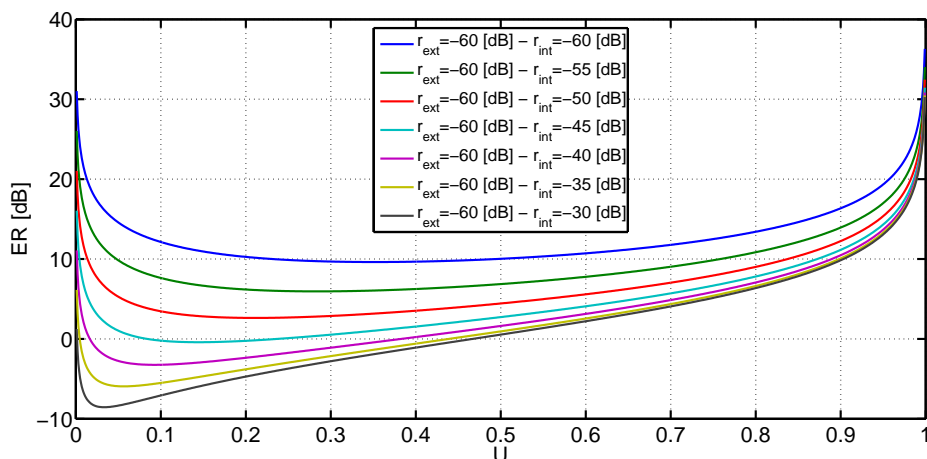


**Figura 2.14:** Progresso del rapporto di estinzione in funzione dello sfasamento introdotto, per  $r_{int} = -43.3 \text{ dB}$  e  $r_{ext}$  compreso tra  $-70 \text{ dB}$  e  $-40 \text{ dB}$

diversi valori di  $r_{ext}$ , fissato  $r_{int}$  a  $-43.4 \text{ dB}$  di potenza. Quest'ultimo è il valore medio assunto dal coefficiente di riflessione interno riscontrato durante la campagna di misure (presentata nel capitolo 3) per questo tipo di componenti e, qui, viene utilizzato per ottenere le curve del rapporto di estinzione del componente. All'aumentare della potenza retroriflessa esternamente le curve tendono ad assumere una dinamica sempre più elevata, fino a che le riflessioni sui due lati delle faccetta diventano confrontabili. Se il coefficiente di riflessione esterno diventa maggiore di quello interno, le linee propendono ad uno schiacciamento e ad un innalzamento causato della maggior quantità di potenza retroriflessa dalla porta 2. Si conclude che vi è una forte relazione tra i parametri di riflessione concentrata e il valore del rapporto di estinzione, inoltre fissati i parametri di riflettività, la curva che definisce l'estinzione in funzione dello sfasamento assume valori in intervalli che dipendono proprio da questi coefficienti. Quindi vi sono dei limiti sui valori raggiungibili dall' $ER$  e questi dipendono a loro volta dai parametri dell'accoppiatore. Dalla funzione 2.15 si nota nuovamente la presenza dello sbilanciamento dell'MMI. Come sarà messo in evidenza nei prossimi capitoli, dalle misure effettuate risulta che questo fattore si attesta nell'intorno di 0.5. Il modello, per come è stato progettato, non pone limiti ai valori assunti da  $U$  (purchè  $0 \leq U \leq 1$ ), quindi

## 2.1. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 1x2)

si riportano i risultati delle simulazioni sul rapporto di estinzione in funzione del fattore di sbilanciamento dell'accoppiatore multimodale. Il grafico in fi-



**Figura 2.15:** Rapporto di estinzione in funzione del fattore di sbilanciamento della potenza dell'MMI ( $U$ ), per  $r_{ext} = -60$  dB (in potenza) e  $r_{int}$  compreso tra  $-60$  dB e  $-30$  dB

gura 2.15 riporta la dipendenza di  $ER$  da  $U$  fissato il coefficiente di riflessione esterno a  $-60$  dB, per diversi valori di potenza riflessa sul lato interno delle faccette. All'aumentare della differenza tra la riflettività interna ed esterna, le curve subiscono una deformazione sempre più accentuata per piccoli valori di  $U$  e uno spostamento verso il basso. La crescita delle curve all'aumentare di  $U$  è dovuta al fatto che più questo parametro aumenta, più il componente accoppia potenza in uscita alla porta numero 2 ma la stessa cosa vale per  $U$  piccoli, solo che in questo caso per  $U$  che tende a 0 sempre meno potenza viene retroriflessa alla faccetta interna che si interfaccia alla porta 0, quindi vi è sempre meno potenza in uscita dalla porta 1. Tuttavia alla porta 2 esce una potenza che è dovuta al coefficiente di riflessione  $r_{ext}$ , quindi, il rapporto di estinzione tende ad infinito. Si è giunti alla definizione di un modello matematico ottenuto grazie alle matrici di scatter dei singoli componenti riassunti in figura 2.6. Il risultato è un modello complesso che permette di valutare le prestazioni dell'accoppiatore ad interferenza multimodale in configurazione asimmetrica (un ingresso e due uscite, o viceversa), al variare del rapporto di

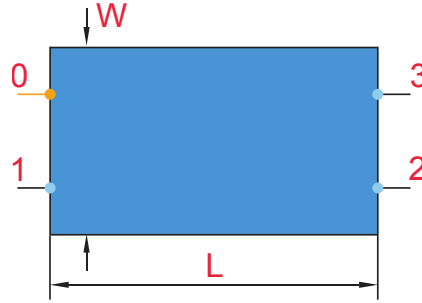
## 2.2. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 2x2)

---

estinzione tra le bocche 1 e 2, il fattore di sbilanciamento dell'accoppiatore e dei coefficienti di riflessione esterno e interno.

## 2.2 Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 2x2)

Come già descritto nel paragrafo precedente, anche in questo caso il modello è stato costruito partendo dalla matrice di scatter del componente nel caso più elementare. In figura 2.16 è mostrato lo schema grafico del dispositivo. La matrice di scatter dell'accoppiatore multimodale con due ingressi



**Figura 2.16:** Modello grafico di un MMI con due ingressi e due uscite

e due uscite è una matrice  $4 \times 4$  e può essere trovata facilmente facendo riferimento al funzionamento del dispositivo. Infatti, considerando solo le perdite ( $\alpha$ ), il fattore di sbilanciamento ( $U$ ) e lo spostamento di fase ( $\varphi_{p,q}$ ) tra la porta  $p$  di ingresso e la porta  $q$  di uscita è possibile ottenere la matrice descritta nell'equazione 2.16,

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -ie^{i\varphi-\alpha}\sqrt{U} & -e^{i\varphi-\alpha}\sqrt{1-U} \\ 0 & 0 & -e^{i\varphi-\alpha}\sqrt{1-U} & -ie^{i\varphi-\alpha}\sqrt{U} \\ -ie^{i\varphi-\alpha}\sqrt{U} & -e^{i\varphi-\alpha}\sqrt{1-U} & 0 & 0 \\ -e^{i\varphi-\alpha}\sqrt{1-U} & -ie^{i\varphi-\alpha}\sqrt{U} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

dove

$$\varphi = -\frac{2\pi}{\lambda}L_o + \frac{\pi}{4}.$$

[1]

## 2.2. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 2x2)

---

Il modello si basa su quattro importanti ipotesi:

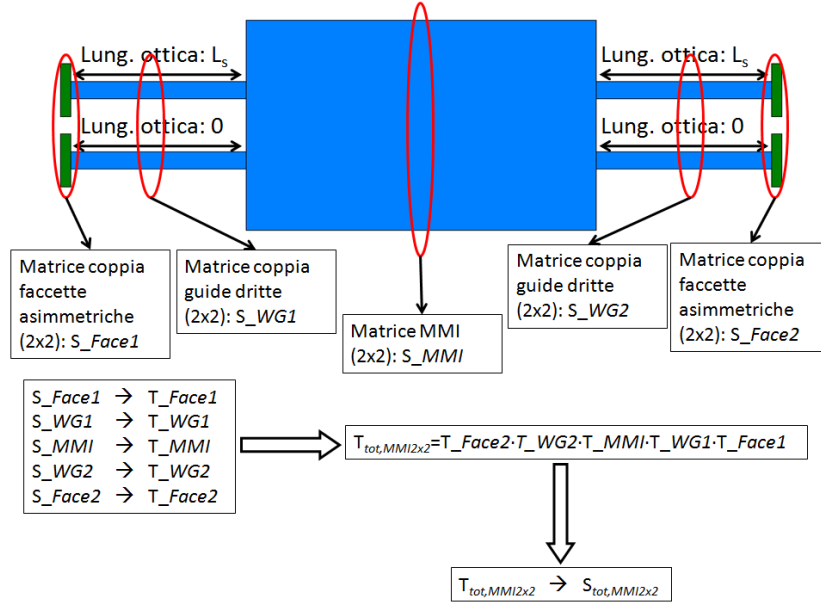
1. perdite di inserzione uguali sulla parte interna ed esterna della singola faccetta ( $IL$ )
2. riflessione sul lato esterno della faccetta nulla ( $r_{ext} = 0$ )
3. le perdite del dispositivo completo sono ripartite in ugual misura sulle giunzioni asimmetriche

La seconda ipotesi è ben supportata dai dati sperimentali i quali, come già enunciato nel paragrafo precedente, indicano che la potenza retroriflessa dovuta alla faccetta che si interfaccia direttamente con la guida di ingresso, è di gran lunga inferiore rispetto alla potenza che viene riflessa internamente all'MMI.

I modelli delle faccette asimmetriche e delle guide dritte sono gli stessi riportati nel paragrafo 2.1 e, quindi, valgono tutte le considerazioni fatte sulle perdite minime delle giunzioni asimmetriche. Per ottenere la matrice di scatter dell'accoppiatore ad interferenza multimodale con due porte di ingresso e di uscita sono state integrate le matrici  $S$  viste in precedenza. Siccome la matrice di scatter e di trasmissione dell'MMI  $2 \times 2$  hanno le stesse dimensioni, al contrario di quanto accade per il caso  $1 \times 2$ , non si ha perdita di informazione nel passaggio da un tipo di matrice all'altra. Per ottenere la matrice  $S$  del dispositivo che tiene conto delle retroriflessioni alle bocche dell'accoppiatore e del rapporto di estinzione, in questo caso, è stato sfruttato il prodotto delle matrici di trasmissione dei singoli elementi [10]. Questo metodo richiede tempi di calcolo notevolmente più ridotti. Uno schema concettuale è riportato in figura 2.17 nella quale sono descritti a livello concettuale i passaggi eseguiti: dopo aver ottenuto le matrici di scatter dei singoli elementi (faccette asimmetriche, tratti di guide dritte e MMI), sono state ricavate (secondo [10]) le relative matrici di trasmissione. Quest'ultime sono infine state moltiplicate per ottenere la matrice  $T$  del sistema che, a sua volta, è stata convertita in matrice  $S$ . Si nota che nelle coppie di guide dritte la prima ha una lunghezza ottica  $L_s$ , mentre la seconda ha lunghezza ottica nulla. Questo permette di introdurre un rapporto di estinzione variabile in funzione

## 2.2. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 2x2)

della differenza di fase  $\Delta\phi$  (si faccia riferimento alla relazione 2.2) tra le porte presenti sullo stesso lato del componente, che a sua volta dipende dal valore assunto da  $L_s$ .



**Figura 2.17:** Schema di principio utilizzato per ottenere la matrice  $S$  del sistema completo

$$\begin{aligned}\Delta\phi &= \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot L_s - \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot 0 \\ &= \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot L_s\end{aligned}$$

La matrice di  $S$  del modello fin qui ottenuto è data dalla relazione 2.17, dove  $\Psi$  è dato dalla relazione C.6 e i coefficienti della matrice sono definiti dalle relazioni C.7.

$$\mathcal{S}_{tot,MMI2x2} = \frac{1}{\Psi} \mathcal{S}_t \quad (2.17)$$

L'oggetto mostrato nella figura 2.17 è proprio quello descritto dalla matrice 2.17. Nel caso di MMI  $2 \times 2$  il rapporto di estinzione è definito come la potenza retroriflessa dalla porta 0 e la potenza uscente dalla porta 1 (per la numerazione delle porte, si prenda come riferimento l'immagine 2.16). Le



## 2.2. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 2x2)

---

valutazioni che seguono sull'estinzione della potenza riguarderanno le bocche 0 e 1, ma possono essere perfettamente ricondotte sulle porte 3 e 2.

$$ER = \frac{P_{riflessa,0}}{P_{riflessa,1}}. \quad (2.18)$$

Sostituendo ai valori  $P_{riflessa,0}$  e  $P_{riflessa,1}$ , rispettivamente  $\frac{1}{2}|S_{t,00}|^2$  e  $\frac{1}{2}|S_{t,10}|^2$ , si ottiene la relazione che lega il rapporto di estinzione allo sfasamento  $\Delta\phi$ , secondo la formula 2.19.

$$\Delta\phi = -\frac{\sqrt{\Delta} + 2r_{int}^2 \sin(2\varphi) U - 2r_{int}^2 \sin(2\varphi)}{2r_{int}^2 \cos(2\varphi) - r_{int}^4 - 1} \quad (2.19)$$

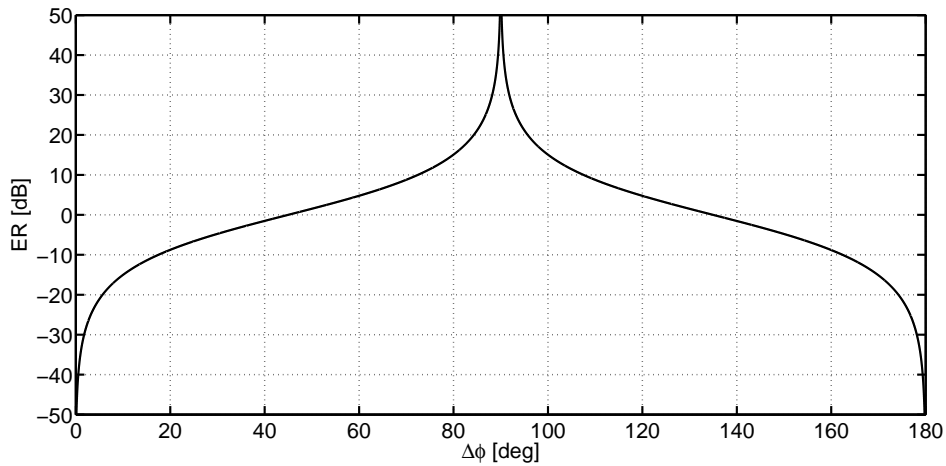
con

$$\begin{aligned} \Delta = & - (8r_{int}^2 ER^2 \cos(2\varphi) + (-4r_{int}^4 - 4) ER^2) |U - 1| |U| - \\ & - (2r_{int}^4 \cos(4\varphi) - 8r_{int}^2 \cos(2\varphi) + 2r_{int}^4 + 4) U^2 - \\ & - ((4r_{int}^2 - 4r_{int}^6) \cos(2\varphi) + 4r_{int}^4 - 4) U - r_{int}^8 + 2r_{int}^4 - 1 \end{aligned}$$

Nel seguito viene mostrata l'analisi del modello.

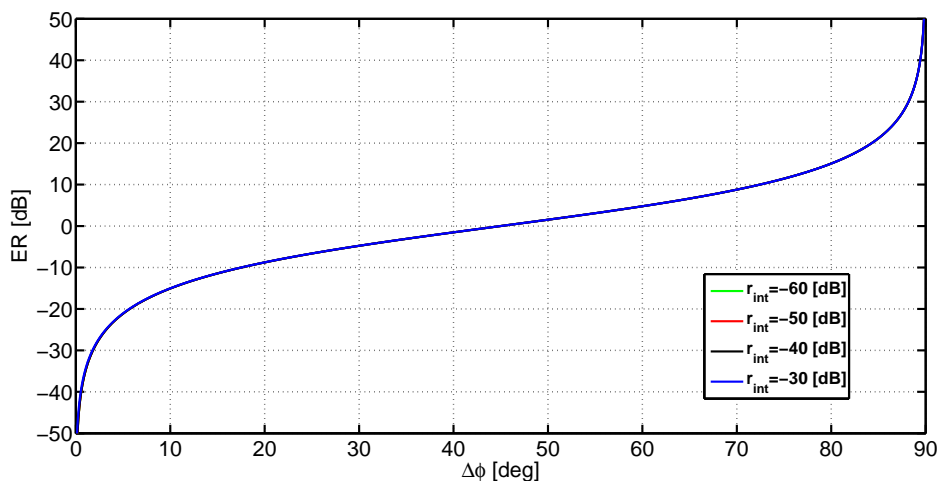
Questa si concentra principalmente sull'andamento del rapporto di estinzione visto che la variazione del suo valore introduce effetti non immediatamente intuitivi. Nelle prossime figure sono presentati i risultati ottenuti dalle simulazioni sul modello e le relazioni tra  $ER$  e i parametri di progetto dell'MMI. In particolare, si è scelta una lunghezza ottica del componente pari a  $1030\mu m$  (a puro scopo esemplificativo) e, salvo altre precisazioni, è stato definito un fattore di sbilanciamento pari al 50% e un coefficiente di riflessione (interno) in potenza pari a  $-30 dB$ . Il tutto è calcolato alla lunghezza d'onda di  $1550 nm$ . Prima di tutto si valuta l'andamento del rapporto d'estinzione in funzione di  $\Delta\phi$  (rappresentato in figura 2.18). La curva presenta un andamento divergente per  $\Delta\phi \rightarrow 0^\circ$  e  $\Delta\phi \rightarrow 90^\circ$  e una simmetria nell'intorno di  $\Delta\phi = 90^\circ$ . Per  $\Delta\phi \rightarrow 0^\circ$  la differenza di fase imposta tra le bocche dell'accoppiatore è nulla e, quindi, la potenza retroriflessa internamente dall'MMI viene inviata alla porta numero 1. All'aumentare di  $\Delta\phi$  la potenza ottica retroriflessa dal lato interno della faccetta viene invece concentrata maggiormente alla porta 0

## 2.2. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 2x2)



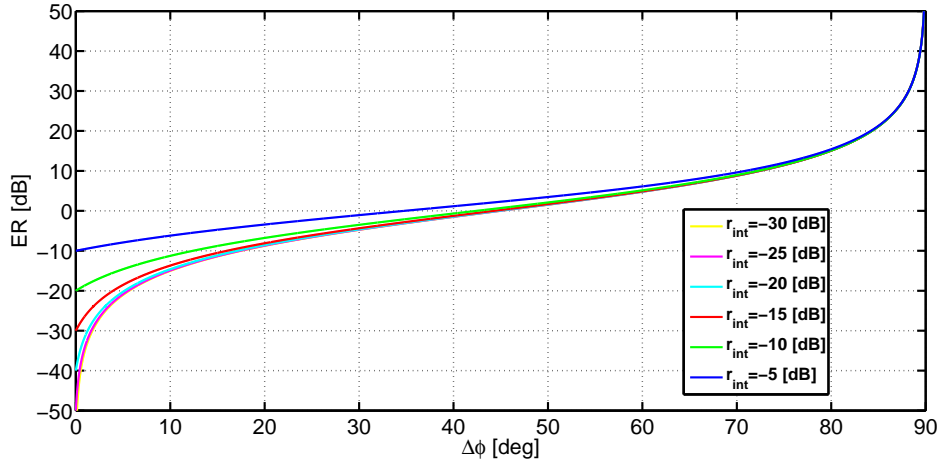
**Figura 2.18:** Rapporto di estinzione in funzione di  $\Delta\phi$

(alla quale è posto l'ingresso) e, quindi il rapporto  $ER$  cresce per  $\Delta\phi \rightarrow 90^\circ$ , per poi assumere un comportamento opposto per  $\Delta\phi \rightarrow 180^\circ$ . La dinamica assunta dalla curva mostrata in figura 2.18 è di gran lunga maggiore rispetto a quella assunta dai grafici in figura 2.14-2.15, quindi, con questa configurazione l'accoppiatore multimodale può assumere valori del rapporto di estinzione in un insieme più vasto. I grafici in figura 2.19-2.20 mostrano l'andamento



**Figura 2.19:** Rapporto di estinzione in funzione di  $\Delta\phi$ , per  $r_{int}$  compreso tra -60 dB e -30 dB

## 2.2. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 2x2)

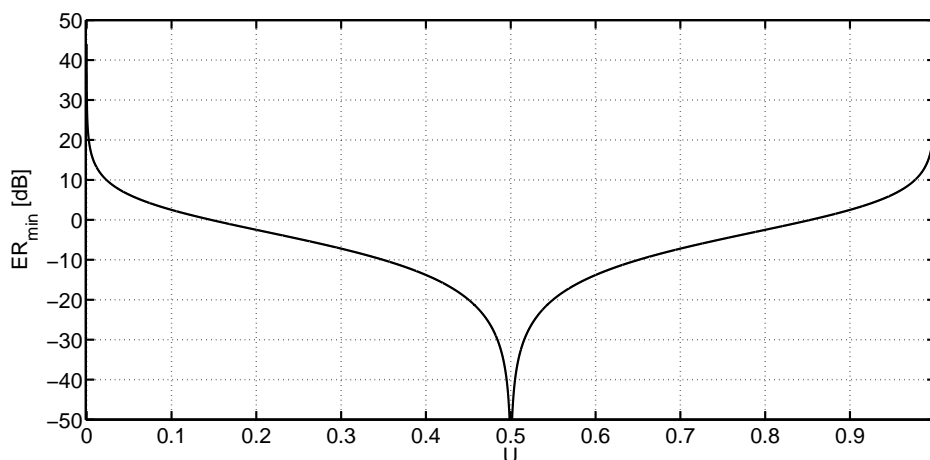


**Figura 2.20:** Rapporto di estinzione in funzione di  $\Delta\phi$ , per  $r_{int}$  compreso tra -60 dB e -5 dB

delle curve dell'estinzione della potenza in funzione dello sfasamento relativo tra le bocche poste sullo stesso lato dell'accoppiatore multimodale e del coefficiente di riflessione (in potenza). Si nota immediatamente che in regime di piccole riflessioni il rapporto di estinzione non presenta forti dipendenze da questo parametro. Al contrario, per riflessioni superiori a  $-20\text{ dB}$ , si nota una relazione sempre più forte che introduce uno spostamento verso sinistra e verso l'alto della curva. Un'analisi particolarmente interessante è quella che porta a capire il valore del rapporto di estinzione minimo raggiungibile in funzione del fattore  $U$  dell'accoppiatore. Dalla figura 2.21 viene riportato l'andamento del di  $ER_{min}$  (dove è  $ER_{min} = ER(\Delta\phi = 0^\circ)$ ) in funzione di  $U$  dell'MMI. Si nota immediatamente che per  $U$  che tende all'unità (ossia tutta la potenza è dirottata verso l'uscita *cross*, che è la numero 2 nel caso di ingresso posto alla porta 0) e per  $U$  che tende a 0 (tutta la potenza è inviata verso l'uscita *bar*, ossia la numero 3 dell'accoppiatore, nel caso in cui si imponga una sorgente alla porta 0) il valore del rapporto di estinzione minimo tende ad infinito. Per capire il motivo di questo risultato, si supponga di porre  $U = 1$  e di applicare una sorgente ottica alla porta 0. A meno delle perdite, tutta la potenza è inviata alla porta di *cross*, ossia la numero: 2 (si faccia riferimento alla figura 2.16). Tuttavia, la riflessione interna comporta

## 2.2. Accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI 2x2)

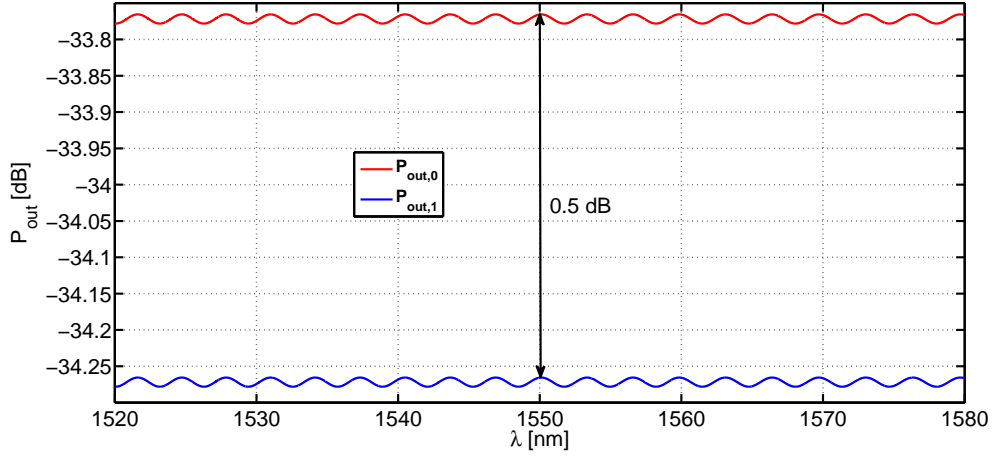
---



**Figura 2.21:** Estinzione della potenza in funzione del rapporto di divisione della potenza dell'MMI ( $U$ )

un campo riflesso che si propaga in direzione opposta, ma anche quest'ultimo, a causa della simmetria del dispositivo, vedrà un coefficiente  $U = 1$  e, quindi anche il campo riflesso viene inoltrato verso la porta di *cross* (ossia la 0). In queste condizioni, applicando un segnale ottico (ad esempio) alla porta 0, si ottiene un fenomeno di completo disaccoppiamento della porta numero 1 (lo stesso vale per la coppia di porte poste sull'altro lato del dispositivo). Questo evento, che però deve essere considerato solo ed esclusivamente a livello di modello, causa l'andamento divergente della curva descritta nella figura. La dipendenza di  $ER$  dal fattore di sbilanciamento e dal coefficiente di riflessione interno non permette di definire un'unica curva valida in tutti i casi. Tale dipendenza introduce dei vincoli sui valori di  $ER$  che sono effettivamente raggiungibili. Per completezza si mostra in figura 2.22 i risultati della simulazione ottenuta tramite il modello descritto, implementato in *ASPIC*<sup>TM</sup>, impostando  $r_{int} = -30$  dB (in potenza)  $ER = 0.5$  dB,  $U = 0.5$ . Le curve presentate si riferiscono alla potenza uscente dalla porta 0 e 1 dell'accoppiatore, nell'ipotesi in cui sia applicato un campo ottico in ingresso alla porta 0. L'andamento ondulatorio è dovuto alla cavità *Fabry-Pérot* creata all'interno della slab e il rapporto di estinzione è sempre verificato nell'intero insieme di lunghezza d'onda.

### 2.3. Accoppiatore direzionale



**Figura 2.22:** Potenza d'uscita dalle porte 0 e 1 in funzione della lunghezza d'onda  $\lambda$ , fissato  $ER = 0.5 \text{ dB}$ ,  $r_{int} = -30 \text{ dB}$  (in potenza) e  $U = 0.5$

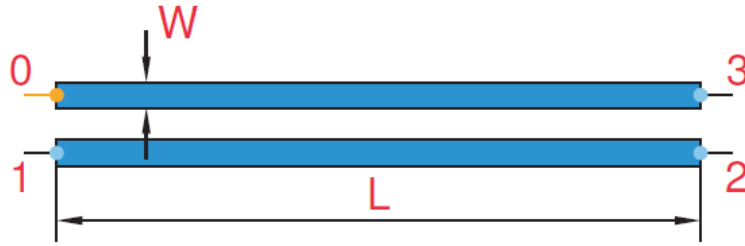
In conclusione, anche in questo caso, si è arrivati alla definizione di un modello matematico ottenuto grazie alle matrici di scatter dei singoli componenti riassunti in figura 2.17. Il risultato è un modello complesso che permette di valutare le prestazioni dell'accoppiatore ad interferenza multimodale, avente due ingressi ed altrettante uscite, al variare di un gran numero di parametri ottici del dispositivo, come: il rapporto di estinzione, il fattore di sbilanciamento dell'accoppiatore e del coefficiente di riflessione visto internamente alla slab multimodale.

## 2.3 Accoppiatore direzionale

L'accoppiatore direzionale è un componente spesso utilizzato in ottica integrata. Il dispositivo è costituito da due guide accoppiate tra loro di lunghezza  $L$ . Il meccanismo alla base del funzionamento di questi dispositivi è la *teoria dei modi accoppiati*. Si considerino due guide dielettriche parallele, talmente vicine tra loro che i rispettivi campi ne sono influenzati. Le equazioni che descrivono la propagazione in queste strutture si chiamano *equazioni dei modi accoppiati* e tengono conto del fatto che se le guide sono vicine queste interagiscono l'una con l'altra attraverso i modi evanescenti nello strato che

### 2.3. Accoppiatore direzionale

le separa. Dalla soluzione di queste equazioni si evince che esiste uno scambio di potenza tra le due guide con andamento periodico legato al parametro di accoppiamento ( $\kappa$ ) ed alla differenza tra le costanti di propagazione delle due guide ( $\Delta\beta$ ). Il parametro principale che caratterizza il dispositivo è il rapporto di accoppiamento/divisione della potenza  $K$ , definito come  $\frac{P_{bar}}{P_{bar}+P_{cross}}$   $\frac{P_{cross}}{P_{bar}+P_{cross}}$ . Imposto  $K$  e fissate le guide (ossia  $\kappa$  e  $\Delta\beta$ ), la lunghezza  $L$  si può ricavare dalle soluzioni delle equazioni dei modi accoppiati. In generale  $\kappa$  influisce sulla velocità con cui avviene l'accoppiamento e quindi sulla lunghezza del dispositivo [2]. In figura 2.23 è mostrato lo schema di un accoppiatore



**Figura 2.23:** Modello grafico di un accoppiatore direzionale a due ingressi e due uscite

direzionale, dove  $L$  indica la lunghezza fisica della zona di accoppiamento (di seguito sarà definita come  $L_C$ , ossia *lunghezza di accoppiamento*). Anche in questo caso il modello è stato costruito partendo dalla matrice di scatter del componente nel caso più elementare (assenza di perdite e riflessioni). La matrice di scatter dell'accoppiatore direzionale considerato ha dimensioni  $4 \times 4$  ed è stata ricavata da [11]. Questa è esplicitata nella relazione 2.20:

$$S_{DC} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & S_{DC,02} & S_{DC,03} \\ 0 & 0 & S_{DC,12} & S_{DC,13} \\ S_{DC,20} & S_{DC,21} & 0 & 0 \\ S_{DC,30} & S_{DC,31} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

### 2.3. Accoppiatore direzionale

---

dove  $\chi = \sqrt{1 - (\frac{\Delta\beta^2}{4} + 1) K}$  e i coefficienti complessi della matrice, sono dati dal sistema di equazioni 2.21.

$$\begin{aligned}
S_{DC,02} &= -\alpha i \sqrt{K} e^{i\varphi} \\
S_{DC,03} &= \alpha (\chi - 0.5 i \Delta\beta \sqrt{K}) e^{i\varphi} \\
S_{DC,12} &= \alpha (\chi + 0.5 i \Delta\beta \sqrt{K}) e^{i\varphi} \\
S_{DC,13} &= -\alpha i \sqrt{K} e^{i\varphi} \\
S_{DC,20} &= -\alpha i \sqrt{K} e^{i\varphi} \\
S_{DC,21} &= \alpha (\chi - 0.5 i \Delta\beta \sqrt{K}) e^{i\varphi} \\
S_{DC,30} &= \alpha (\chi + 0.5 i \Delta\beta \sqrt{K}) e^{i\varphi} \\
S_{DC,31} &= -\alpha i \sqrt{K} e^{i\varphi}
\end{aligned} \tag{2.21}$$

Analogamente per quanto riportato nel capitolo 2.2, la matrice di scatter del componente (che prevede le retriflessioni alle sue porte) può essere ottenuta moltiplicando in cascata le matrici di trasmissione delle faccette e dell'accoppiatore (fare riferimento alla matrice di scatter che rappresenta il modello della faccetta con due porte di ingresso e uscita definita dalla relazione 2.4) e, una volta ottenuta la matrice  $T$  del sistema completo, dalle relazioni descritte in [10] è possibile ricavare la matrice  $\mathcal{S}_{tot,DC}$  (riportata in 2.22 i cui parametri sono dati dalle C.10-C.12). Il coefficiente  $r_{ext}$  è il coefficiente di riflessione visto sul lato esterno della faccetta dell'accoppiatore (considerando un'onda che si propaga dall'esterno verso il dispositivo), al contrario,  $r_{int}$  è il coefficiente di riflessione visto da un'onda che si propaga verso l'esterno dell'accoppiatore. L'analisi delle perdite minime necessarie per ottenere una matrice di scatter di un componente passivo è già stata evidenziata nel primo paragrafo di questo capitolo.

$$\mathcal{S}_{tot,DC} = \frac{1}{\Theta} \mathcal{S}_t \tag{2.22}$$

### 2.3. Accoppiatore direzionale

---

con  $\Theta$  definito dall'equazione C.8 e i coefficienti della matrice sono dati dagli insiemi di equazioni: C.9-C.12, dove

$$\varphi = -2\pi L_o/\lambda.$$

I parametri del modello completo, sono:

$IL$  , perdite dovute alle faccette riflettenti

$L_o$  , lunghezza ottica del dispositivo

$\alpha$  , perdite dell'accoppiatore

$K$  , coefficiente di accoppiamento in potenza

$\Delta\beta$  , differenza tra le costanti di propagazione delle due guide accoppiate

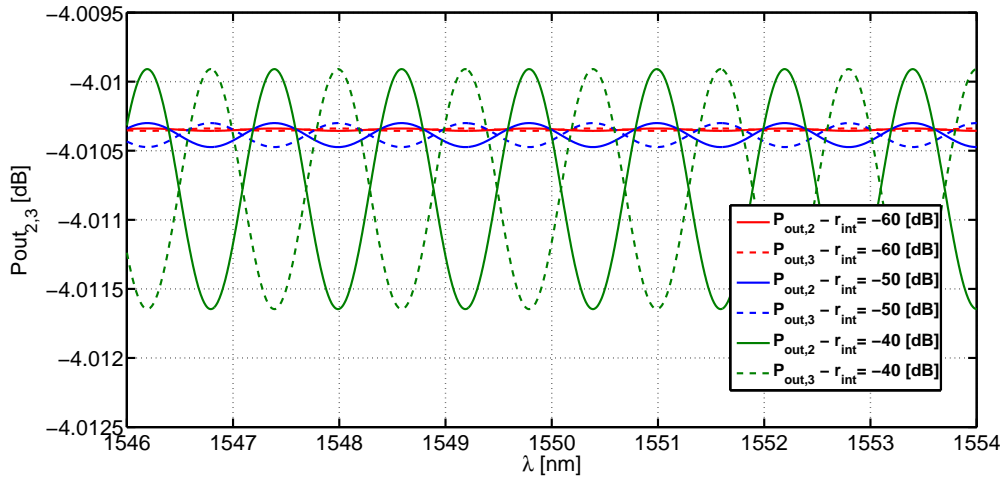
$r_{ext}$  , coefficiente di riflessione esterno alle bocche del dispositivo

$r_{int}$  , coefficiente di riflessione interno

Vengono ora mostrati alcuni risultati ottenute dalle simulazioni sul modello. In figura 2.24 si mostra l'andamento della potenza in uscita dalle bocche 2 (linee continue) e 3 (linee tratteggiate), nell'ipotesi in cui il campo di ingresso sia applicato alla porta numero 0. Per verificare il corretto funzionamento del modello è stata eseguita una simulazione e, gli spettri ottenuti si riferiscono alla potenza uscente dalle porte 2 e 3 (per la numerazione delle porte già vista in figura 2.23). In questo esempio si ipotizza di operare in regime di accoppiatore sincrono ( $\Delta\beta = 0$ ), che sarai poi usato anche nelle misure sperimentali. Le perdite del dispositivo sono state ripartite in ugual misura tra perdite di inserzione dovute alle faccette di ingresso/uscita e perdite dovute all'accoppiatore (si considera una attenuazione dell'onda ottica di 1 dB di potenza sull'intero dispositivo). Il grafico 2.24 è ottenuto con un coefficiente di riflessione della faccetta (lato esterno) di  $-50$  dB (in potenza) ed una lunghezza ottica dell'accoppiatore di  $1000 \mu m$ . Le curve riportate dimostrano che esiste una dipendenza della potenza in uscita al variare della lunghezza d'onda che è legata alla cavità Fabry-Peròt generata dalle faccette.



### 2.3. Accoppiatore direzionale



**Figura 2.24:** Andamento dello spettro alle porte di uscita 2 e 3 (con ingresso alla porta 0), in funzione della lunghezza d'onda  $\lambda$  per diversi valori di potenza riflessa all'interno delle guide ( $r_{ext}$  è fissato a  $-50\text{ dB}$ )

Tuttavia, l'escursione ottenuta è molto esigua (nell'ordine di  $2 \cdot 10^{-3}\text{ dB}$ , per  $r_{int} = -40\text{ dB}$ ) e decresce al diminuire di  $r_{int}$ , quindi si può concludere che non vi è un forte legame tra la potenza in uscita dalle porte dell'accoppiatore e il coefficiente di riflessione interno. Per ottenere una dinamica più elevata è necessario spingersi a coefficienti di riflessioni interni superiori ai  $-15\text{ dB}$ , ma questi sono casi puramente teorici.

## Capitolo 3

# Misure e analisi degli accoppiatori

In questo capitolo si approfondisce la tematica riguardante le misure effettuate sugli accoppiatori in fosforo d'indio ( $InP$ ). Delle tre tipologie di guida a disposizione, si analizzeranno le strutture con profondità di etching a  $600\text{ nm}$  e  $1700\text{ nm}$  confrontandone le prestazioni. Lo scopo di questo capitolo è caratterizzare le perdite, le retroriflessioni e il fattore di sbilanciamento degli accoppiatori direzionali. Sono stati presi in esame diverse fabbricazioni relative ai run *EuroPIC\_001* ed *EuroPIC\_003* e sarà presentato un confronto dei risultati più significativi dei due run. I dati ottenuti e riportati nelle seguenti sezioni saranno poi utilizzati nel capitolo 4 come parametri di simulazioni dei circuiti che sfruttano gli accoppiatori direzionali e ad interferenza multimodale. Nel paragrafo 3.1 si introduce il setup del banco di misura e le tecniche e i metodi adottati per l'estrazione dei parametri caratteristici delle guide d'onda.

Nei paragrafi 3.2, 3.3 e 3.4 vengono descritte le misure sperimentali analizzando le perdite dei componenti, il rapporto di divisione della potenza alle porte di uscita degli accoppiatori e le retroriflessioni indotte da questi componenti.

Nel paragrafo 3.5 si riassumono e si confrontano i risultati ottenuti nelle sezioni precedenti, sintetizzando i parametri utili per la definizione di completi

### 3.1. Le tecniche di misura

---

*building block.*

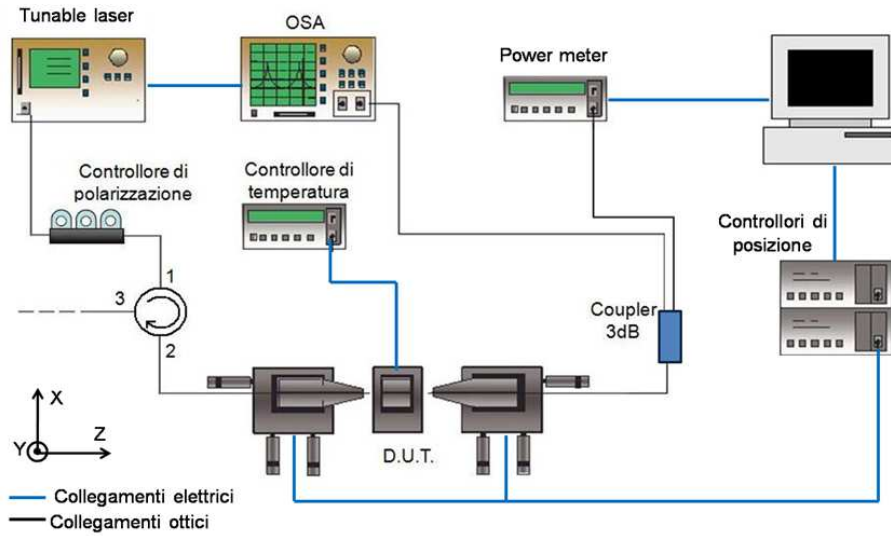
## 3.1 Le tecniche di misura

Tutte le misure per l'analisi dei parametri dei dispositivi, sono state effettuate alla temperatura di  $21^{\circ}\text{C}$  in una finestra spettrale larga  $60\text{ nm}$ , da  $1520\text{ nm}$  a  $1580\text{ nm}$ . L'obiettivo è quello di ricavare i parametri ottici del dispositivo. In particolare è stata data enfasi alle perdite di inserzione e alle riflessioni concentrate.

### Setup di laboratorio

In figura 3.1 si mostra lo schema del setup di laboratorio utilizzato per effettuare le misure spettrali. La generazione del segnale ottico avviene grazie alla sorgente laser, che ha una risoluzione massima di  $1\text{ pm}$  ed è collegata all'analizzatore di spettro ottico (O.S.A.) per permettere una acquisizione dati nella banda di lunghezze d'onda d'interesse ( $1520\text{ nm}$ - $1580\text{ nm}$ ) il quale, a sua volta, permette di acquisire un numero massimo di campioni pari a 20001. Il segnale all'uscita subisce un controllo della polarizzazione, prima di essere immesso nel circolatore e da qui alla fibra ottica di trasmissione. La raccolta della luce avviene tramite la fibra di ricezione che si collega ad un divisore di potenza a  $3\text{ dB}$ . Questo collega l'analizzatore di spettro per ottenere le misure spettrali e al misuratore di potenza che rileva la potenza ottica ricevuta in ogni istante. La posizione delle fibre è controllata elettronicamente attraverso il controllore di posizione. Infine il controllore di temperatura permette di stabilizzare la temperatura di lavoro del D.U.T. Le misure riportate in questa sezione sono state ottenute eseguendo acquisizioni spettrali in una banda di  $60\text{ nm}$  con 12001 campioni che equivale ad una risoluzione di  $5\text{ pm}$ .

### 3.1. Le tecniche di misura



**Figura 3.1:** Schema del banco di misura utilizzato per le analisi in laboratorio

### Il metodo di estrazione delle perdite: la tecnica del *contrasto di frangia*

In generale analizzando lo spettro di una guida dritta si può notare la cavità Fabry-Peròt causata dalle discontinuità delle faccette del chip, che generano riflessioni concentrate. Se si considerano i coefficienti di riflessione e trasmissione delle faccette del chip uguali in potenza, lo spettro in uscita dall'interferometro, è [4]:

$$T(f) = \frac{T^2 e^{-2\alpha L}}{(1 - R e^{-2\alpha L})^2 + 4 R e^{-2\alpha L} \sin^2(k n_{eff} L)} \quad (3.1)$$

dove  $R$  è il coefficiente di riflessione interno visto alle faccette ( $R_1 = R_2 = R$ ),  $T$  è il coefficiente di trasmissione,  $k = \frac{2\pi}{\lambda_0}$  è il numero d'onda,  $\lambda_0$  è la lunghezza d'onda,  $n_{eff}$  è l'indice di rifrazione efficace del modo considerato,  $\alpha$  sono le perdite per unità di lunghezza e  $L_o = n_{eff} L$  è la lunghezza ottica del chip [7]. Un esempio della funzione 3.1 è riportato in figura 3.2 dove viene mostrato lo spettro in uscita da una guida dritta avente una lunghezza ottica di  $1000 \mu m$  e i coefficienti di riflessione in potenza delle faccette sono pari a:  $-13.98 dB$  (esterna) e  $-5.53 dB$  (interna). Questi valori di retroriflessione

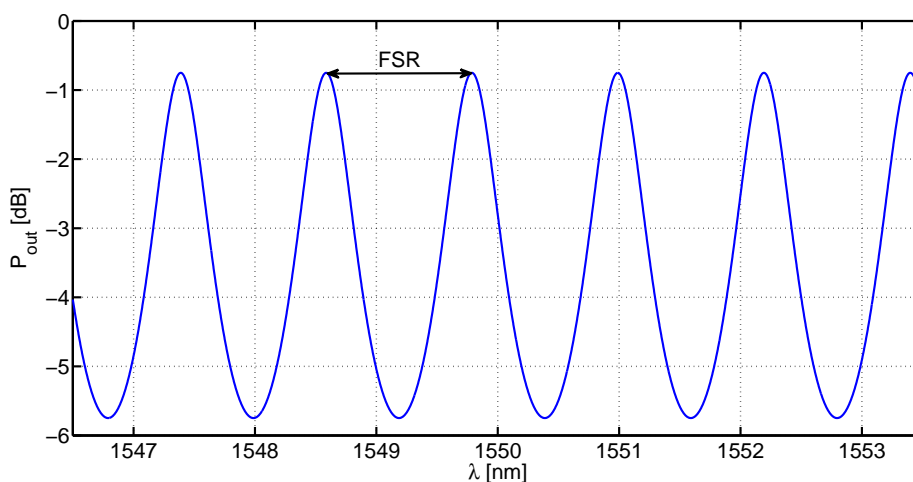
### 3.1. Le tecniche di misura

---

sono stati trovati da analisi effettuate in studi precedenti [7] e sono gli stessi indici di riflessione utilizzate per le simulazioni descritte nel capitolo 4. Le perdite di inserzione della singola faccetta sono pari a  $0.5 \text{ dB}$ . Per ottenere l'indice di gruppo ( $n_g$ ) è sufficiente invertire la formula:

$$n_g = \frac{c}{2 \cdot FSR \cdot L} \quad (3.2)$$

dove per  $FSR$  si intende la distanza (in  $\text{Hz}$ ) tra due picchi della funzione di trasferimento (figura 3.2). In questo contesto, possiamo definire le perdite



**Figura 3.2:** Spettro di potenza in uscita da una cavità Fabry-Pèrot

di *roundtrip*  $\mathcal{R}$  (che comprendono anche le riflettività delle faccette), che sono indipendenti dalla coordinata alla quale si accoppia la luce di ingresso. Dall'equazione 3.1 si ricava il contrasto di frangia  $\mathcal{C}$ , come il rapporto tra il massimo e il minimo locale di  $T(f)$  [3]:

$$\mathcal{C} = \frac{T_{max}}{T_{min}} = \frac{(1 + \mathcal{R})^2}{(1 - \mathcal{R})^2} \quad (3.3)$$

da cui si ricava:

$$\begin{aligned} \mathcal{R} &= \frac{\sqrt{\mathcal{C}} - 1}{\sqrt{\mathcal{C}} + 1} \\ &= R \cdot e^{-\alpha L} \end{aligned} \quad (3.4)$$

### 3.1. Le tecniche di misura

---

dove  $L$  è la lunghezza geometrica del chip. Le perdite per unità di lunghezza sono date dall'equazione 3.6:

$$\alpha = -\frac{1}{L} \ln\left(\frac{\mathcal{R}}{R}\right) \frac{1}{10 \cdot \ln(10)} [dB/cm] \quad (3.5)$$

con  $L$  espresso in centimetri. La peculiarità di questo metodo è che permette di ottenere risultati in modo del tutto trasparente alla precisione di accoppiamento tra le fibre ottiche (di lancio e raccolta) e il chip. Considerando la sola guida dritta, si possono contare (trascurando le retroriflessioni dovute alle imperfezioni delle strutture) tre cavità: una formata tra la fibra di lancio e la faccetta del chip, la seconda interna al chip e, la terza, tra la fibra di raccolta e la faccetta del chip. La prima e la terza cavità essendo geometricamente molto più corte rispetto a quella che si instaura all'interno del chip avranno un  $FSR$  molto maggiore (e quindi una modulazione molto più lenta dello spettro). In ogni caso queste due cavità sono in prima approssimazione trascurabili [4]. Tuttavia, per loro natura, gli accoppiatori ne presentano un maggior numero. Quindi si hanno cavità dovute alle riflessioni intra-dispositivo (come quelle che si instaurano tra la porta di ingresso e le porte di uscita del singolo accoppiatore) e quelle inter-dispositivo (che comprendono le cavità che si formano tra le bocche degli accoppiatori e con le faccette del chip). Nonostante questi ultimi due tipi di cavità abbiano un  $FSR$  diverso poichè, a causa delle loro diverse lunghezze, le cavità formate dalle riflessioni intra-dispositivo presentano una sovr modulazione indotta dalle cavità parassite che porta ad avere risultati non attendibili, nel caso in cui questo modello di calcolo venisse applicato direttamente alle strutture con gli accoppiatori. Questo pone un grande limite alla valutazione delle perdite dovute ai soli dispositivi ottico integrati di interesse. Per ottenere risultati attendibili è necessario utilizzare la tecnica di confronto tra le potenze in uscita dall'accoppiatore (o meglio, dalla guida che collega l'uscita della bocca dell'accoppiatore con la faccetta del chip), con la potenza media in uscita dalla guida di riferimento. Il problema più evidente nasce dal fatto che questo metodo è molto sensibile al grado di accoppiamento che ottenibile tra il chip e le fibre ottiche di ingresso ed uscita. Infatti, una volta eseguita la

### 3.1. Le tecniche di misura

---

misura spettrale sulla guida di riferimento, è necessario spostare fisicamente le fibre allineandole (in modo manuale) sulle porte del chip che corrispondono all'ingresso e all'uscita del dispositivo da analizzare. Il metodo del contrasto di frangia introdotto precedentemente permette di ottenere le perdite delle guide dritte che possono essere usate come confronti per valutare l'entità di attenuazione degli accoppiatori.

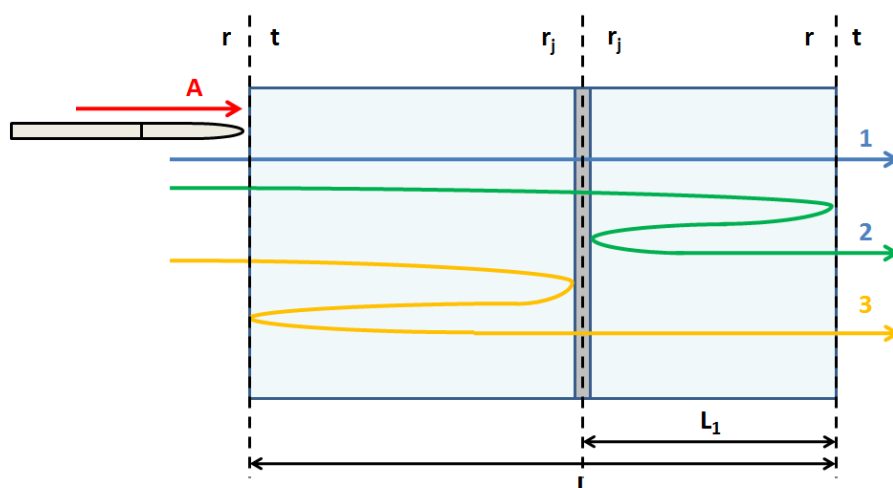
### Misure del rapporto di divisione della potenza degli accoppiatori

Gli accoppiatori direzionali presentano una funzione che lega la potenza di uscita dalle porte di *bar-cross* alla lunghezza di accoppiamento ( $L_C$ ). Con il termine *bar* s'intende la porta numero 3 (o la numero 2) nel caso in cui si imponga la sorgente alla porta 0 (o 1) dell'accoppiatore a quattro porte (e viceversa). Analogamente con il termine *cross* viene indicata la porta numero 2 (o la numero 3) nell'ipotesi in cui si l'ingresso sia posto alla porta 0 (o 1) e viceversa. Al contrario, gli accoppiatori ad interferenza multimodale presentano un fattore di sbilanciamento ( $U$ ) tra le porte di uscita che è fisso. In entrambi i casi per ottenere il fattore di divisione della potenza all'uscita dell'accoppiatore (che nel caso di accoppiatori direzionali si riferisce al parametro  $K$ , mentre, per gli MMI è  $U$ ) basta semplicemente eseguire il rapporto:  $\frac{P_{bar}}{P_{bar}+P_{cross}}$  (o analogamente  $\frac{P_{cross}}{P_{bar}+P_{cross}}$ ), dove  $P_{bar}$  è la potenza all'uscita dalla porta di bar e  $P_{cross}$  è la potenza all'uscita da quella di cross. Purtroppo, anche questo metodo è sensibile al grado di allineamento tra le fibre (di lancio e raccolta) e chip. Di norma, gli accoppiatori presentano uno sbilanciamento della potenza alle porte di uscita del 50% ma i risultati presentati in questo capitolo sono affetti da un margine di errore dovuto a fattori legati al processo di fabbricazione possono incidere in maniera significativa sui risultati.

### Misura del coefficiente di retroriflessione distribuita

La cavitometria è l'autocorrelazione della misura spettrale nel dominio delle lunghezze d'onda. I risultati riportati in questo studio, sono stati ricavati con misure spettrali in trasmissione. Quindi, prima di enunciare gli esiti delle analisi effettuate, è necessario approfondire i principi sfruttati.

L'obiettivo è quello di determinare i coefficienti di riflessione, sia distribuiti che concentrati di un sistema composto da un componente di lunghezza  $L$  avente un elemento riflettente, posto a distanza  $L_1$  dalla faccetta d'uscita con coefficiente  $r_j$  di riflessione. Si suppone che le faccette di ingresso e uscita del chip abbiano coefficienti:  $r$  (riflessione interna) e  $t$  (trasmissione) come si evince dalla figura 3.3. Nell'analisi si considerano solo i tre cammini riportati in figura 3.3. Questa però è solo un'approssimazione, nella realtà il numero di percorsi è infinito. Imponendo un campo  $A$  complesso in ingresso e valu-

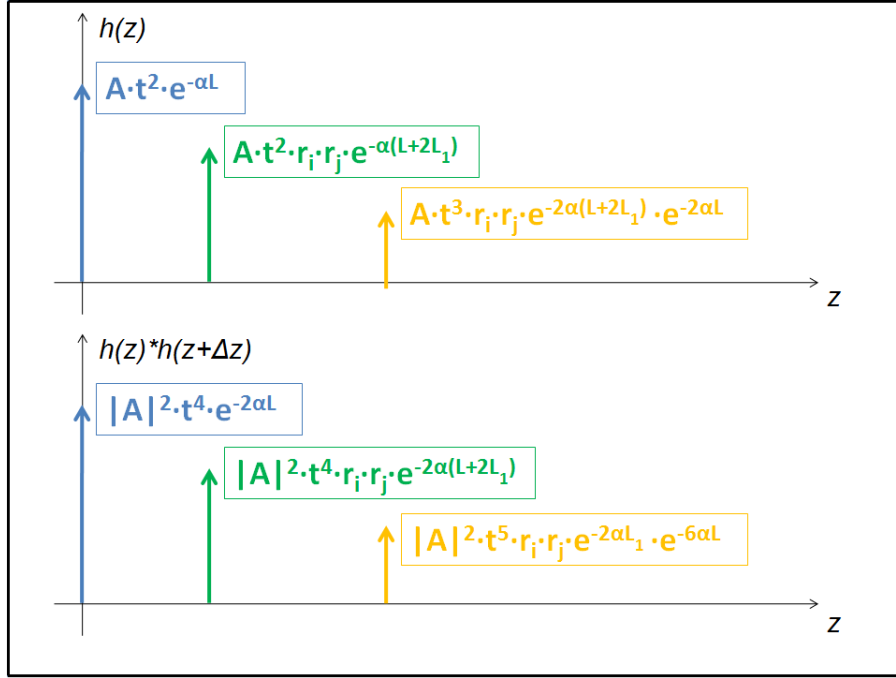


**Figura 3.3:** Modello grafico dei contributi che intervengono nella definizione della risposta all'impulso di un sistema cavitometrico in trasmissione

tando solo la sua intensità, considerando solo le riflessioni del primo ordine (quelle ottenute dai campi che incontrano al massimo una riflessione sull'elemento riflettente) si ottiene un'approssimazione della risposta all'impulso  $h(z)$ . Dall'autocorrelazione  $h(z) * h(z + \Delta z)$  (figura 3.4), si possono estrarre il valore della riflettività della faccetta e degli altri elementi riflettenti, le perdite e la misura del *backscatter* distribuito [4]. Sempre con riferimento



### 3.1. Le tecniche di misura



**Figura 3.4:** Risposta all'impulso della misura di trasmissione e relativa autocorrelazione

alla figura 3.4, si può estrarre dal secondo impulso dell'autocorrelazione il coefficiente di riflessione  $|r|^2$ :

$$|r|^2 = \frac{|V|^2}{|A|^4 \cdot r_i^2 \cdot t^8 \cdot e^{-4\alpha(L+L_1)}} = \frac{|V|^2}{|U|^2 \cdot r_i^2 \cdot e^{-4\alpha L_1}} \quad (3.6)$$

dove  $V = |A|^2 \cdot t^4 \cdot r_i \cdot r_j \cdot e^{-2\alpha(L+L_1)}$  e  $U = |A|^2 \cdot t^4 \cdot e^{-2\alpha L}$ . La figura 3.4 è valida per ogni sezione lungo la guida ma per ottenere la stima del *backscatter distribuito*, si esegue una media su un millimetro di lunghezza, ottenendo la potenza media retroriflessa da un millimetro di guida. Infine è possibile ottenere una stima normalizzata delle retroriflessioni  $B_s$ :

$$Backscatter_{norm} \simeq \frac{B_s}{T_x^2 \cdot |r_i|^2 \cdot e^{-4\alpha L}} \quad (3.7)$$

dove  $T_x$  è la potenza media in trasmissione e,  $r_i$  è il coefficiente di riflessione alla faccetta interna del chip.

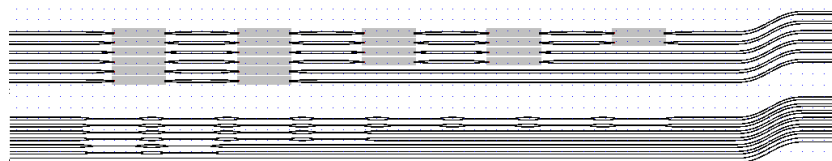
## 3.2 Analisi delle perdite di inserzione

Nel paragrafo precedente sono stati descritti i metodi per estrarre dallo spettro in trasmissione una stima delle perdite degli accoppiatori e delle guide di riferimento. Le misure presentate in questo paragrafo fanno riferimento alle perdite degli accoppiatori presenti sui chip forniti da *HHI*, denominati *EuroPIC\_001* e *EuroPIC\_003*. Nel primo i componenti di interesse non si interfacciano direttamente alle pareti del chip, ma bensì sono preceduti e seguiti da tratti di guida dritte e curve di larghezza  $2\ \mu m$ . Quest'ultime presentano una zona di *taper* in prossimità delle bocche dell'MMI per evitare problemi nel passaggio del segnale fra la slab di interferenza multimodale e la propagazione guidata nelle guide. I dispositivi presentano una profondità di attacco di  $600\ nm$  e  $1700\ nm$  e, per ogni valore di profondità di attacco, sono presenti diverse versioni in cui varia la larghezza delle porte di ingresso/uscita. In figura 3.5 viene mostrato un esempio delle strutture sopra descritte. Si



**Figura 3.5:** Esempio di strutture presenti sul run *EuroPIC\_001*

notano i taper in ingresso e uscita dalle porte degli MMI. Inoltre, in uscita dagli MMI, in prossimità della faccetta destra (con riferimento alla figura), le guide dritte sono sostituite da due tratti di guida curvi che per semplicità non sono rappresentati nello schema. Invece in figura 3.6 vengono mostrate



**Figura 3.6:** Esempio di strutture presenti sul run *EuroPIC\_003*

le cascate di accoppiatori, utilizzate per lo studio delle perdite, sul run *EuroPIC\_003*. In questo sono presenti solo strutture con profondità di attacco di  $600\ nm$  e tra le varie repliche della struttura cambia il numero di dispositivi in cascata. In particolare per gli MMI sono presenti solo in configurazione simmetrica (con due porte di ingresso ed altrettante porte in uscita) in tre

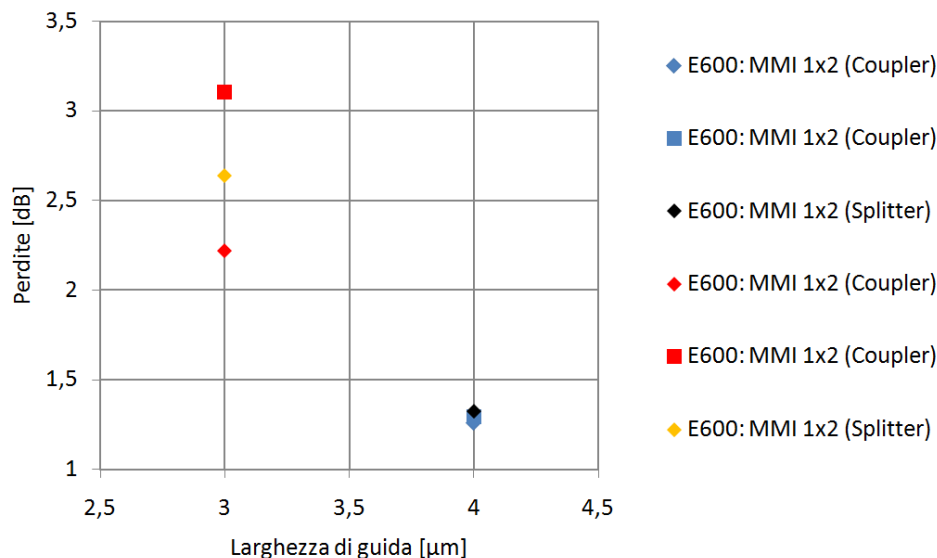
### 3.2. Analisi delle perdite di inserzione

---

diverse strutture: la prima con 2 accoppiatori, la seconda con 4 e la terza in cui ve ne sono 5. Invece le cascate di accoppiatori direzionali sono di tre tipi: con 1, con 3 e con 7 elementi. Anche su questo run, le guide dritte si interfacciano ai dispositivi veri e propri con delle zone di transizione (*taper*), che hanno lo stesso obiettivo di quelli presenti nel run *001*.

In figura 3.7 vengono riportate le perdite di propagazione degli MMI  $1 \times 2$  di tipo *E600*, nel caso in cui si utilizzino tali componenti come *accoppiatori* e come *divisori*. Nel primo caso l'MMI è utilizzato per accoppiare potenza ottica, ciò significa che nelle misure presentate si è posta la sorgente di campo alle porte 1 o 2 ed è stato misurato lo spettro uscente dalla bocca numero: 0. Al contrario, questo dispositivo permette anche di dividere la potenza in ingresso porta 0 alle uscite 1 e 2 in funzione dello sbilanciamento  $U$  dell'MMI (per la numerazione delle porte, si faccia riferimento alla figura 2.2). In questo caso come accoppiatore sono stati misurati gli spettri di potenza in trasmissione facendo variare la porta di ingresso (e ovviamente, mantenendo fissa la porta di uscita). Viceversa, nel caso di divisore di potenza la fibra di trasmissione è rimasta accoppiata alla porta 0, mentre si prelevavano gli spettri dalle due porte di uscita della struttura. Per questo motivo sono presenti due misure relative allo stesso componente se usato come accoppiatore di potenza. Siccome sul banco di analisi è presente solo una fibra per la trasmissione e una per la ricezione, in questo caso le misure relative alle perdite degli MMI sono state ottenute moltiplicando per un fattore 2 lo spettro di potenza in uscita. In generale, il rapporto di sbilanciamento degli accoppiatori si attesta attorno al 50%, quindi, per ottenere un confronto con la potenza uscente dalle guide dritte di riferimento sono stati aggiunti i 3 dB che vengono persi a causa del fattore  $U$ . Per la seconda configurazione, le perdite sono state ricavate sommando (in scala lineare) i valori ottenuti dalle medie sugli spettri di potenza alle bocche di uscita (sempre per poter ottenere un confronto con la potenza media uscente dalle guide dritte). La figura 3.7 presenta le perdite relative agli MMI *E600* in funzione della larghezza di guida ( $w$ ). All'aumentare di  $w$  le perdite tendono a diminuire. In particolare, aumentando la larghezza di  $1 \mu m$  si riesce ad avere un guadagno di circa 1 dB. Per  $w = 4 \mu m$  le misure presentano un errore trascurabile, ma ciò non può essere replicato per il caso

### 3.2. Analisi delle perdite di inserzione

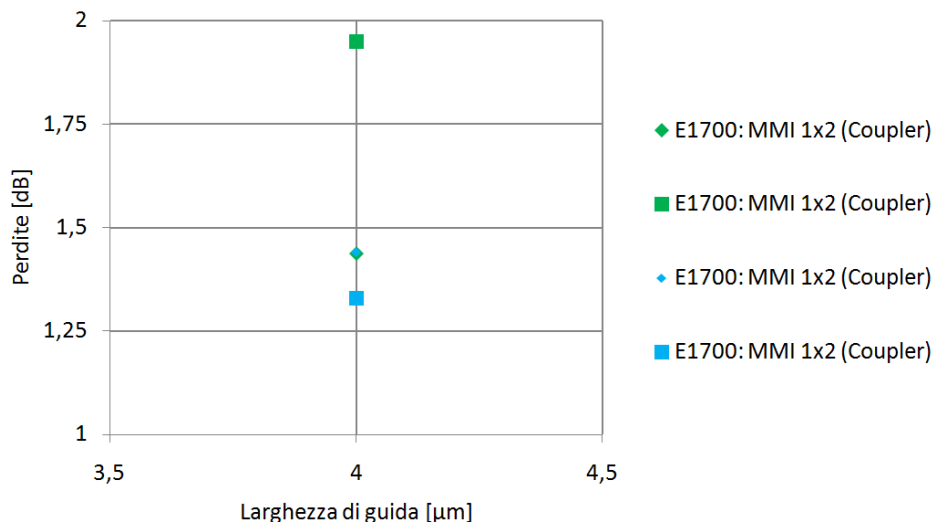


**Figura 3.7:** Perdite degli MMI 1x2 - E600 in funzione della larghezza della guida di ingresso/uscita all'accoppiatore

a  $3 \mu m$ . Infatti, in questo secondo scenario, vi è una notevole differenza tra i tre punti riportati (la distanza tra due punti consecutivi è di circa  $0.5 dB$ ). Questo scostamento può essere causato dalle diverse perdite incontrate nelle due guide che interfacciano le due porte dell'accoppiatore con la faccetta del chip rivolta verso la fibra di trasmissione. Questo probabilmente non accade nel caso di MMI con  $w = 4 \mu m$ , il quale, probabilmente, presenta coppie di guide interfacciate alle porte 1 e 2 con le stesse caratteristiche. La diminuzione delle perdite all'aumentare della larghezza della guida in ingresso all'accoppiatore è dovuta alla minor influenza delle pareti sul campo ottico propagante. Per quanto riguarda, invece, le strutture guidanti di tipo *E1700* si nota (in figura 3.8) che le perdite imponendo l'ingresso del campo ottico alla prima porta dell'accoppiatore, si attestano vicino a  $1.5 dB$ , mentre per ingressi imposti alla seconda bocca l'attenuazione sfiora in un esempio  $2 dB$  e nell'altro  $1.3 dB$ . Lo scompensamento nei risultati presentati può essere indice di errori di accoppiamento, ma può anche essere dovuto ad una variazione nei parametri di propagazione delle guide che interfacciano le faccette del chip alle porte dell'accoppiatore. In prima approssimazione, si può concludere che

### 3.2. Analisi delle perdite di inserzione

---



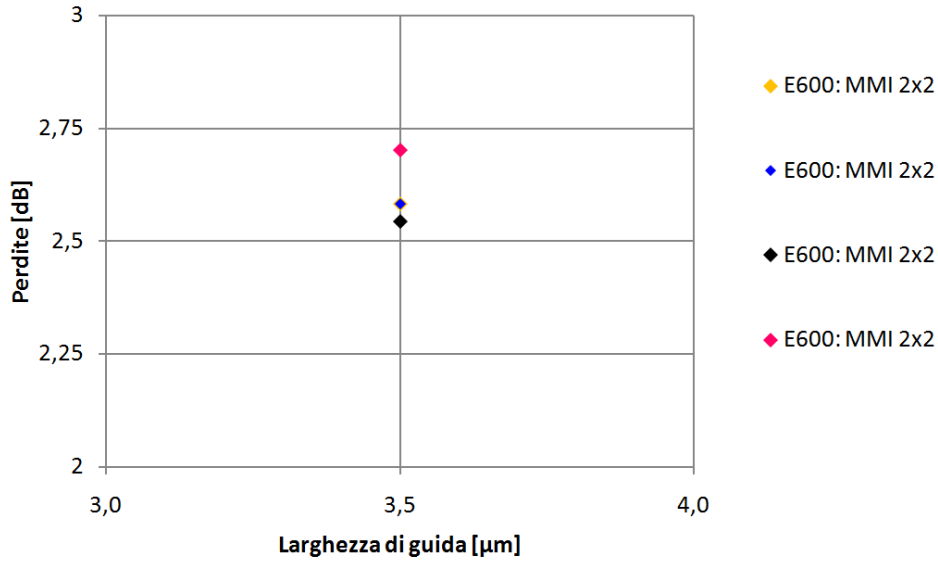
**Figura 3.8:** Perdite degli MMI 1x2 - E1700 per larghezza della guida di ingresso/uscita pari a  $4 \mu\text{m}$

aumentando la profondità di taglio e mantenendo costante la larghezza della guida che si interfaccia con la slab dell'accoppiatore multimodo (si prenda come riferimento  $w = 4 \mu\text{m}$ ), non si riscontrano variazioni considerevoli per quanto riguarda le perdite. Per quanto riguarda gli MMI  $2 \times 2$ , il grafico 3.9 mostra che la potenza persa a causa dell'accoppiatore è poco più alta di  $2.5 \text{ dB}$ , per larghezze di guida pari a  $3.5 \mu\text{m}$ , mentre nella figura successiva (3.10) si evince una maggiore dispersione dei risultati che si attestano in un range tra i  $5 \text{ dB}$  e i  $6 \text{ dB}$ .

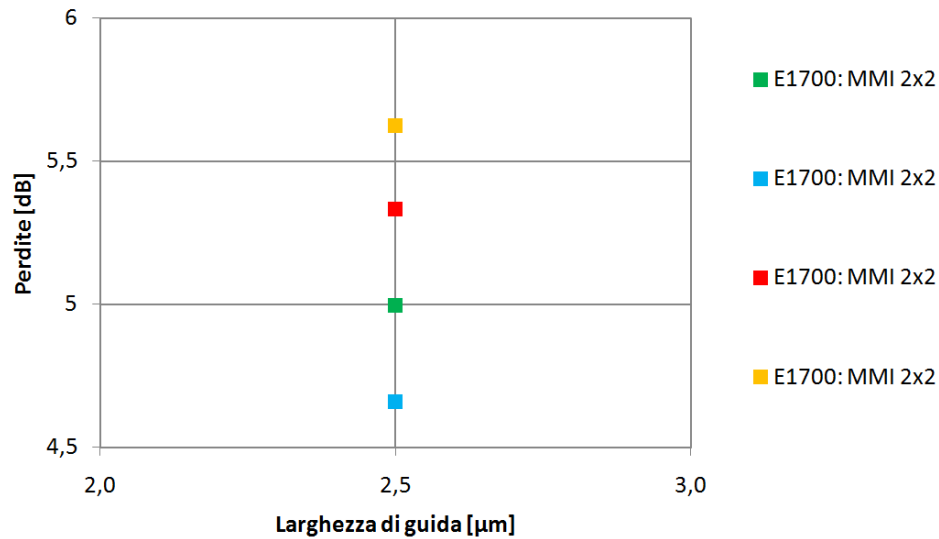
I dati ottenuti sulle perdite risultano molto più elevati rispetto al caso  $1 \times 2$ . Questa tendenza è dovuta alla diminuzione della larghezza delle guide in prossimità delle bocche di ingresso e uscita del dispositivo. Rispetto ai casi già analizzati, quest'ultimo presenta la minor larghezza di guida (pari a  $2.5 \mu\text{m}$ ). Ma questo è semplicemente riconducibile al fatto che a parità di profondità di attacco gli MMI  $2 \times 2$  presentano larghezze di guida inferiori. Anche per questi dispositivi al diminuire della larghezza delle porte di ingresso/uscita corrisponde un aumento delle perdite. Inoltre al diminuire della profondità di attacco della struttura, il campo ottico subisce perdite inferiori, probabil-

### 3.2. Analisi delle perdite di inserzione

---



**Figura 3.9:** Perdite degli MMI 2x2 - E600 per larghezza della guida di ingresso/uscita pari a 3,5  $\mu\text{m}$



**Figura 3.10:** Perdite degli MMI 2x2 - E1700, per larghezza della guida di ingresso/uscita pari a 2,5  $\mu\text{m}$

### 3.2. Analisi delle perdite di inserzione

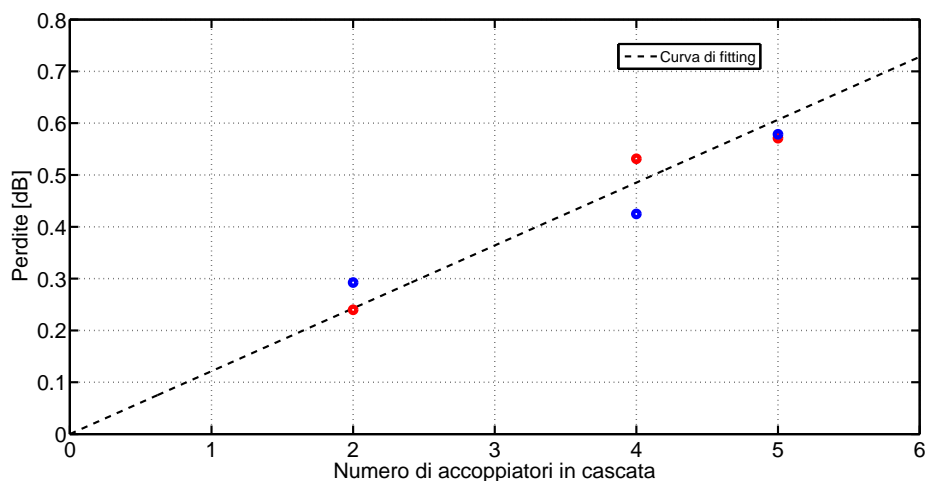
---

mente ciò è dovuto al fatto che al crescere della dimensione orizzontale, il modo è maggiormente confinato nella regione di core e, la potenza raccolta all'ingresso e all'uscita dell'accoppiatore è quindi più elevata. Dai risultati scaturiti dall'analisi delle guide dritte di riferimento (con la tecnica descritta nelle sezioni precedenti), le quali hanno una lunghezza geometrica pari alla somma tra la lunghezza delle guide di ingresso e uscita dall'MMI e l'MMI stesso, si evince che le perdite si attestano attorno ai  $0.7\text{ dB}$  e, ciò dimostra che l'attenuazione introdotta da questo tipo di accoppiatori è molto elevata. La causa di questo fenomeno è dovuto alla fase fabbricazione delle strutture presenti sul chip. Durante la fase di rimozione del materiale (che causa una diversa profondità di attacco suddividendo i tipi  $E600$  da  $E1700$ ) tutte le strutture  $E600$  subiscono una riduzione di larghezza di  $300\text{ nm}$ , le  $E1700$  di  $500\text{ nm}$ . Quindi cambia il rapporto di aspetto dell'MMI e, ciò si traduce in un malfunzionamento dell'accoppiatore. Per compensare questa perturbazione è necessario intervenire in fase di progettazione.

Si analizzano ora i risultati ottenuti dall'analisi sul secondo run (*EuroPIC\_003*). Come già spiegato, sul chip sono presenti le cascate degli accoppiatori. Per valutare le perdite introdotte dalla singola cascata è stato utilizzato lo stesso metodo che presuppone il confronto con la potenza media delle guide dritte di riferimento. Calcolando la perdita totale della cascata di  $N$  accoppiatori, è possibile costruire un grafico delle perdite in funzione di  $N$ . A questo punto, creando un modello per il fitting dei dati raccolti  $\alpha = m \cdot N$  (dove  $\alpha$  indica la variabile dipendente della funzione in esame e,  $N$  è quella indipendente) si ottiene una curva che descrive l'andamento delle perdite in funzione del numero di accoppiatori in cascata. Il coefficiente angolare  $m$  indica le perdite per singolo accoppiatore. In figura 3.11 sono presentate dal metodo enunciato. Nel grafico sono mostrate in corrispondenza dei cerchi rossi e blu le perdite ottenute dalla singola cascata, nel caso di ingresso alle porte 0 o 1 (la numerazione delle porte seguita è la stessa riportata in figura 2.16). Dall'analisi risulta che la perdita del singolo accoppiatore è pari a circa  $0.12\text{ dB}$  (notevolmente più bassa rispetto ai dati ottenuti per il run precedente). Le guide che si interfacciano alle porte degli MMI hanno una larghezza di  $3\text{ }\mu\text{m}$ . Questo è un valore inferiore rispetto ai  $3.5\text{ }\mu\text{m}$  visti per gli

### 3.2. Analisi delle perdite di inserzione

---



**Figura 3.11:** Misure delle perdite in funzione del numero di accoppiatori ad interferenza multimodale (MMI) in cascata e relativa curva di fitting

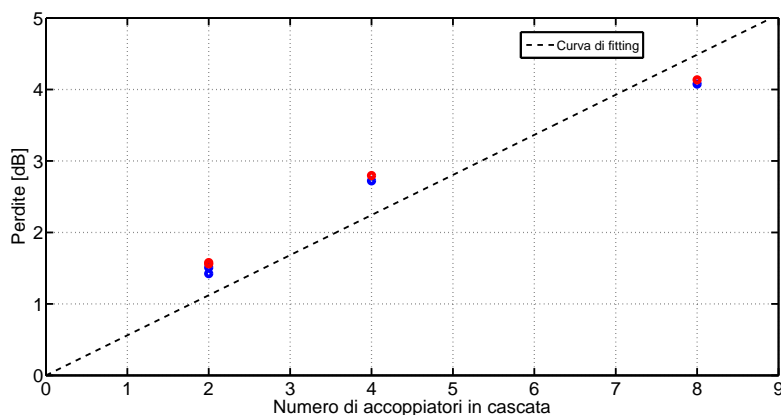
accoppiatori ad interferenza multimodale  $2 \times 2$  presenti sul run *EuroPIC\_001* e quindi, in linea di principio, dovrebbero comportare perdite maggiori. In realtà sul run *EuroPIC\_003* è stata compensata (sempre in fase di progettazione) il restringimento di  $300 \text{ nm}$  introdotti dalla fase di *etching* e, questo permette di ottenere risultati che sono molto più soddisfacenti. Sempre sui chip ottenuti dal run *EuPic\_003* sono presenti circuiti con accoppiatori direzionali, aventi gap a  $0.8 \mu\text{m}$  e una lunghezza di accoppiamento di  $300 \mu\text{m}$  (nominalmente uguali tra loro), in cascate di 2, 4 e 8 accoppiatori. Con il metodo descritto in precedenza per gli MMI in cascata, si ricavano le perdite degli accoppiatori direzionali in serie e si riporta in figura 3.12 l'andamento della curva che definisce, in prima approssimazione, le perdite in funzione del numero di accoppiatori. I cerchi rossi e blu sono il risultato delle analisi delle perdite delle cascate. Anche in questo caso la pendenza della retta, fornisce la perdita del singolo accoppiatore, che è pari a circa  $0.56 \text{ dB}$ .

Deve essere notato che l'utilizzo di questo modello di calcolo delle perdite fornisce risultati più robusti poichè è possibile valutare l'andamento dell'attenuazione introdotta non di un singolo componente ma di un numero crescente di accoppiatori posti in serie tra loro.



### 3.3. Analisi della funzionalità

---



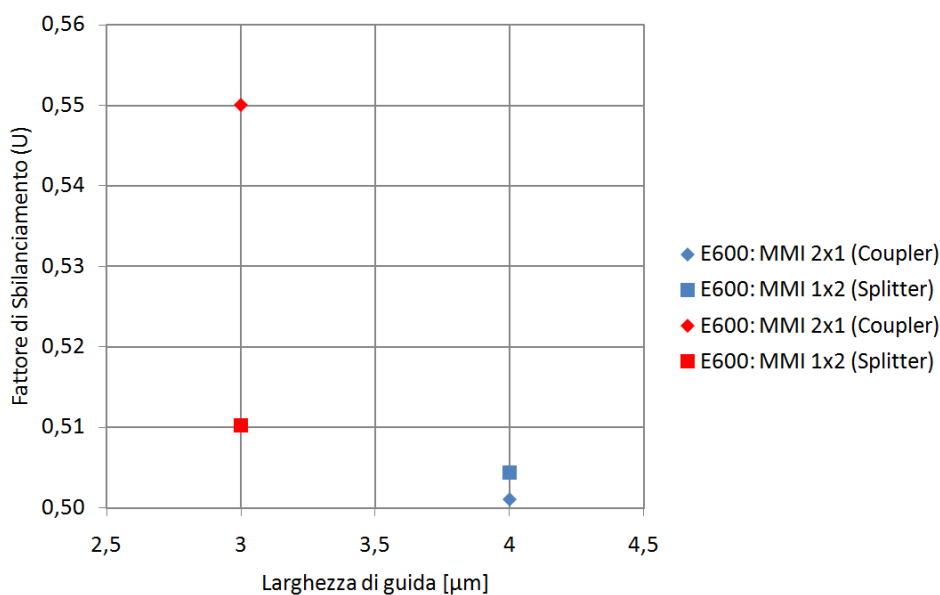
**Figura 3.12:** Misure e curva approssimata delle perdite in funzione del numero di accoppiatori direzionali in cascata

### 3.3 Analisi della funzionalità

Il fattore di sbilanciamento indica in che modo la potenza in ingresso ad un accoppiatore/divisore viene ripartita fra le due porte di uscita. Per gli accoppiatori multimodali di tipo  $1 \times 2$  e  $2 \times 2$  si possono ottenere fattori di sbilanciamento ( $U$ ) nell'intorno del 50% con una forte stabilità tecnologica. Analogamente gli accoppiatori direzionali presentano un fattore di divisione/accoppiamento della potenza ( $K$ ) più flessibile ma questo comporta una maggior difficoltà nel controllo tecnologico. I risultati delle misure presentate per gli MMI si riferiscono alle strutture presenti sul run *EuPic\_001*, mentre i risultati ottenuti dagli accoppiatori si riferiscono al run successivo. In quest'ultimo, gli accoppiatori direzionali analizzati presentano un gap tra le guide accoppiate di  $0.8 \mu m$  e una lunghezza di accoppiamento variabile ( $L_C = \{80, 120, 160, 240, 250, 275.5, 300, 390, 500, 600\} \mu m$ ). In figura 3.13 viene riportato l'andamento del fattore di sbilanciamento in funzione della larghezza della guida che si interfaccia con la slab dell'accoppiatore, nel caso di *E600*. Gli MMI sono stati utilizzati sia come accoppiatori di potenza che come divisori (per ottenere il primo o il secondo tipo di funzionamento è sufficiente girare l'intero chip). Gli scostamenti dal valore teorico non sono dovuti ad un errore di misura, legato al non perfetto allineamento tra il chip e le fibre ottiche di lancio e raccolta. Le cause di questo errore potrebbero,

### 3.3. Analisi della funzionalità

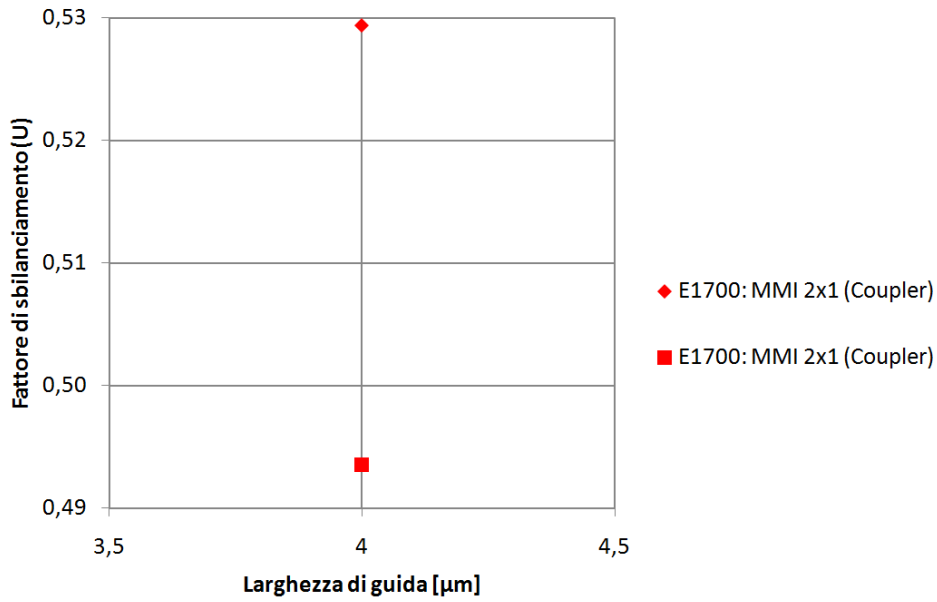
ancora una volta essere dovute ai seguenti fattori: il danneggiamento di una delle guide che trasportano il campo ottico, il danneggiamento della faccetta del chip o variazioni sulle dimensioni reali del dispositivo. Le misure, suggeriscono comunque che aumentando la larghezza della bocca dell'accoppiatore, si ottiene un miglioramento delle prestazioni in termini di bilanciamento del dispositivo.



**Figura 3.13:** Rapporto di sbilanciamento della potenza in uscita uscita dalle due porte di un MMI 1x2 - E600, in funzione della larghezza della guida d'ingresso/uscita dalla slab multimodale

I risultati trovati nel caso di strutture *E600* presentano una variazione di  $U$  dal valore ideale che aumenta al diminuire della larghezza delle porte dell'accoppiatore. In particolare, nel caso di porte con una larghezza di  $3\ \mu\text{m}$  si ottiene un errore del 5.8%. Variando la profondità di attacco a  $1700\ \text{nm}$  con  $w = 4\ \mu\text{m}$ , si osserva in figura 3.14 che una misura suggerisce uno sbilanciamento nell'intorno di 0.5 (quadrato rosso), mentre l'altra implica uno scostamento molto più accentuato, pari a 2.9%. Dai risultati riportati nel paragrafo riguardante le perdite degli accoppiatori e dalle conclusioni a cui si è giunti, è molto probabile che anche le deviazioni rilevate sul fattore di sbilanciamento siano dovute a perdite diverse presenti nelle guide che si

### 3.3. Analisi della funzionalità

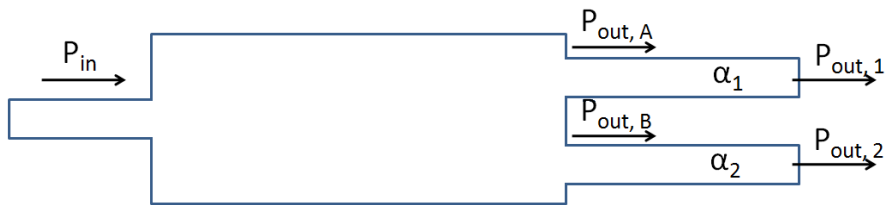


**Figura 3.14:** Rapporto di sbilanciamento della potenza in uscita da MMI 1x2 - E1700 (caso *coupler*), per una larghezza di guida di  $4 \mu\text{m}$

interfacciano all'accoppiatore alle porte 1 e 2 (si veda la figura 2.2). Per chiarire questo concetto si faccia riferimento all'equazione 3.8 e alla figura 3.15:

$$\begin{aligned}
 U &= \frac{P_{out,1}}{P_{out,1} + P_{out,2}} \\
 &= \frac{P_{out,2}}{P_{out,1} + P_{out,2}}
 \end{aligned}
 \tag{3.8}$$

dove  $P_{out,1} = P_{out,A} \cdot e^{-\alpha_1}$  e  $P_{out,2} = P_{out,B} \cdot e^{-\alpha_2}$  sono le potenze misu-



**Figura 3.15:** Esempio di scompenso nelle perdite nelle guide di interfacciamento tra MMI e faccette del chip

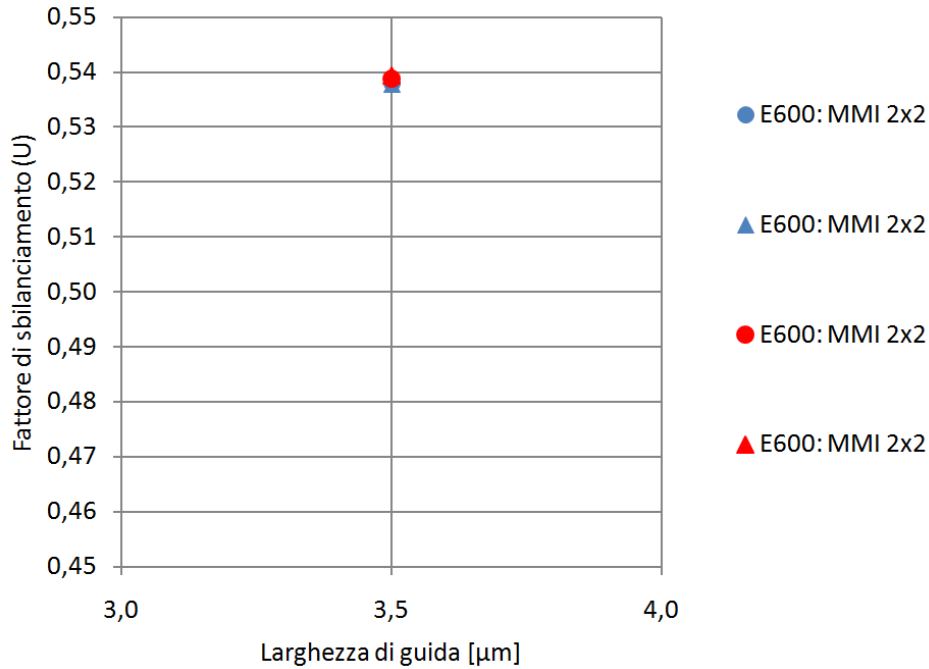
### 3.3. Analisi della funzionalità

---

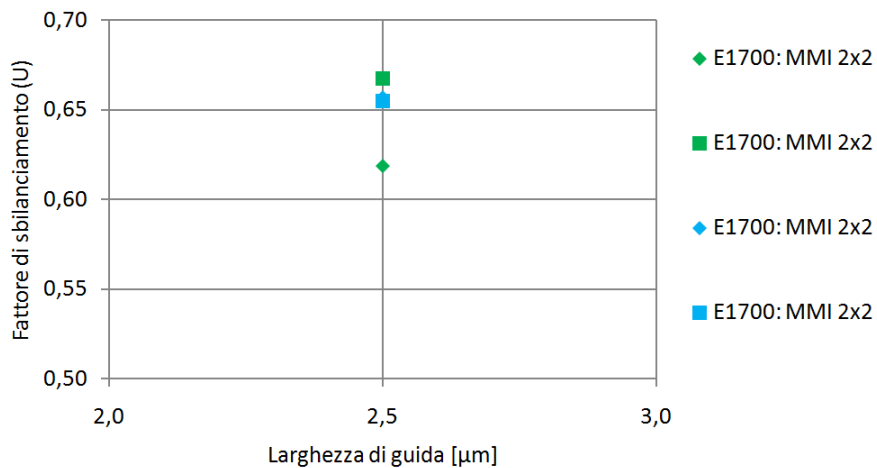
rate all'uscita dell'intera struttura e,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  sono le perdite totali introdotte dalle guide poste a valle dell'MMI. Se  $\alpha_1 = \alpha_2$  e  $P_{out,A} = P_{out,B}$ , si ottiene  $U = 0.5$ , al contrario, se  $\alpha_1 \neq \alpha_2$  e  $P_{out,A} = P_{out,B}$  non è possibile ottenere lo stesso risultato. Questa dimostrazione è valida anche nel caso in cui l'MMI sia usato come accoppiatore di potenza. Tuttavia, non è detto che le potenze in uscita dall'accoppiatore  $P_{out,A}$  e  $P_{out,B}$  siano uguali. Come già accennato in precedenza, il processo che permette di ottenere una determinata profondità di attacco introduce un ridimensionamento dell'accoppiatore e, ciò provoca un funzionamento non ottimale del dispositivo.

Per quanto riguarda gli MMI con due ingressi e due uscite il grafico riconducibile alle strutture con profondità di etching di  $600\text{ nm}$  e larghezza delle porte della slab di  $3.5\text{ }\mu\text{m}$  (figura 3.16) presenta punti che si avvicinano al valore teorico, a meno di un'incertezza di poco superiore allo  $7.5\%$ . Su questo grafico, tutti i punti si attestano attorno a  $U = 0.54$ , questo può significare, con molta probabilità, che l'errore deve essere ricercato nella fase di fabbricazione o di progettazione del dispositivo. Al contrario, gli MMI  $2 \times 2$  *E1700* risultano essere gravemente sbilanciati. Questo fenomeno non è riconducibile all'inefficienza dell'allineamento tra le fibre ottiche utilizzate per l'invio e la raccolta della potenza e il chip, poichè come si vede dal grafico tutte le misure hanno riportato risultati alquanto simili. Quindi si conclude che tali dispositivi presentano un difetto intrinseco che, deve essere compensato in fase di progettazione. In conclusione, si riportano esempi di spettri (filtrati con un filtro a media mobile) in trasmissione in uscita da un accoppiatore ad interferenza multimodale di tipo *E600*  $1 \times 2$  utilizzato come divisore di potenza (in figura 3.18). Non si notano forti dipendenze del fattore di sbilanciamento  $U$  dalla lunghezza d'onda, infatti le curve che si riferiscono alla potenza di uscita sono molto vicine tra loro per ogni valore di  $\lambda$ . In figura 3.19 viene mostrato l'andamento dello spettro di potenza (filtrato) in funzione della lunghezza d'onda di un MMI  $2 \times 2$  *E1700* che presenta un forte sbilanciamento tra le porte di uscita. Le curve confermano l'analisi riportata in precedenza su questo tipo di componenti e si denota una marcata dipendenza dalla lunghezza d'onda. Questo può significare che oltre a subire un forte sbilanciamento la riproduzione del campo all'interno della

### 3.3. Analisi della funzionalità



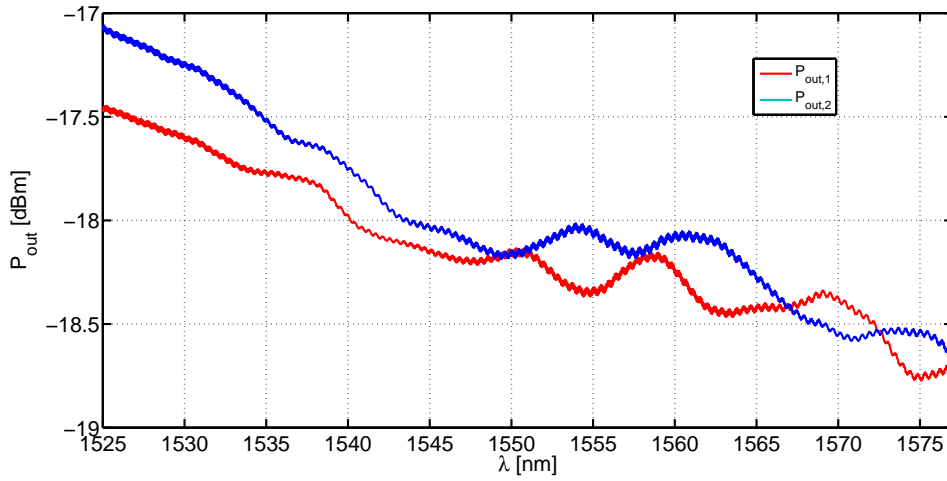
**Figura 3.16:** Fattore di sbilanciamento della potenza in uscita da MMI 2x2 - E600, per una larghezza di guida di  $3.5 \mu m$



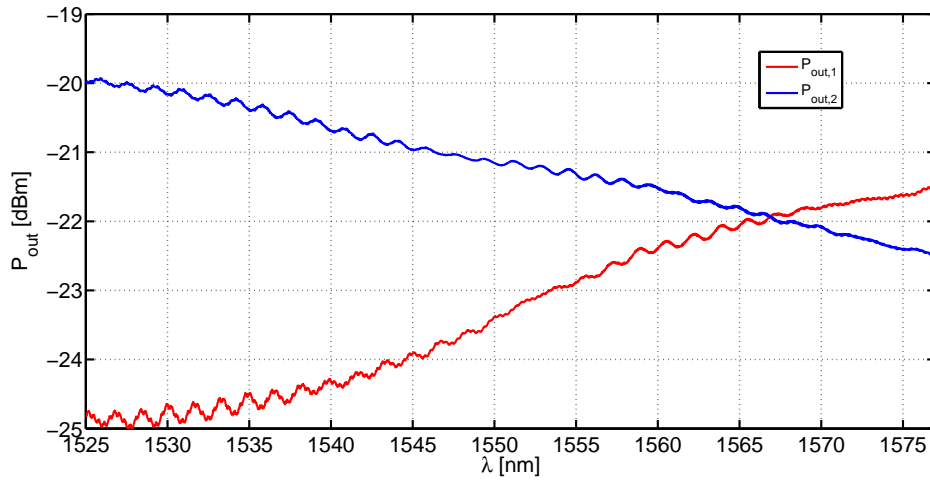
**Figura 3.17:** Fattore di sbilanciamento della potenza in uscita da MMI 2x2 - E1700, per una larghezza di guida di  $2.5 \mu m$

### 3.3. Analisi della funzionalità

---



**Figura 3.18:** Esempio di spettri di potenze di uscita da un accoppiatore multimodo bilanciato utilizzato come divisore di potenza, di tipo E600



**Figura 3.19:** Esempio di spettri di potenze di uscita da un accoppiatore multimodo sbilanciato di tipo E1700

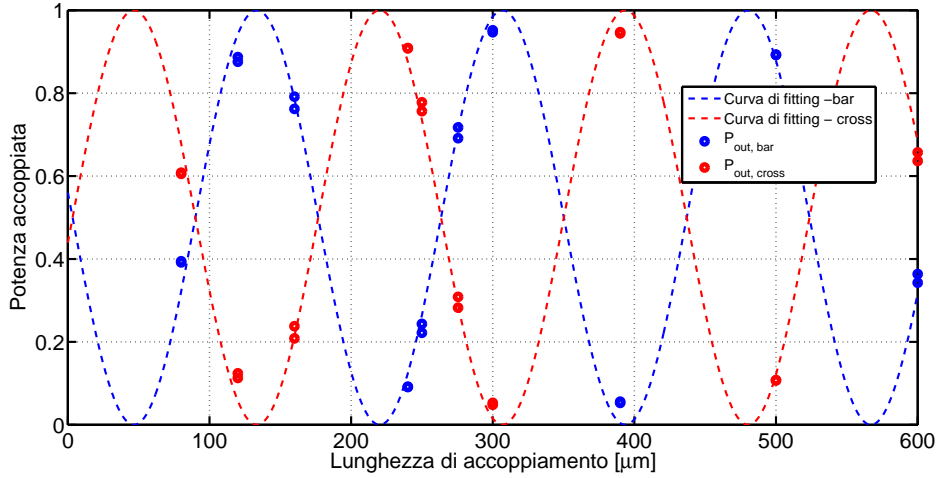
### 3.3. Analisi della funzionalità

slab è scorretto e presenta una forte dipendenza da  $\lambda$ .

Vengono ora introdotte le analisi sul coefficiente di accoppiamento  $K$  dell'accoppiatore direzionale. Misurando la potenza media all'uscita dalle porte di bar e cross dell'accoppiatore e normalizzando rispetto alla somma di queste è possibile ottenere una stima della funzione di trasferimento in funzione della lunghezza dell'accoppiatore  $L_C$  (figura 3.20). Le linee tratteggiate rappresentano il fitting ottenuto con il modello dato dalle equazioni 3.9:

$$\begin{aligned} P_{bar} &= \cos(\kappa(L_C + L_t))^2 \\ P_{cross} &= \sin(\kappa(L_C + L_t))^2 \end{aligned} \quad (3.9)$$

dove  $L_C$  è la lunghezza di accoppiamento,  $L_t$  è la regione di transizione equivalente (uguale per tutte le versioni degli accoppiatori e pari a:  $40.1 \mu\text{m}$ ) e  $\kappa$  è il coefficiente di accoppiamento calcolato alla lunghezza d'onda di  $1550 \text{ nm}$  per un gap di  $0.8 \mu\text{m}$  ( $\kappa = 0.018 \mu\text{m}^{-1}$ ) [9]. Le caratteristiche dell'accoppia-



**Figura 3.20:** Potenza di uscita normalizzata in funzione della lunghezza di accoppiamento e curve di fitting

tore direzionale dipendono dalla frequenza tramite il parametro di accoppiamento  $\kappa$  (e da  $\Delta\beta$ , che nei casi in esame è nullo). Per valori di  $\kappa L_C$  elevati l'accoppiatore diventa molto critico rispetto agli errori di fabbricazione ma anche molto sensibile alla lunghezza d'onda [2]. Si rimanda al capitolo 4

### 3.4. Analisi delle retroriflessioni

---

per una analisi più approfondita sulla dipendenza spettrale del parametro di accoppiamento  $\kappa$  dell'accoppiatore direzionale.

## 3.4 Analisi delle retroriflessioni

In questa sezione si analizzano e commentano i risultati ottenuti dalle cavitetrie degli spettri in trasmissione. Le retroriflessioni negli accoppiatori multimodali sono dovute a diversi fattori, tra cui: il cambiamento di geometria, rugosità delle pareti delle strutture ed errori nel processo di produzione. Anche in questo caso i risultati ottenuti per gli MMI riguardano il chip del run *EuPic\_001*, mentre per gli accoppiatori direzionali, sono state utilizzate le strutture del run *EuPic\_003*. Osservando l'autocorrelazione di uno spettro in trasmissione (un esempio è riportato in figura 3.22) si può stimare il livello medio di potenza retroriflessa, come spiegato nel paragrafo 3.1. Per comprendere al meglio i grafici che seguono si faccia riferimento alle figure 3.21 che mostra le retroriflessioni alle porte degli MMI. Queste immagini permettono di avere una sorta di guida per la comprensione dei risultati presentati in questo paragrafo.

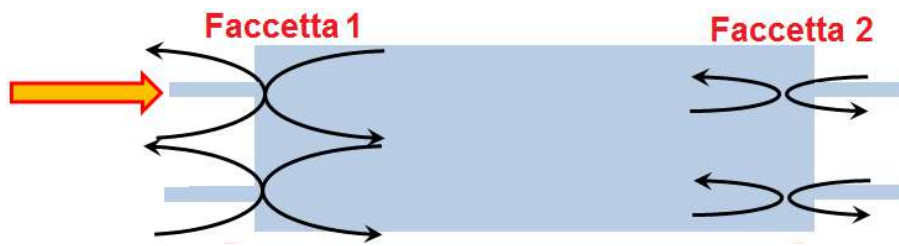
Nel caso di MMI  $1 \times 2$  con una profondità di taglio di  $600 \text{ nm}$ , se usato come accoppiatore (3.21), i coefficienti di riflessione relativi alla *Faccetta 1* decrescono all'aumentare della larghezza delle guide che si interfacciano alla slab multimodo dell'accoppiatore (vedi figura 3.23). Questo fenomeno è visibile anche per quanto riguarda i coefficienti di riflessione visti alla porta d'uscita, infatti, si nota dalla figura 3.24 che i valori assunti rimangono pressochè costanti per quanto riguarda la potenza retroriflessa internamente alla slab multimodale (in funzione della larghezza delle guide in ingresso/uscita). Al contrario, sul lato esterno della faccetta, la retroriflessione cresce all'aumentare della larghezza delle guide. Questo risultato è sicuramente sospetto e necessita di future indagini per spiegarne la causa.

L'utilizzo degli MMI come accoppiatore e divisore, ovviamente, non influisce sui valori di retroriflessione. Con riferimento alla 3.21, dalle figure 3.23-3.25 e 3.24-3.26, si vede che i comportamenti al variare della dimensione delle guide rimangono gli stessi e, i risultati dei coefficienti di riflessione subiscono

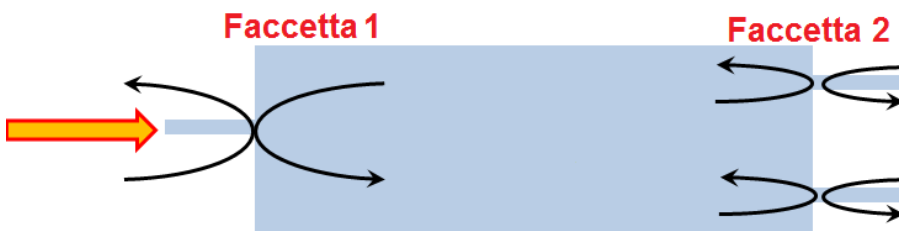


### 3.4. Analisi delle retroriflessioni

---



(a) Riflessioni alle porte di un MMI  $2 \times 2$



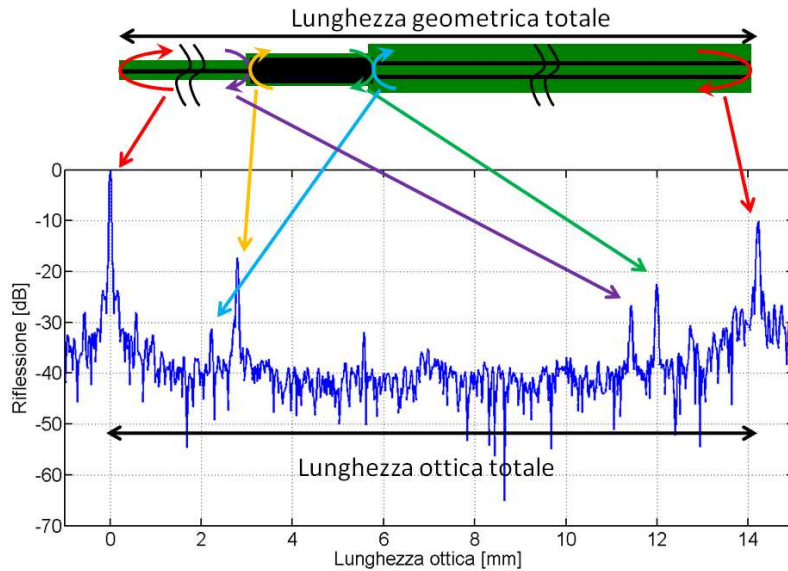
(b) Riflessioni alle porte di un MMI  $1 \times 2$  utilizzato come divisore di potenza



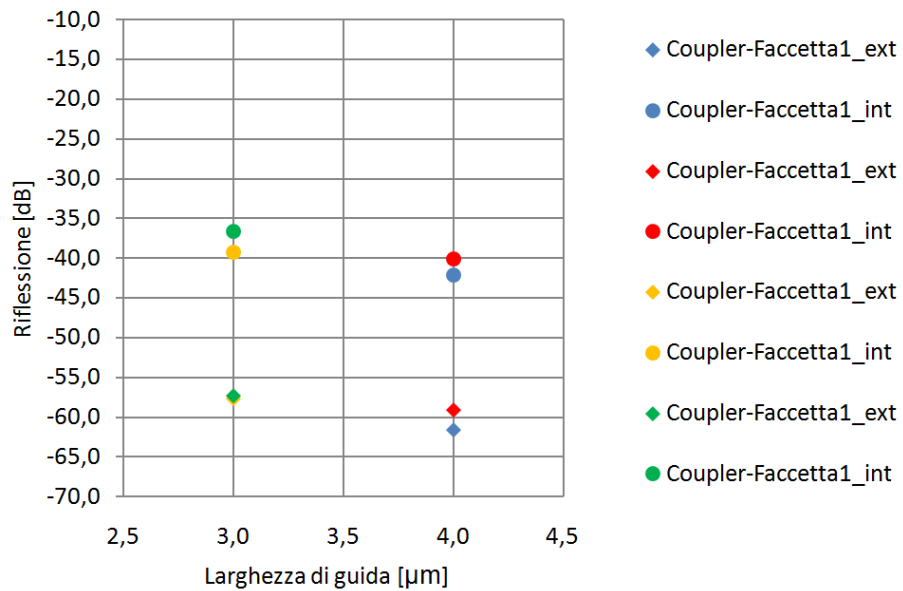
(c) Riflessioni alle porte di un MMI  $1 \times 2$  utilizzato come accoppiatore di potenza

**Figura 3.21:** Retroriflessioni alle porte degli accoppiatori ad interferenza multimodale

### 3.4. Analisi delle retroriflessioni

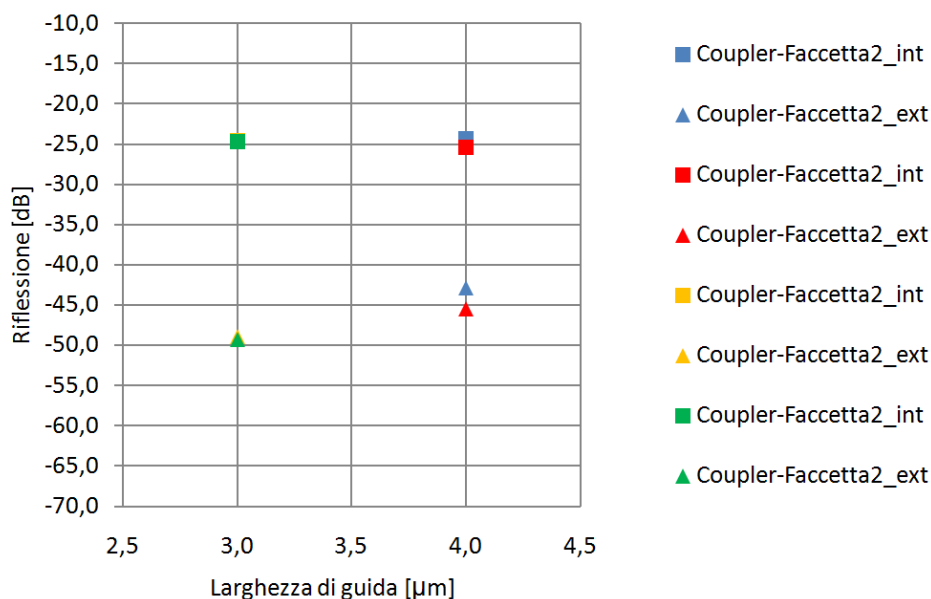


**Figura 3.22:** Cavitometria di uno spettro in trasmissione di un MMI  $1 \times 2$  E600 per l'analisi delle retroriflessioni diffuse



**Figura 3.23:** Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 1 dell'accoppiatore multimodale di tipo E600,  $1 \times 2$  (Coupler)

### 3.4. Analisi delle retroriflessioni



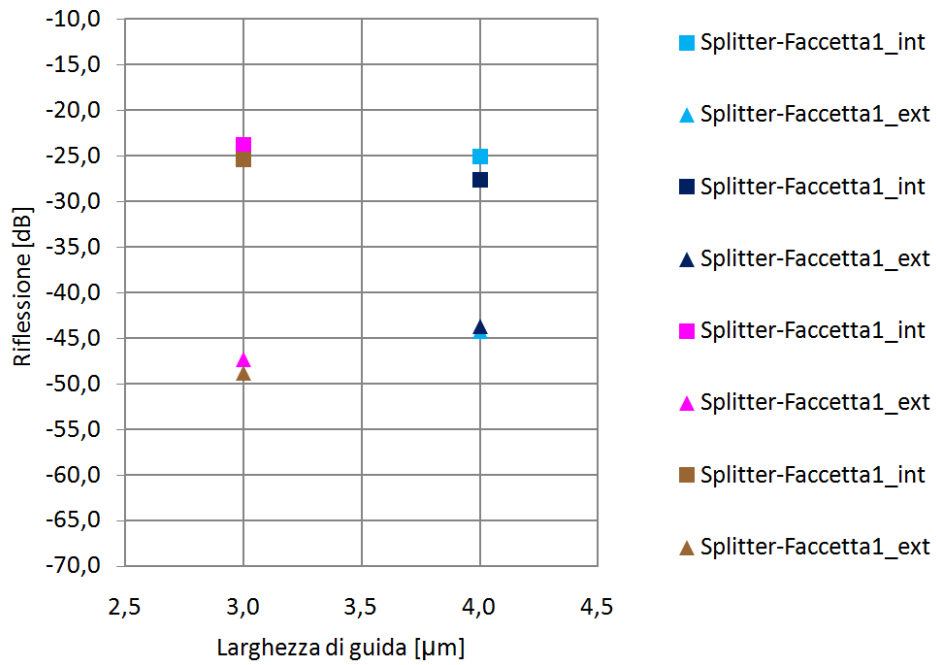
**Figura 3.24:** Coefficiente di riflessione interno ed esterno dalla faccetta numero 2 dell'accoppiatore di tipo E600,  $1 \times 2$  (Coupler)

variazioni trascurabili. Si evince inoltre che le riflessioni interne alla slab multimodale sono sempre più forti rispetto a quelle esterne.

Anche variando la profondità di etching (ora pari a  $1700\text{ nm}$ ), in prima approssimazione non si registrano grandi cambiamenti (vedi figure 3.27-3.28). In realtà, sono state rilevate delle retroriflessioni interne alla slab nell'intorno dei  $-15\text{ dB}$  probabilmente dovute ad una imperfezione delle guide o dall'errore introdotto dal processo di *etching*. Nel caso di accoppiatori multimodali aventi due ingressi e due uscite il confronto più utile è tra i valori di riflessione per i due tipi di strutture prese in esame. Sia nello scenario *E1700* che *E600*, il coefficiente di riflessione interno al dispositivo è di gran lunga superiore a quello posto esternamente alla faccetta (si prendano come riferimento le figure: 3.29-3.30 e 3.31-3.32). Le strutture con profondità di  $600\text{ nm}$  presentano riflessioni molto più deboli rispetto alle strutture a  $1700\text{ nm}$ . Questa differenza potrebbe però essere imputata alla differente larghezza delle guide nei due casi (figure, da 3.29 a 3.32). Come si evince dai grafici 3.31 e 3.32, alcune misure indicano un grado di riflessione interno particolarmente elevato.

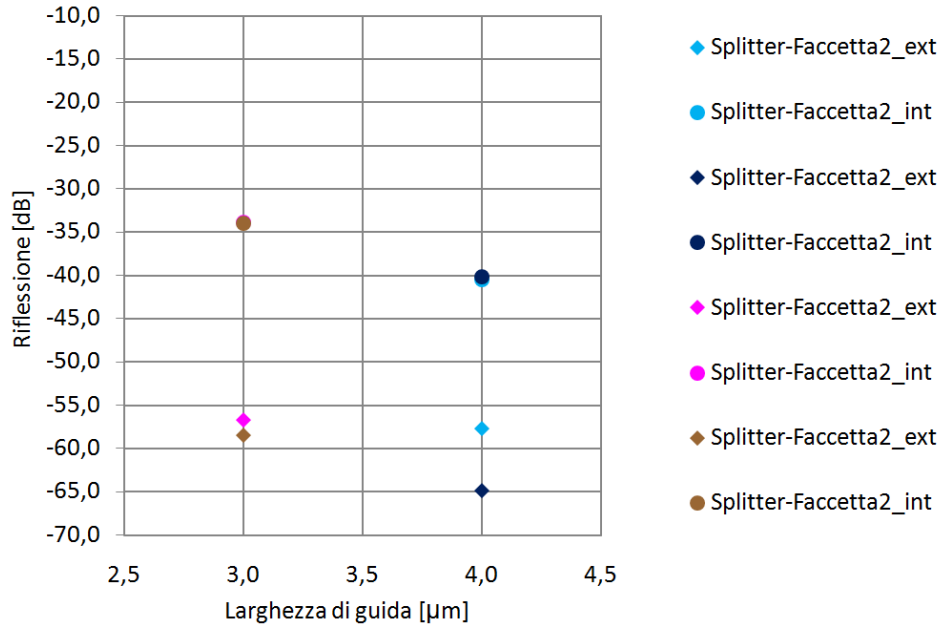
### 3.4. Analisi delle retroriflessioni

---

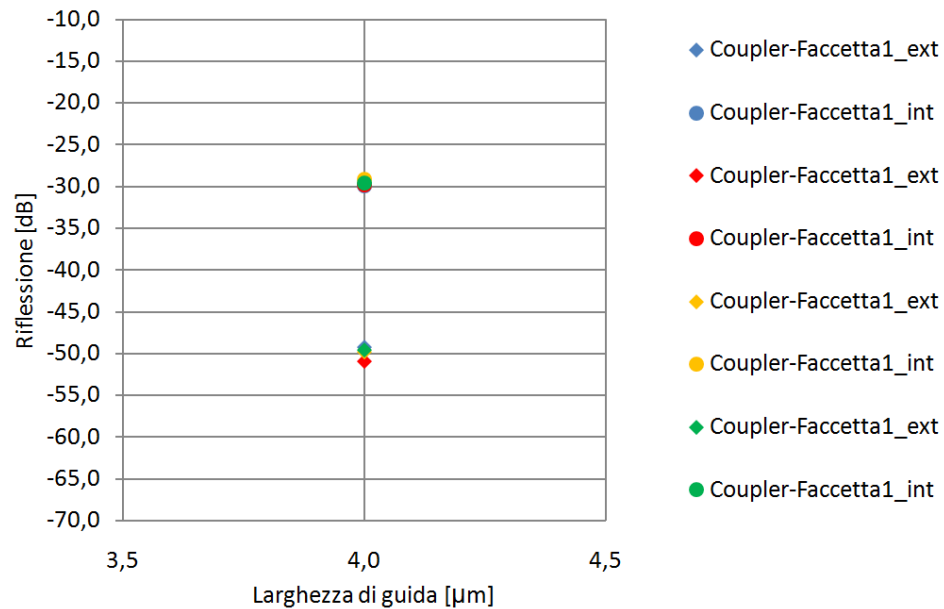


**Figura 3.25:** Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 1 dall'accoppiatore multimodale di tipo E600,  $1 \times 2$  (Splitter)

### 3.4. Analisi delle retroriflessioni

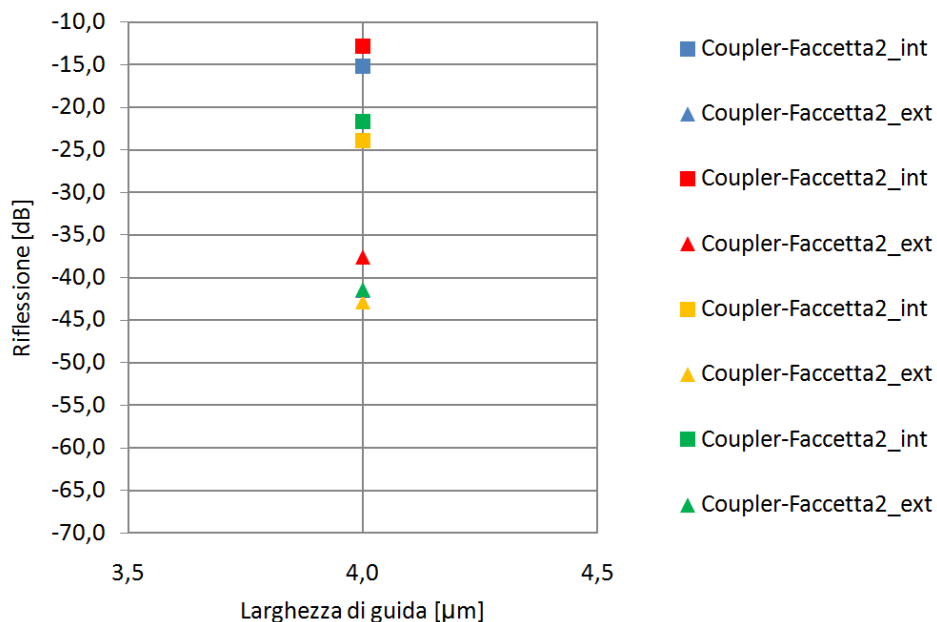


**Figura 3.26:** Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 2 dall'accoppiatore multimodale di tipo E600,  $1 \times 2$  (Splitter)



**Figura 3.27:** Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 1 dall'accoppiatore multimodale di tipo E1700,  $1 \times 2$  (Coupler)

### 3.4. Analisi delle retroriflessioni



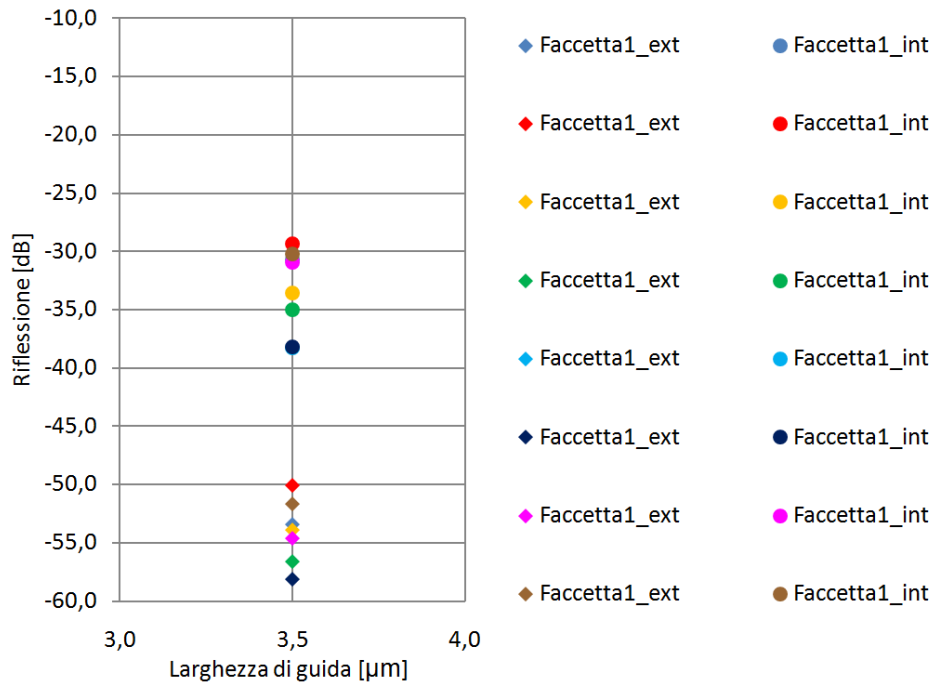
**Figura 3.28:** Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 2 dall'accoppiatore multimodale di tipo E1700,  $1 \times 2$  (Coupler)

Il numero dei dati che fornisce questo inaspettato risultato indica, ancora una volta, la necessità di indagare in modo più specifico questo tipo di componenti, per capire i problemi dai quali scaturiscono certi risultati.

Vengono ora introdotte nello studio le retroriflessioni viste alle porte degli accoppiatori direzionali presenti sul chip del run 3 di *HHI*. Per la stima si è valutato il livello medio di potenza retroriflessa osservato dall'autocorrelazione degli spettri in trasmissione dalle porte di bar e cross. Il procedimento che ha permesso di ottenere i risultati è quello riportato nel paragrafo 3.1.

Al contrario di quanto visto prima per gli MMI, in questo caso è stata valutata la potenza media retroriflessa in funzione della lunghezza dell'accoppiamento: figure 3.33 e 3.34. Le retroriflessioni si attestano attorno a  $-50\text{ dB}$  e, questi valori sono stati osservati alla fine delle guide a S che si interfacciano con le porte dell'accoppiatore e sono probabilmente dovuti all'errata progettazione di questi elementi. Infatti le transizioni sono composte da guide curve di raggio variabile. In fase di progetto è stato commesso un errore che ha comportato la fabbricazione di queste strutture con un raggio di curvatura

### 3.5. Conclusioni



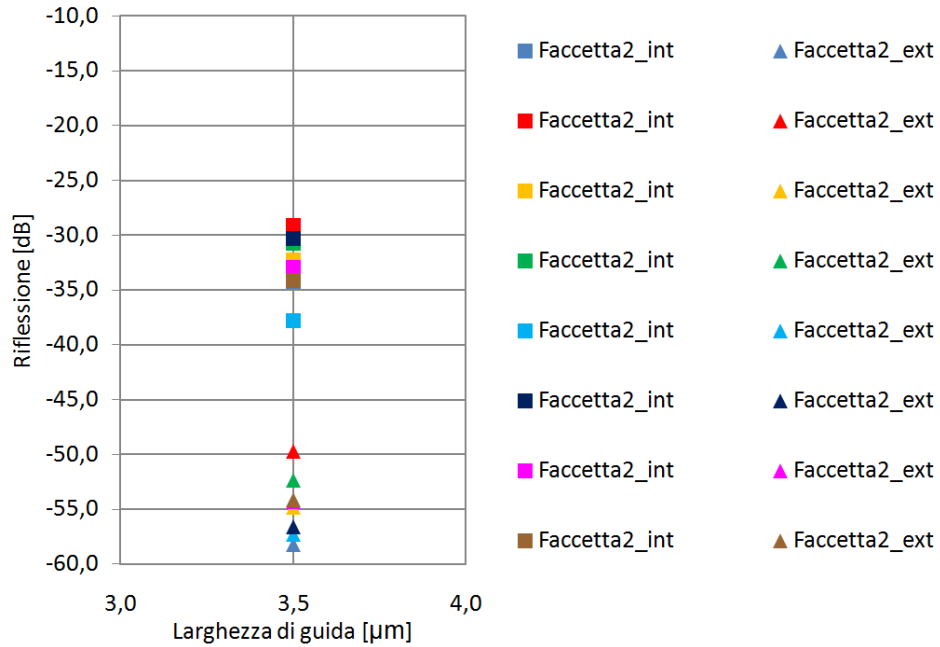
**Figura 3.29:** Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 1 dall'accoppiatore multimodale di tipo E600,  $2 \times 2$

troppo stretto che comporta eccitazione di modi superiori e retroriflessioni (figura 3.35). Non sono state riscontrate retroriflessioni sul lato esterno delle porte dell'accoppiatore.

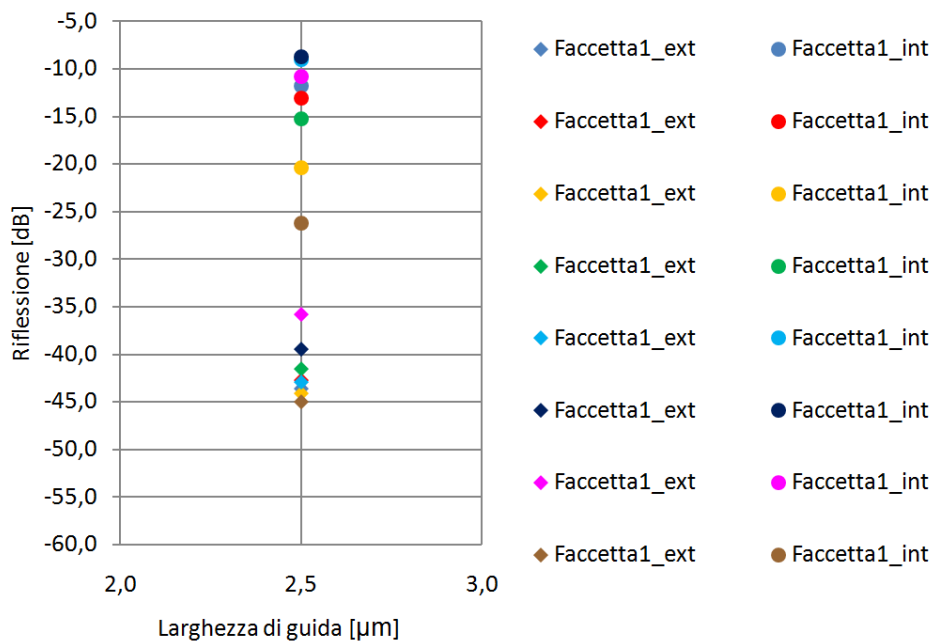
## 3.5 Conclusioni

Nel paragrafo 3.2 si evince che le perdite introdotte dagli accoppiatori ad interferenza multimodale sono piuttosto elevate, in qualsiasi configurazione analizzata. Per quanto riguarda il run *EuroPIC\_001*, sono stati analizzati gli accoppiatori ad interferenza multimodale (*E600* ed *E1700*) e sono state eseguite analisi sulle retroriflessioni, perdite e fattore di sbilanciamento. Risulta chiaramente che gli MMI presenti sul chip del run *EuroPIC\_001* presentano livelli di riflessione critici, in particolare diminuendo la larghezza delle bocche dell'accoppiatore e aumentando la profondità di attacco. Inoltre, anche le perdite introdotte di questi componenti sono molto elevate.

### 3.5. Conclusioni



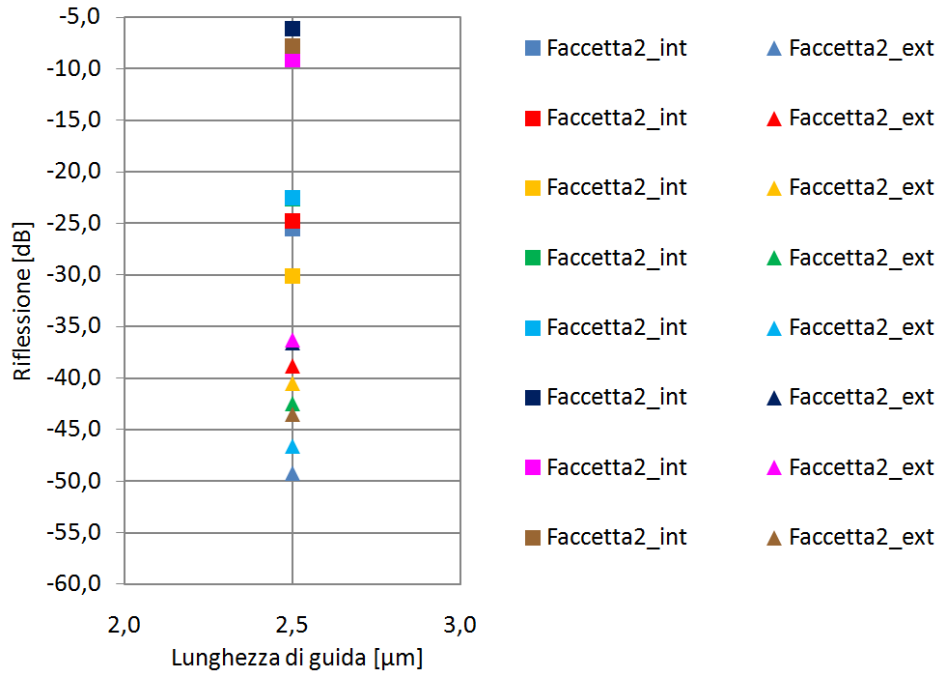
**Figura 3.30:** Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 2 dall'accoppiatore multimodale di tipo E600,  $2 \times 2$



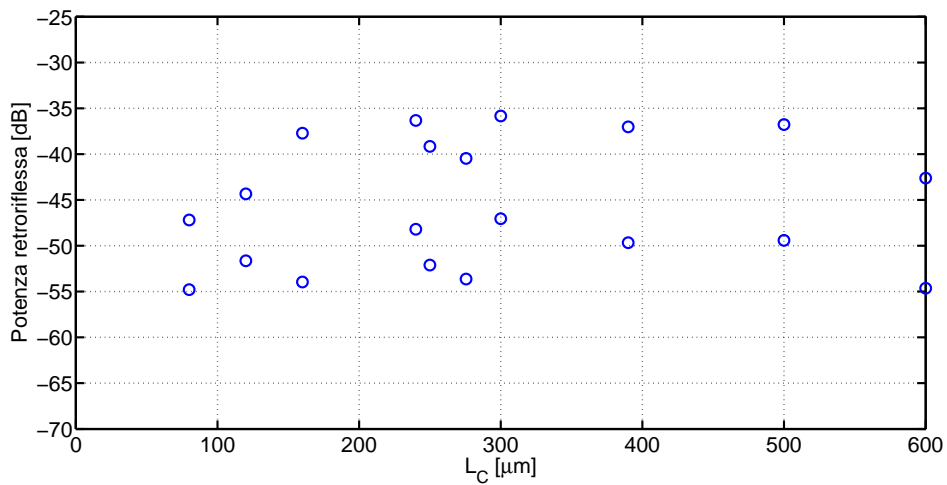
**Figura 3.31:** Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 1 dall'accoppiatore multimodale di tipo E1700,  $2 \times 2$



### 3.5. Conclusioni



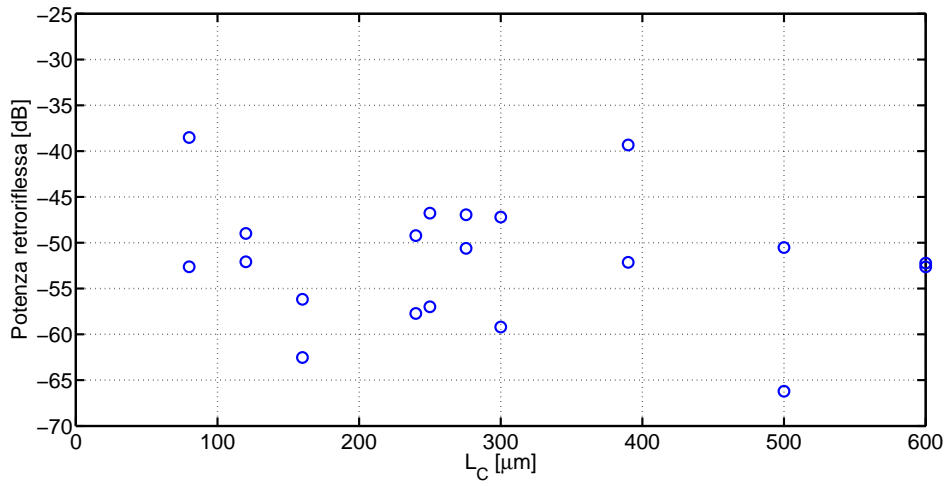
**Figura 3.32:** Coefficiente di riflessione interno ed esterno della faccetta numero 2 dall'accoppiatore multimodale di tipo E1700,  $2 \times 2$



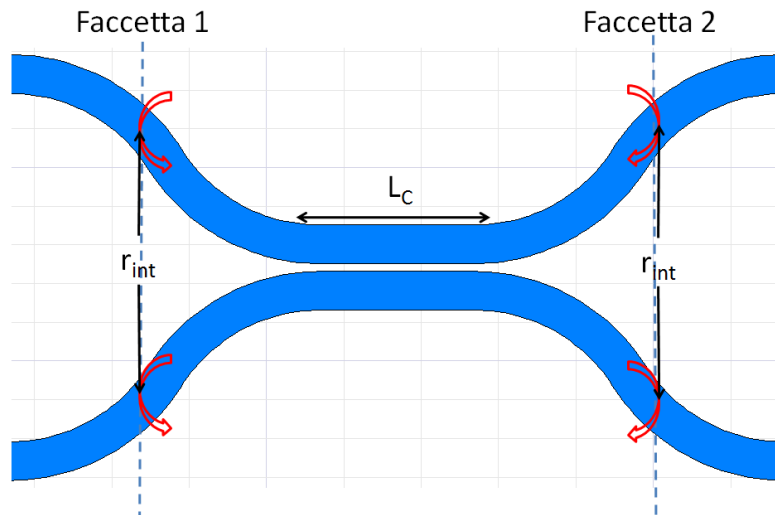
**Figura 3.33:** Potenza retroriflessa ottenuta dagli spettri in trasmissione in funzione della lunghezza di accoppiamento ( $L_C$ ) per la faccetta 1

### 3.5. Conclusioni

---



**Figura 3.34:** Potenza retroriflessa ottenuta dagli spettri in trasmissione in funzione della lunghezza di accoppiamento ( $L_C$ ) per la faccetta 2



**Figura 3.35:** Posizione dove sono state riscontrate le retroriflessioni degli accoppiatori direzionali

### 3.5. Conclusioni

I dispositivi analizzati, presenti sul chip di *HHI* del run *EuroPIC\_003*, comprendono cascate di MMI, strutture con accoppiatori direzionali in serie e singoli (in quest'ultimi varia solo la lunghezza di accoppiamento). Le guide sono di tipo *E600*. Dallo studio sulle perdite degli MMI in cascata (run *EuroPIC\_003*) si notano notevoli miglioramenti per quanto riguarda questo parametro. Gli accoppiatori direzionali presentano perdite superiori a quelle riscontrate dalle misure su MMI. Le retroriflessioni introdotte sono tuttavia trascurabili e dovuti ad un errore in fase di progetto sulle guide S presenti prima e dopo la regione di accoppiamento. I valori di attenuazione, retroriflessioni e del fattore di divisione/accoppiamento della potenza riassunti in questo capitolo saranno utilizzati nel capitolo 4 per costruire ed ottimizzare le simulazioni sui filtri di primo ordine presenti sul chip *EuroPIC\_003*.

Le tabelle 3.1 e 3.2, riassumono i parametri caratteristici degli MMI, mentre la tabella 3.3 sintetizza i risultati riguardanti gli accoppiatori direzionali.

Tipo	$w$	<i>Perdite</i>	$U$	Fac.1- $r_{ext}$	Fac.2- $r_{ext}$	Fac.1- $r_{int}$	Fac.2- $r_{int}$
E600	$3\ \mu m$	$2.6\ dB$	0.53	$-55\ dB$	$-50\ dB$	$-35\ dB$	$-25\ dB$
	$4\ \mu m$	$1.3\ dB$	0.5	$-60\ dB$	$-45\ dB$	$-40\ dB$	$-25\ dB$
E1700	$4\ \mu m$	$1.5\ dB$	0.51	$-50\ dB$	$-40\ dB$	$-30\ dB$	$-15\ dB$

**Tabella 3.1:** Riassunto dei parametri caratteristici degli MMI  $1 \times 2$

Tipo	$w$	<i>Perdite</i>	$U$	Fac.1- $r_{ext}$	Fac.2- $r_{ext}$	Fac.1- $r_{int}$	Fac.2- $r_{int}$
E600	$3.5\ \mu m$	$2.6\ dB$	0.54	$-50\ dB$	$-55\ dB$	$-35\ dB$	$-35\ dB$
E1700	$2.5\ \mu m$	$5.2\ dB$	0.62	$-40\ dB$	$-40\ dB$	$-15\ dB$	$-15\ dB$

**Tabella 3.2:** Riassunto dei parametri caratteristici degli MMI  $2 \times 2$

Tipo	<i>gap</i>	<i>Perdite</i>	Fac.1- $r_{ext}$	Fac.1- $r_{int}$	Fac.2- $r_{ext}$	Fac.2- $r_{int}$
E600	$0.8\ \mu m$	$0.56\ dB$	-	$-50\ dB$	-	$-50\ dB$

**Tabella 3.3:** Riassunto dei parametri caratteristici degli accoppiatori direzionali

## Capitolo 4

# Analisi di circuiti reali e confronto con i risultati delle simulazioni

Nel presente capitolo si analizzano i circuiti presenti sul chip di *HHI* (run numero 3). I circuiti sono suddivisi in due gruppi: il primo include anelli risonanti, mentre il secondo è volto allo studio di interferometri Mach-Zehnder. Entrambi i gruppi sono presenti in due versioni. In una l'elemento accoppiante è costituito da un accoppiatore direzionale, mentre la seconda versione presenta degli accoppiatori ad interferenza multimodale (MMI). Le misure sono state eseguite nel caso di luce con polarizzazione TE. Tutte le strutture analizzate presentano un profilo d'indice di tipo *E600* e una larghezza di  $2\ \mu\text{m}$  che rimane costante per tutte le componenti del circuito (escluse, ovviamente, le slab multimodali degli MMI). I risultati riguardanti le simulazioni di questi circuiti sono stati ottenuti con il simulatore circuitale (*ASPIC*<sup>TM</sup>) sfruttando i *building block* che si servono a loro volta dei modelli descritti nel capitolo 2 e dei risultati relativi ai parametri fisici ottenuti nel capitolo 3. Lo scopo è quello di confrontare le misure sperimentali con le simulazioni circuitali per valutare l'accuratezza dei modelli determinando l'impatto degli errori tecnologici sui parametri.

Nei paragrafi 4.1, 4.2, 4.3 e 4.4 sono presentati i risultati delle misure sui

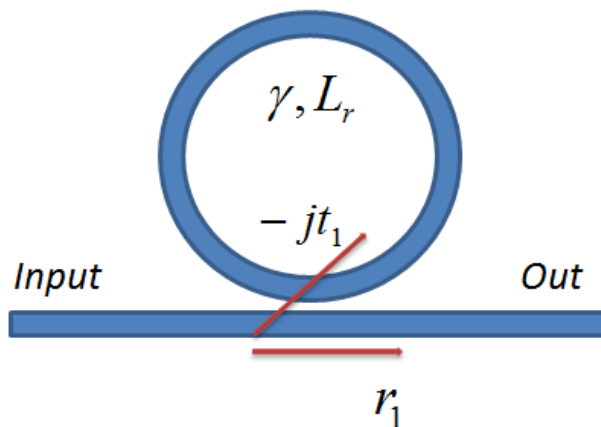
#### 4.1. Anelli risonanti con accoppiatori direzionali

---

circuiti e, vengono proposte le simulazioni effettuate confrontandole con i dati sperimentali. In particolare, nei primi due si concentra l'attenzione sui circuiti ad anelli risonanti con accoppiatori direzionali (4.1) e ad interferenza multimodale (4.2). Invece, nel paragrafo 4.3 si analizzano i dati relativi alle misure e alle simulazioni per gli interferometri Mach-Zehnder con directional coupler, mentre nella sezione 4.5 si verifica la correttezza dei modelli nel caso di utilizzo di MMI.

### 4.1 Anelli risonanti con accoppiatori direzionali

Il filtro a singolo anello risonante è composto da una guida chiusa su se stessa, con un accoppiatore che permette di accoppiarsi alle guide di ingresso e uscita. In figura 4.1 viene mostrato lo schema di un anello con una sola guida di ingresso/uscita ed un accoppiatore (sfasatore ad anello risonante). Questo è un filtro passa-tutto, ovvero, in assenza di perdite, presenta modulo costante e unitario. In presenza di perdite invece la sua funzione di trasferimento è caratterizzata, in corrispondenza della frequenza di risonanza, da uno stretto notch [12]. Se il segnale in ingresso ha frequenza diversa



**Figura 4.1:** Esempio di uno sfasatore a singolo anello risonante

da quella di risonanza questo prosegue verso la porta di uscita, al contra-

#### 4.1. Anelli risonanti con accoppiatori direzionali

---

rio, se la frequenza del segnale corrisponde a quella di risonanza, il segnale prosegue la propagazione nell'anello. La condizione di risonanza si ha per  $\beta L_r = 2m\pi$ , dove  $\beta$  è la costante di propagazione dell'onda ottica,  $L_r$  è la lunghezza geometrica dell'anello e,  $m$  è un numero intero che indica la l'ordine della risonanza. La funzione di trasferimento è periodica in frequenza (equazione 4.1) con periodo dato dall'equazione 4.2:

$$H_t = \frac{\sqrt{1-K} - \gamma e^{-i\beta L_r}}{1 - \sqrt{1-K} \gamma e^{-i\beta L_r}} \quad (4.1)$$

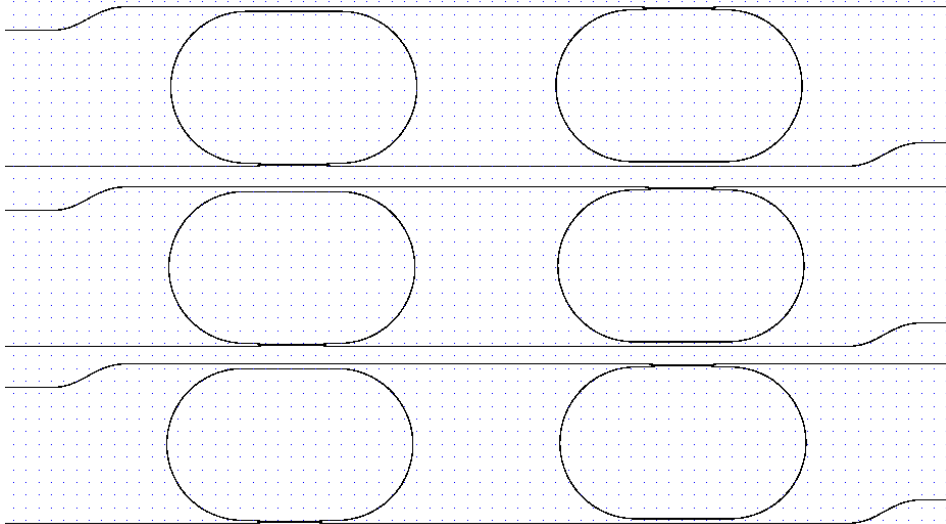
$$FSR = \frac{c}{n_g L_r} \quad (4.2)$$

dove  $K$  è il coefficiente di accoppiamento dell'accoppiatore  $\gamma$  sono le perdite dell'anello (per giro),  $c$  è la costante di velocità della luce nel vuoto ( $3 \cdot 10^8 m/s$ ) e  $n_g$  è l'indice di gruppo. La profondità dei buchi spettrali dipende dalle perdite dell'anello e dal coefficiente di accoppiamento come si evince dalla relazione 4.1.

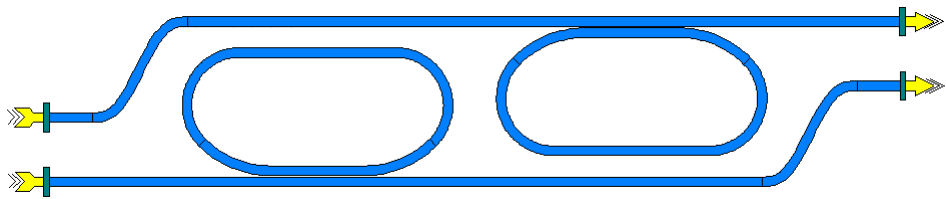
Le misure sono state effettuate ad una temperatura di  $21^\circ C$  per mantenere le stesse condizioni rispetto alla campagna di misure effettuata per l'analisi delle caratteristiche degli accoppiatori, in un intervallo di lunghezze d'onda compreso tra  $1549.5 nm$  e  $1550.5 nm$ . Questo è dovuto al fatto che per ottenere un campionamento dei picchi accettabile è necessario aumentare la risoluzione dell'acquisizione. La sorgente ha una risoluzione massima di  $1 pm$  mentre l'analizzatore di spettro consente al massimo un'acquisizione a 20001 campioni. Quindi con una banda di  $60 nm$  si potrebbe ottenere una risoluzione di  $3 pm$  che non è sufficiente. Allora è necessario restringere la banda (in questo caso fino a  $1 nm$ ) per ottenere un campionamento dei picchi spettrali con una risoluzione di  $1 nm$ , nel caso di acquisizione con 1001 campioni (si faccia riferimento al paragrafo 3.1 per ulteriori informazioni sul setup di misura). I circuiti, come si nota dalla figura 4.2, sono costituiti da tratti di guida dritta, un tratto di guida a S e un anello risonante. Le tre coppie di anelli si differenziano l'una dall'altra dalla diversa lunghezza di accoppiamento dell'accoppiatore (la lunghezza di transizione rimane costante in tutti i casi ed è pari a  $40.1 \mu m$ ).

#### 4.1. Anelli risonanti con accoppiatori direzionali

---



**Figura 4.2:** Struttura dei circuiti con anelli risonanti con accoppiatori direzionali



**Figura 4.3:** Circuiti implementati con il simulatore circuitale *ASPIC*<sup>TM</sup> (anelli risonanti con accoppiatori direzionali)

#### 4.1. Anelli risonanti con accoppiatori direzionali

---

I parametri di partenza per il modo TE dei *building block* sfruttati per costruire il circuito, sono riassunti nella tabella 4.1 [9]: La tabella si riferi-

$neff$	$ng$	$\alpha [dB/cm]$
$3.184 \pm 5 \cdot 10^{-5}$	3.514	0.5

**Tabella 4.1:** Riassunto dei parametri caratteristici delle guide dritte il modo TE

sce alle misure effettuate su guide dritte su run di *HHI* antecedenti a quelli analizzati in questo studio. Per quanto riguarda gli accoppiatori direzionali, questi presentano un gap di  $0.8 \mu m$  con differenti lunghezze di accoppiamento  $300 \mu m$ ,  $275.5 \mu m$ ,  $250 \mu m$ . I parametri relativi all'accoppiatore direzionale (presentati nel capitolo 3) sono riassunti nella tabella 4.2. Si ipotizza che

$neff$	$ng$	Perdite acc. [dB]	$\kappa [\mu m^{-1}]$	$r_{int} [dB]$
$3.184 \pm 5 \cdot 10^{-5}$	3.514	0.56	0.018	-50

**Tabella 4.2:** Riassunto dei parametri caratteristici relativi agli accoppiatori direzionali

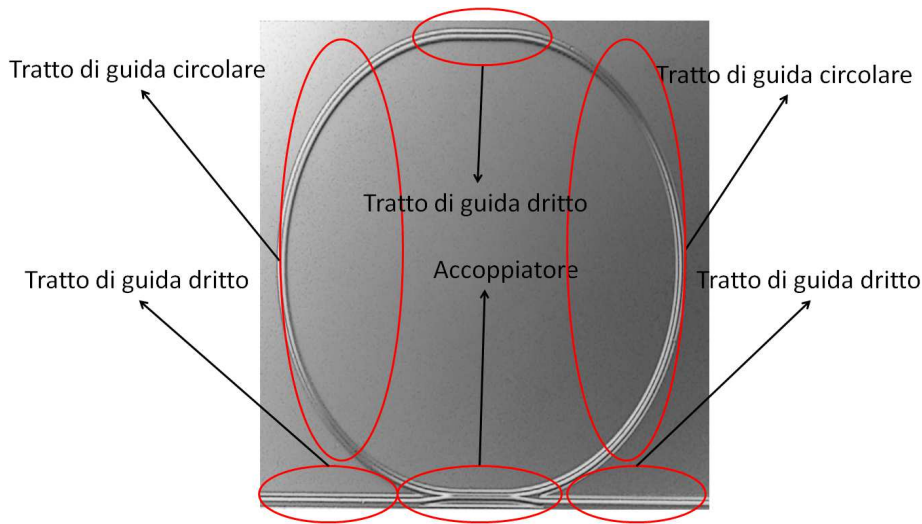
i tratti di guida che compongono l'anello abbiano gli stessi parametri delle guide dritte. I valori riportati nelle tabelle 4.1 e 4.2 verranno utilizzati per definire i parametri dei *building block* visti in figura 4.3. In particolare dalla figura 4.4 è possibile valutare le singole parti che costituiscono il filtro dove sono facilmente visibili le due guide di ingresso e uscita interfacciate da un accoppiatore, il quale a sua volta è collegato alle due guide circolari (con raggio di curvatura pari a  $480 \mu m$ ) che sono unite (nella parte superiore) da un tratto di guida dritta. La figura 4.3 mostra come sono stati assemblati i *building block* in *ASPIC*<sup>TM</sup> per le simulazioni. I blocchi verdi sono le faccette asimmetriche che permettono di considerare le retroriflessioni introdotte dalle faccette del chip.

Si introduce ora l'analisi delle misure e delle simulazioni sui circuiti. Vengono prima presentate e commentate le misure ottenute e, successivamente, si eseguono i confronti con le simulazioni commentandone i risultati. In questa parte non si vuole introdurre un semplice raccordo tra i dati ottenuti dal-



#### 4.1. Anelli risonanti con accoppiatori direzionali

---

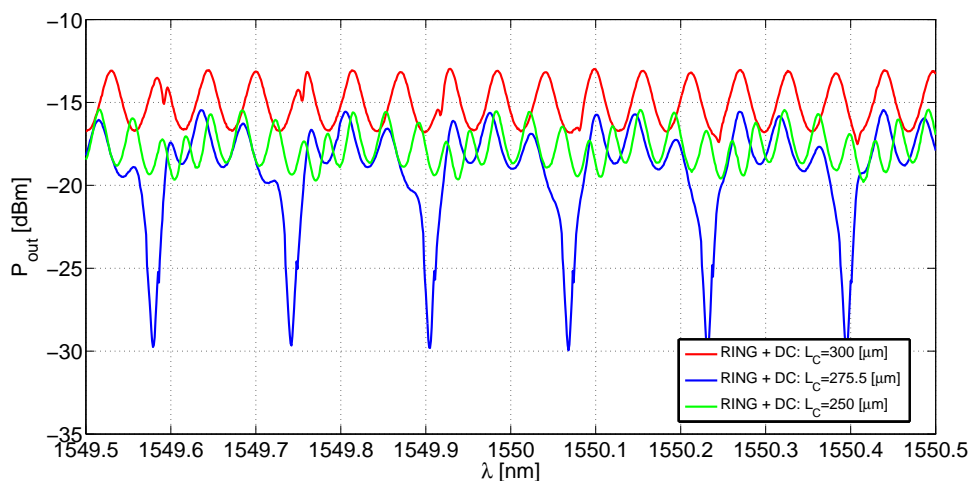


**Figura 4.4:** Immagine di un anello risonante dove sono evidenziate le singole strutture da cui è composto

le simulazioni con gli spettri misurati in laboratorio ma lo studio è rivolto alla comprensione e all'accuratezza dei modelli determinando, in questo modo, l'impatto degli errori tecnologici sui parametri fisici dei dispositivi. Per questo motivo l'unico indice che, in prima analisi, può essere fatto variare è l'indice di rifrazione efficace (*neff*) poichè il suo valore non è ancora facilmente controllabile in sede di fabbricazione.

In figura 4.5 si riportano, a titolo di esempio, gli spettri ottenuti dalle misure in laboratorio sui circuiti ad anelli con polarizzazione TE. Nella figura 4.5 la curva che fa riferimento allo spettro di potenza all'uscita dell'anello con accoppiatore direzionale avente  $L_C = 300 \mu\text{m}$  e polarizzazione TE, non presenta i notch tipici della risposta dell'anello. Questo fenomeno potrebbe essere dovuto ad una variazione dal parametro di accoppiamento  $\kappa$  che provoca una forte variazione del coefficiente di accoppiamento  $K$  (si vedano le formule riportate nel capitolo 3). Si passa ora all'analisi del risultato delle simulazioni. Per dimostrare che l'approccio circuitale prevede, in modo affidabile, il comportamento dei circuiti presenti sul chip di interesse, si prendono come riferimento gli spettri ottenuti dai dati sperimentali. Il grafico preso come riferimento per la prima analisi è lo spettro in figura 4.6 che corrisponde al caso in cui la lunghezza di accoppiamento è pari a  $275.5 \mu\text{m}$  e il modo che si

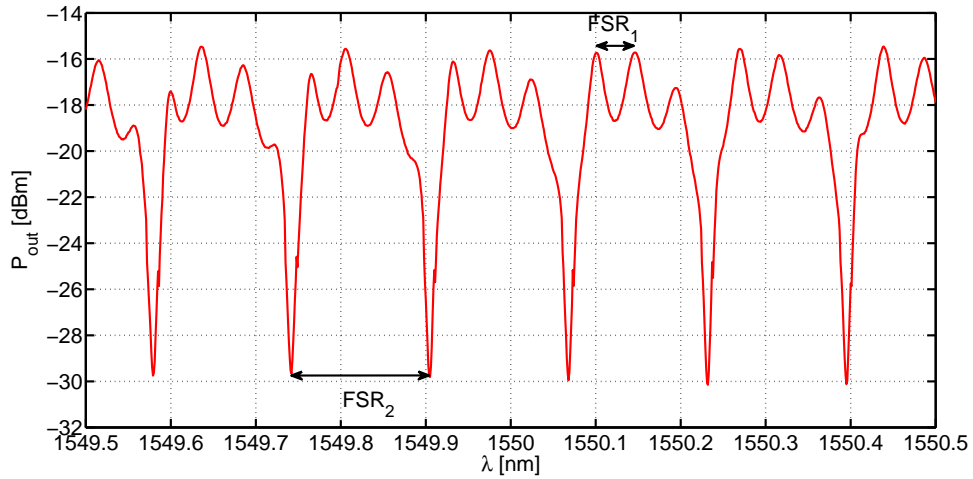
#### 4.1. Anelli risonanti con accoppiatori direzionali



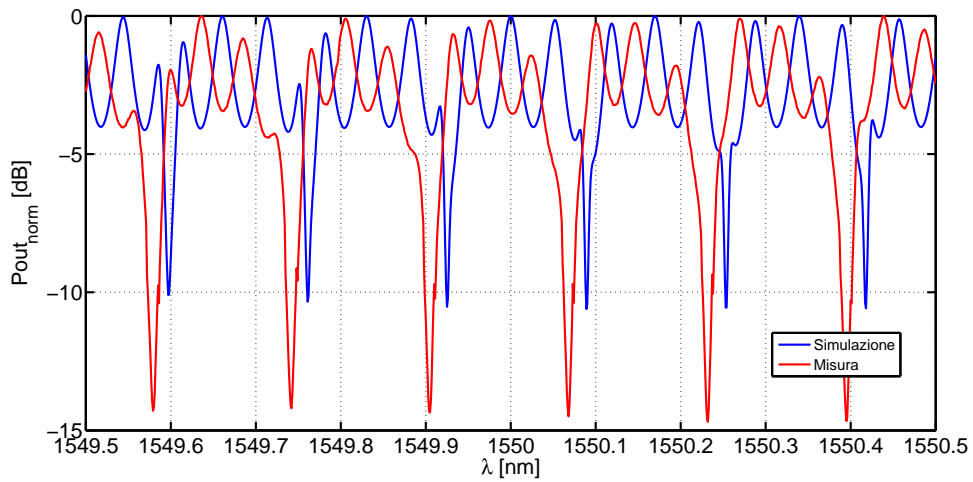
**Figura 4.5:** Spettri di potenza in uscita dai circuiti ad anello visti in figura 4.2

propaga nelle strutture è trasverso elettrico (TE). Dal grafico si nota che sono stati definiti due diversi valori di *Free Spectral Range* (denominati  $FSR_1$  e  $FSR_2$ ), poichè il circuito è costituito da due cavità: la prima dovuta alle faccette di ingresso del chip e l'altra composta dall'anello risonante. Nelle simulazioni sono stati distinti gli indici di rifrazione dei parametri relativi ai *building block* che intervengono nella definizione delle due cavità nella risposta del circuito simulato. Le dimensioni geometriche dei componenti sono state misurate grazie alla maschera relativa al chip (definita in fase di progetto) inoltre su questo sono presenti i *righelli* che permettono di valutare l'errore introdotto dal *taglio* sul wafer. Questa operazione avviene in sede di fabbricazione per suddividere le aree del wafer che contengono i diversi chip e, ovviamente, non è esente da errori. Questo comporta una variazione della lunghezza dei circuiti presenti, i quali al termine dell'operazione presentano un allungamento o un accorciamento delle strutture in prossimità dei bordi del chip. I valori misurati dai righelli sono stati inseriti nei parametri dei building block relativi alle guide dritte che si interfacciano con le faccette del chip. In figura 4.7 viene mostrato il confronto tra gli spettri delle misure e delle simulazioni: si nota chiaramente che la curva blu sembra non predire in modo accurato le perdite che devono quindi essere compensate. Dalle simulazioni è scaturito che per ottenere una buona profondità dei bu-

#### 4.1. Anelli risonanti con accoppiatori direzionali



**Figura 4.6:** Spettro di potenza per il modo TE in uscita dall'anello con accoppiatore direzionale avente lunghezza di accoppiamento pari a  $275.5 \mu m$

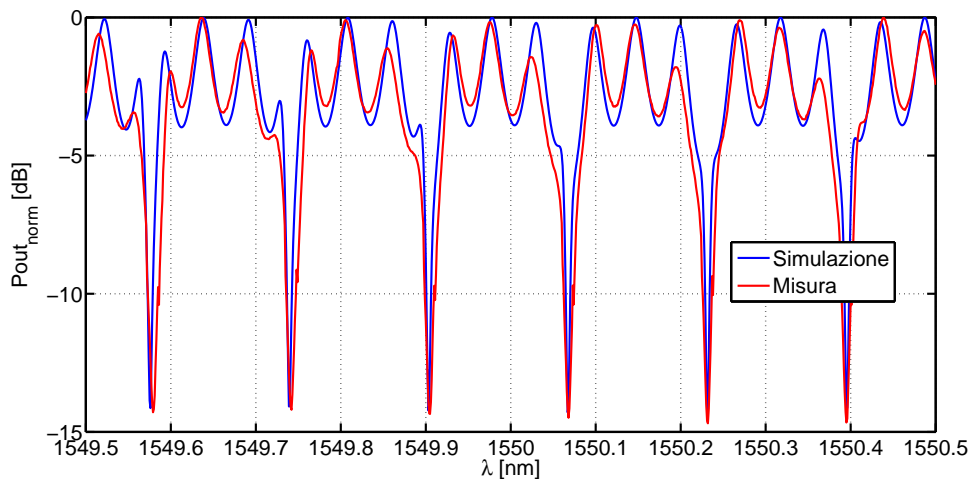


**Figura 4.7:** Confronto tra la curva ottenuta dalle misure su anelli con accoppiatori direzionali ( $L_C = 275.5 \mu m$ ) e le simulazioni effettuate sullo stesso tipo di circuito, nel caso di polarizzazione TE, con i dati relativi alla tabella 4.2

#### 4.1. Anelli risonanti con accoppiatori direzionali

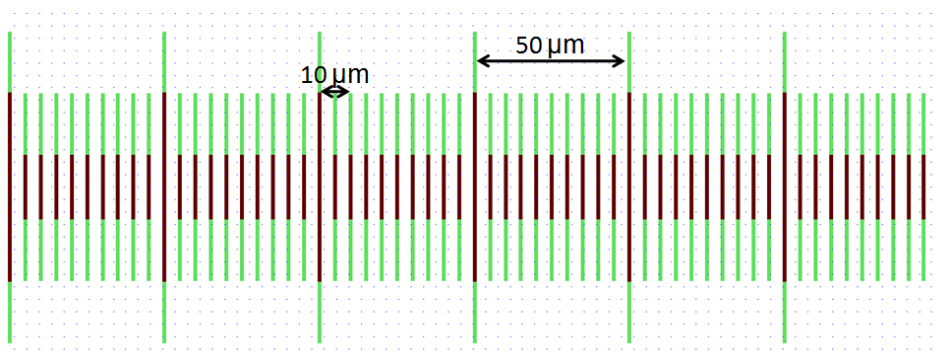
chi è necessario modificare le perdite dei building block che formano l'anello risonante (escluso l'accoppiatore) fino a  $1.5 [dB/cm]$ . Siccome l'anello (escludendo il tratto dell'accoppiatore direzionale) ha una lunghezza geometrica pari a  $3.8931 mm$  significa che le perdite totali sono pari a circa  $0.6 dB$  (rispetto a quelle previste di  $0.2 dB$ ). Lo scostamento introdotto è dovuto alle perdite di propagazione introdotte delle transizioni presenti tra il tratto di guida dritta e di guide curve dell'anello. Quest'ultime presentano perdite superiori a quelle definite in tabella 4.1 a causa del raggio di curvatura che si avvicina al valore minimo ( $R_{min} \approx 500 \mu m$ ).

Il risultato ottenuto è visibile in figura 4.8, dove la curva blu indica il risultato ottenuto dalle variazioni introdotte dal modello e la curva rossa si riferisce allo spettro ottenuto durante la campagna di misure sul dispositivo in esame. Per ottenere la curva di color blu è stato inserito uno scostamento dal valore nominale dell'indice di rifrazione efficace pari a  $-5 \cdot 10^{-5}$  con l'unico scopo di poter valutare in modo più accurato possibile il confronto le curve presenti sul grafico. Il riassunto delle variazioni da apportare ai parametri dei blocchi del circuito, sono riassunte nella tabella 4.3.



**Figura 4.8:** Confronto tra le curve ottenute dalle misure su anelli con accoppiatori direzionali ( $L_C = 275.5 \mu m$ ) e le simulazioni effettuate sullo stesso tipo di circuito, dopo la correzione sulle perdite delle guide che formano l'anello risonante

#### 4.1. Anelli risonanti con accoppiatori direzionali



**Figura 4.9:** Esempio di un righello per la valutazione della bontà del cleaving, presente sul chip analizzato

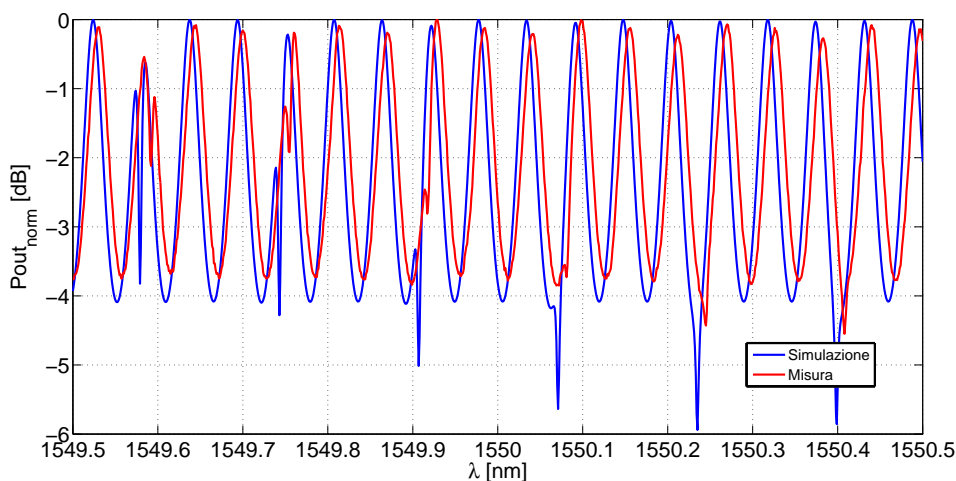
$neff$	$neff_{ring}$	Perdite anello
$3.184 - 5 \cdot 10^{-5}$	$3.184 - 5 \cdot 10^{-5}$	1.5 [dB/cm]

**Tabella 4.3:** Valori dei parametri di simulazione per polarizzazione TE (ring con accoppiatori direzionali,  $LC = 275.5 \mu m$ )

Ora variando la lunghezza di accoppiamento dell'accoppiatore a  $300 \mu m$  mantenendo i parametri dei *building block* uguali a quelli descritti nella tabella 4.3 (per gli altri si riporta nuovamente alle tabelle 4.1 e 4.2), si verifica se le correzioni apportate rimangono valide. In figura 4.10 si vede che la curva in blu relativa alle simulazioni presenta un lieve sfasamento (compensabile diminuendo il la variazione dell'indice di rifrazione da 3.184 a  $3.184 - 4.5 \cdot 10^{-5}$ ) rispetto alla curva rossa (relativa alle misure). La differenza rispetto al caso precedente può essere dovuta ad errori tecnologici che comportano una variazione dell'indice di rifrazione efficace.

In conclusione, si può affermare che le variazioni introdotte sui parametri fisici delle strutture presenti sul chip, dovute a fattori tecnologici, sono evidenti ma i *building block* utilizzati permettono di ottenere risposte spettrali molto soddisfacenti se confrontate con quelle degli circuiti reali. I risultati ottenuti presentano valori ricorrenti che dimostrano un buon grado di maturità raggiunto nel processo di produzione delle strutture presenti sullo stesso chip.

## 4.2. Anelli risonanti con accoppiatori ad interferenza multimodale



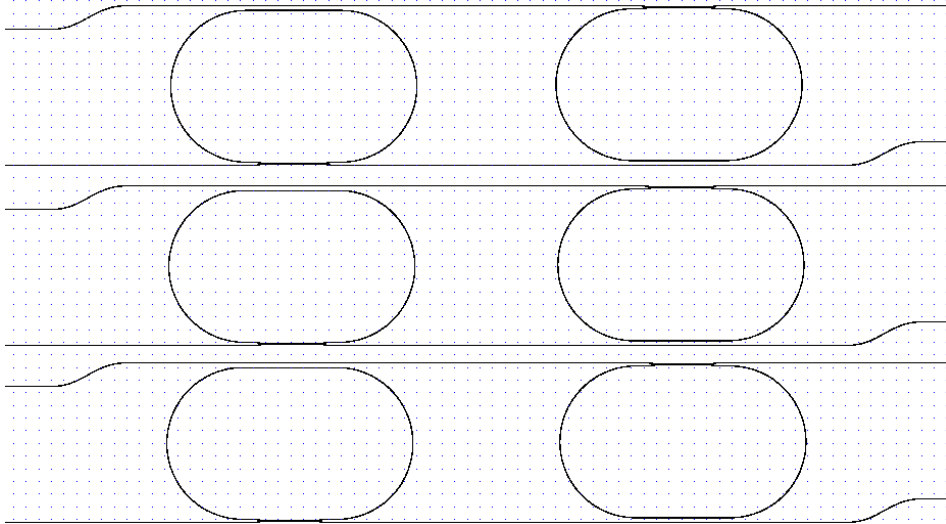
**Figura 4.10:** Confronto tra le curve ottenute dalle misure su anelli con accoppiatori direzionali ( $L_C = 300 \mu m$ ) e le simulazioni effettuate sullo stesso tipo di circuito con i parametri riportati in tabella 4.3

## 4.2 Anelli risonanti con accoppiatori ad interferenza multimodale

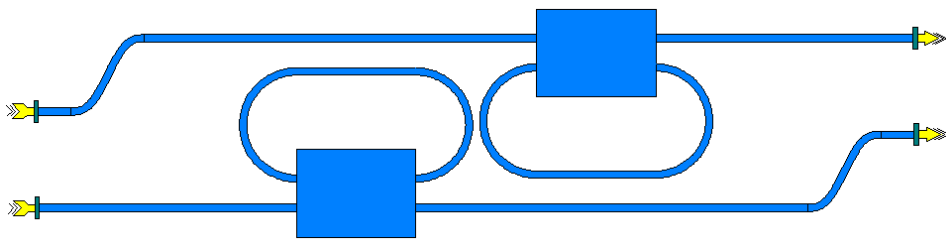
Si introducono in questo paragrafo i risultati ottenuti dai circuiti ad anelli risonanti che sfruttano gli accoppiatori ad interferenza multimodale (*MMI*). I circuiti studiati in questa sezione sono riportati in figura 4.11 e in 4.12 sono riportati gli stessi circuiti implementati nel simulatore circuitale. Anche in questo caso valgono le condizioni di misura (come temperatura e larghezza della finestra spettrale) descritte nel paragrafo precedente. Il circuito (in figura 4.11) presenta le stesse caratteristiche descritte per i circuiti ad anello con accoppiatore direzionale, l'unica differenza è che in questo caso l'accoppiatore è un MMI con una lunghezza geometrica di  $372.5 \mu m$ . Il coefficiente di riflessione interno alla slab è posto a  $-43.4 dB$  e, il rapporto di divisione della potenza alle bocche di uscita è  $U = 0.53$ . Dalle misure effettuate sugli MMI presenti in questo run, si evince che le perdite di inserzione introdotte sono circa pari a  $0.12 dB$  (per singolo MMI). In tabella 4.4 sono riassunti i parametri del building block dell'MMI, mentre per i parametri delle guide che compongono l'anello e, in generale, le altre strutture del circuito si faccia

## 4.2. Anelli risonanti con accoppiatori ad interferenza multimodale

---



**Figura 4.11:** Vista dall'alto della struttura dei circuiti con anelli risonanti e accoppiatori multimodali



**Figura 4.12:** Circuiti implementati con il simulatore circuitale *ASPIC™* (anelli risonanti con accoppiatori ad interferenza multimodale)

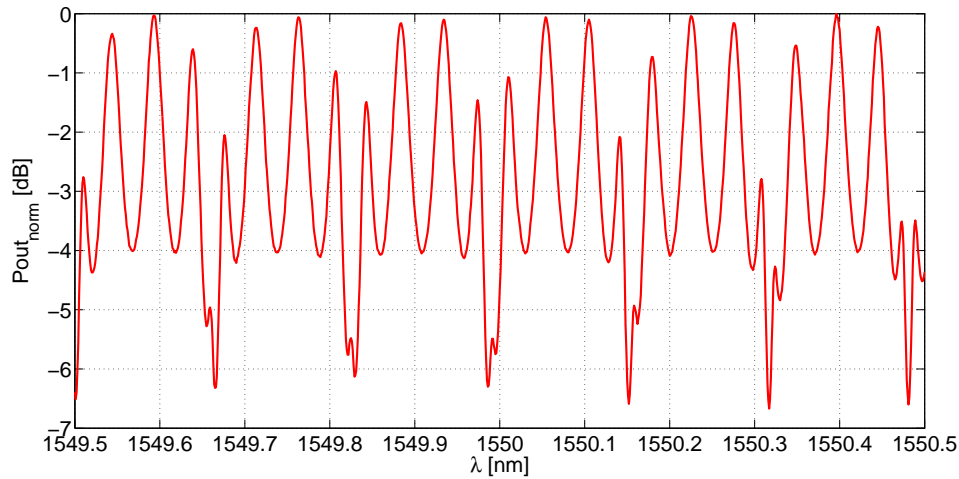
## 4.2. Anelli risonanti con accoppiatori ad interferenza multimodale

riferimento alla tabella 4.2. In figura 4.13 viene mostrato lo spettro ottenuto

$neff$	$ng$	Perdite acc. [dB]	$U$	$r_{int}$ [dB]
$3.184 \pm 5 \cdot 10^{-5}$	3.514	0.12	0.53	-43.4

**Tabella 4.4:** Riassunto dei parametri caratteristici relativi agli accoppiatori ad interferenza multimodale (MMI)

dalle misure in trasmissione effettuata su questo tipo di circuito nel caso di polarizzazione TE. Come nel paragrafo precedente, vengono ora introdotti i

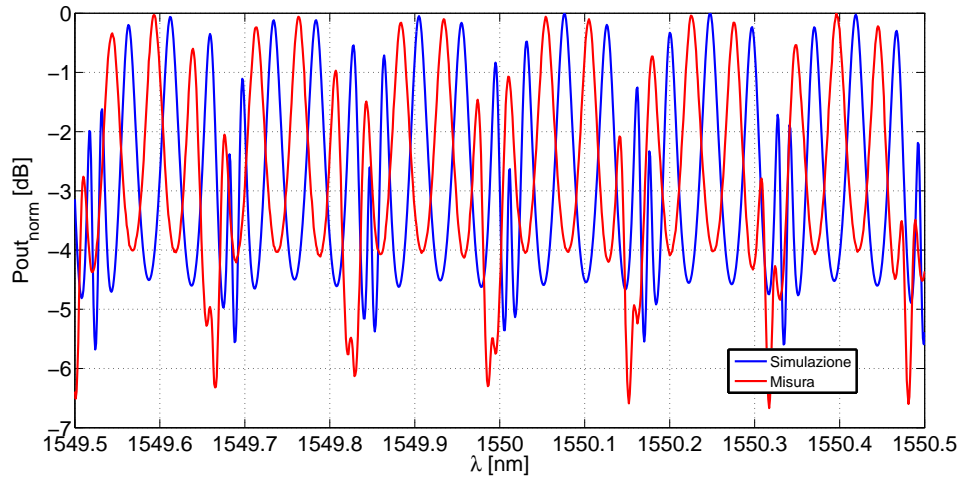


**Figura 4.13:** Spettro di potenza in uscita dai circuiti ad anello con accoppiatori MMI

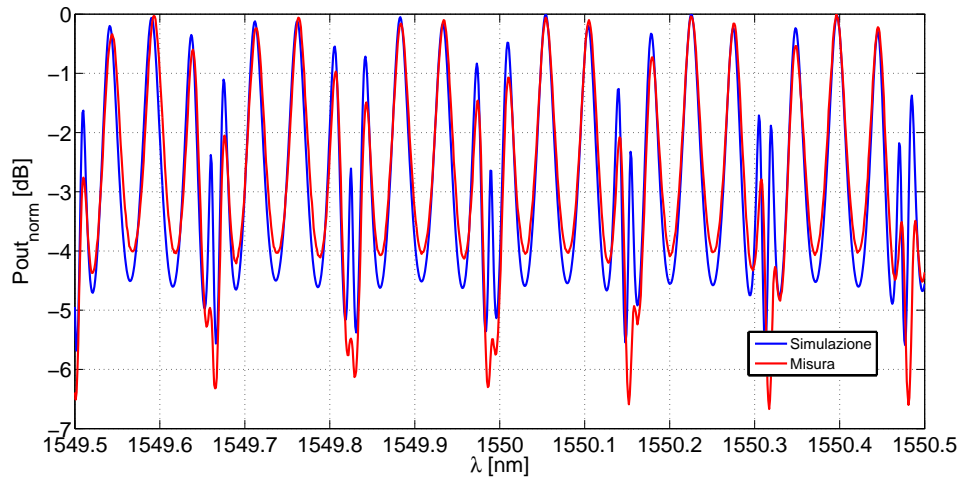
valori riportati dalle tabelle 4.2-4.4 nei parametri dei building block visti in figura 4.12 e la variazione di lunghezza del chip valutata tramite i righelli. Dal grafico 4.13 si può apprezzare il confronto tra lo spettro ottenuto dalle misure e quello ottenuto dalla simulazione. Anche qui è visibile una discrepanza causata dall'indice di rifrazione delle guide che non è uguale a quello definito in tabella 4.2. Introducendo una variazione dell'indice di rifrazione pari a  $-5 \cdot 10^{-5}$  si ottiene la curva mostrata in figura 4.15. Analogamente a quanto riscontrato nel paragrafo precedente vi è una differenza nella profondità dei buchi spettrali tra le due curve. Questa può essere colmata introducendo un aumento delle perdite dei blocchi che costituiscono l'anello nell'ambiente di



## 4.2. Anelli risonanti con accoppiatori ad interferenza multimodale



**Figura 4.14:** Confronto tra le curve ottenute dalle misure su anelli con MMI e le simulazioni effettuate sullo stesso tipo di circuito, nel caso di polarizzazione TE, con i dati relativi alle tabelle 4.4-4.2

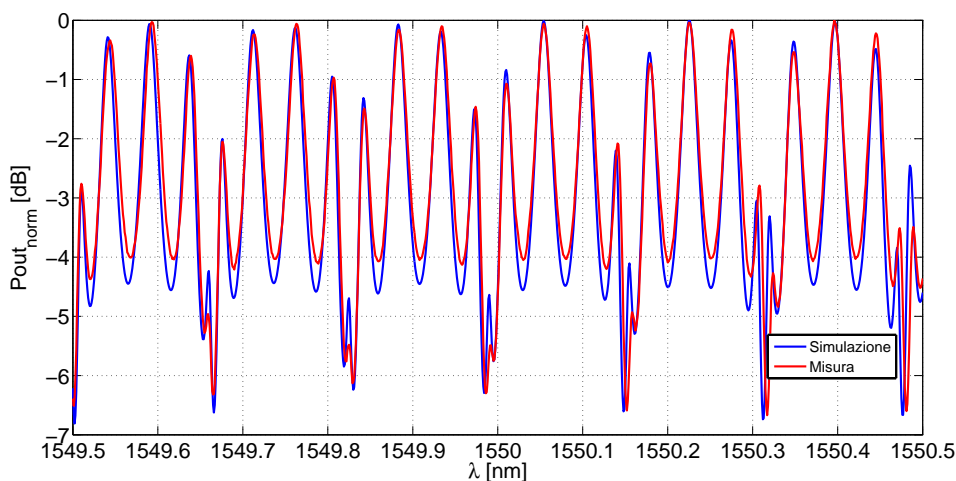


**Figura 4.15:** Confronto tra le curve ottenute dalle misure su anelli con MMI e le simulazioni effettuate sullo stesso tipo di circuito, introducendo una variazione di indice di rifrazione efficace pari a  $-5 \cdot 10^{-5}$

## 4.2. Anelli risonanti con accoppiatori ad interferenza multimodale

simulazione. Si ottengono gli stessi risultati visti nei circuiti ad anello con accoppiatori direzionali, quindi, è sufficiente innalzare le perdite totali dell'anello fino ad un valore pari a circa  $0.6 \text{ dB}$  e questo equivale ad un incremento di un  $1 \text{ dB/cm}$  delle perdite delle guide  $E600$ . Ovviamente anche in questo caso l'incremento può essere dovuto alle zone di transizione tra le guida dritta e curva nell'anello e al valore del raggio di curvatura di quest'ultime (pari a  $480 \mu\text{m}$ ).

In figura 4.16 si può apprezzare il confronto tra le curve ottenute dalle simulazioni e dalle misure. Il riassunto delle modifiche apportate ai parametri dei



**Figura 4.16:** Confronto tra gli spettri di potenza per il modo TE in uscita dall'anello con MMI, introducendo un  $\Delta n_{eff} = -5 \cdot 10^{-5}$  e un incremento delle perdite dell'anello di  $1 \text{ dB/cm}$  ai valori riportati nelle tabelle: 4.2-4.4

modelli è riportato nella tabella: 4.5. Nonostante siano presenti dei difetti

$n_{eff}$	$n_{eff_{ring}}$	Perdite anello
$3.184 - 5 \cdot 10^{-5}$	$3.184 - 5 \cdot 10^{-5}$	$1.5 \text{ [dB/cm]}$

**Tabella 4.5:** Valori dei parametri di simulazione per polarizzazione TE (ring con accoppiatori ad interferenza multimodale)

introdotti nel processo di creazione delle strutture che sembrano discostare i

### 4.3. Interferometri Mach-Zehnder con accoppiatori direzionali

---

valori dei singoli parametri fisici rispetto al valore nominale atteso, i modelli rispettano in modo fedele gli andamenti spettrali ottenuti dalle simulazioni. Infine, a dimostrazione di quanto commentato al termine del paragrafo 4.1 si nota che: confrontando le variazioni introdotte sui parametri di perdita dell'anello e indice di rifrazione efficace delle strutture guidanti (visibili in tabella 4.5) con gli scostamenti definiti nel paragrafo precedente (riportati in tabella 4.3) vi è un grande accordo nei risultati. Questa è un indice del buon grado di sviluppo raggiunto dalla tecnologia esistente.

## 4.3 Interferometri Mach-Zehnder con accoppiatori direzionali

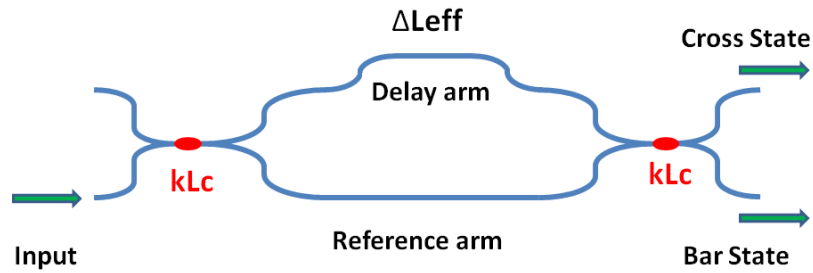
L'interferometro di Mach-Zehnder (MZ) è il filtro più semplice realizzabile in ottica integrata e costituisce il componente base per la realizzazione di filtri di ampiezza e fase con ottime caratteristiche spettrali. In generale questo filtro è costituito da due accoppiatori uguali tra loro connessi da due tratti di guida aventi differenti lunghezze ottiche. La funzione di trasferimento ottenuta è di tipo sinusoidale e lo sbilanciamento tra i cammini può essere dato da una differenza nella lunghezza geometrica tra le guide ( $\Delta L_g$ ) o in una differenza di indice di rifrazione efficace ( $\Delta n_{eff}$ ). Lo sbilanciamento (trascurando la dipendenza di  $\beta$  dalla curvatura), è pari a:

$$\begin{aligned}\Delta\varphi_L &= \frac{2\pi}{\lambda}(n_{eff_1} L_g - n_{eff_2} L_g) \\ &= \frac{2\pi}{\lambda}(n_{eff} L_{g_1} - n_{eff} L_{g_2}) \\ &= \frac{2\pi}{\lambda}(\Delta L_{eff})\end{aligned}\tag{4.3}$$

Quindi, la potenza in uscita dalla porte di *bar* e *cross* (si faccia riferimento alla figura 4.17 dove sono evidenziate le porte di *bar* e *cross*) del Mach-Zehnder è data da [2]:

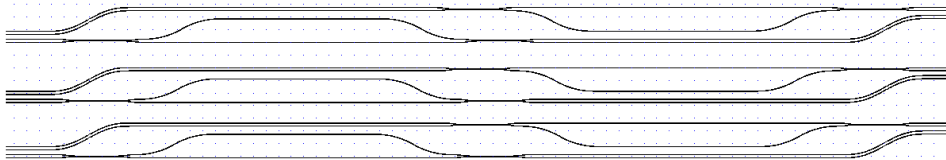
### 4.3. Interferometri Mach-Zehnder con accoppiatori direzionali

$$\begin{aligned}
 P_{bar} &= \sin^2\left(\frac{\Delta\varphi_L}{2}\right) \\
 P_{cross} &= \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi_L}{2}\right)
 \end{aligned}
 \tag{4.4}$$



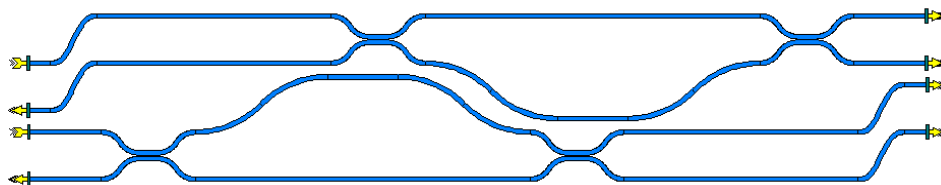
**Figura 4.17:** Interferometro Mach-Zehnder con rami di differente lunghezza geometrica dove sono definite le porte di *bar* e *cross*

In figura 4.18 vengono mostrate le strutture degli interferometri presenti sul chip di *HHI*. Le varie repliche differiscono tra loro dalla lunghezza di accoppiamento dell'accoppiatore ( $300\ \mu m$ ,  $275.5\ \mu m$  e  $250\ \mu m$ ). In realtà, sulla maschera del chip solo uno dei due accoppiatori varia questo termine (l'altro ha una lunghezza di accoppiamento pari a  $250\ \mu m$ ) ed entrambi presentano una distanza tra le guide accoppiate pari  $0.8\ \mu m$ . Per questo tipo di circuiti, le analisi sono state eseguite in una finestra spettrale ampia  $60\ nm$ , da  $1520\ nm$  a  $1580\ nm$  ad una temperatura costante di  $21\ ^\circ C$ . In figura 4.19 viene mostrato il circuito costruito nell'ambiente di simulazione. In questo si notano le guide dritte, gli accoppiatori direzionali e le guide curve che costituiscono l'intero circuito.



**Figura 4.18:** Vista dall'alto dei circuiti interferometrici (Mach-Zehnder) presenti sul chip di *HHI* con accoppiatori direzionali

### 4.3. Interferometri Mach-Zehnder con accoppiatori direzionali



**Figura 4.19:** Interferometro Mach-Zehnder con accoppiatori direzionali, implementato in *ASPIC*<sup>TM</sup>

Le frecce gialle sono gli ingressi e le uscite del circuito. In questo sistema sono state eliminate le faccette asimmetriche che modellizzano il comportamento dei bordi del chip, poichè per eliminare l'effetto della cavità Fabry-Peròt i dati ottenuti dalle misure sono stati filtrati con un filtro a media mobile. Riassumiamo nelle tabelle 4.6 e 4.7 i parametri relativi ai building block dell'accoppiatore e delle guide, rispettivamente.

$neff$	$ng$	Perdite acc. [dB]	$\kappa$ [ $\mu m^{-1}$ ]	$r_{int}$ [dB]
$3.184 \pm 5 \cdot 10^{-5}$	3.514	0.56	0.018	-50

**Tabella 4.6:** Riassunto dei parametri caratteristici relativi agli accoppiatori direzionali

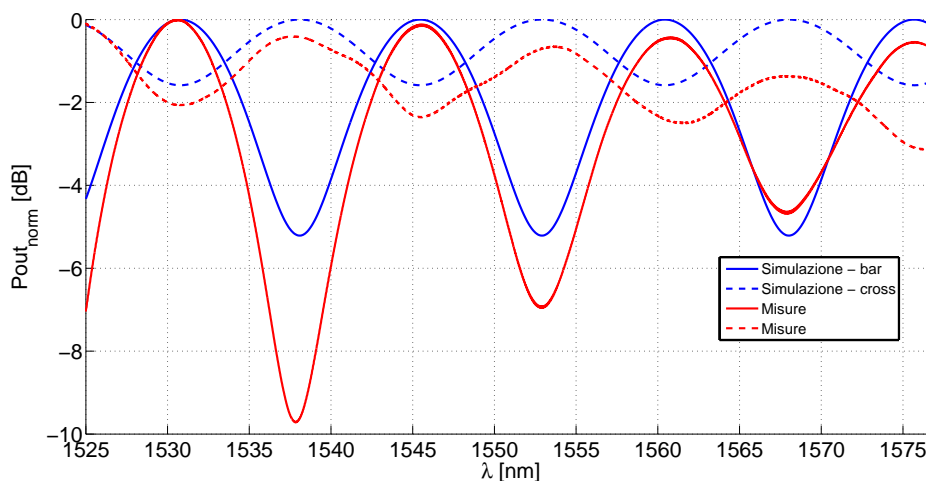
$neff$	$ng$	$\alpha$ [dB/cm]
$3.184 \pm 5 \cdot 10^{-5}$	3.514	0.5

**Tabella 4.7:** Riassunto dei parametri caratteristici delle guide dritte il modo TE

In figura 4.20 viene mostrato il confronto tra gli spettri di potenza ottenuti dalle misure e dalle simulazioni nel caso di lunghezza di accoppiamento pari a  $L_C = 300 \mu m$  (variando l'indice di rifrazione efficace delle strutture di una quantità pari a  $-3 \cdot 10^{-5}$ ). L'andamento delle curve relative alle misure, a causa della vasta ampiezza della finestra spettrale, suggeriscono una forte dipendenza del coefficiente di accoppiamento e delle perdite dalla lunghezza d'onda.

In figura 4.21 si possono apprezzare le curve che descrivono la dipendenza di  $\kappa$  dalla lunghezza d'onda nel caso di accoppiatori aventi lunghezze di

### 4.3. Interferometri Mach-Zehnder con accoppiatori direzionali

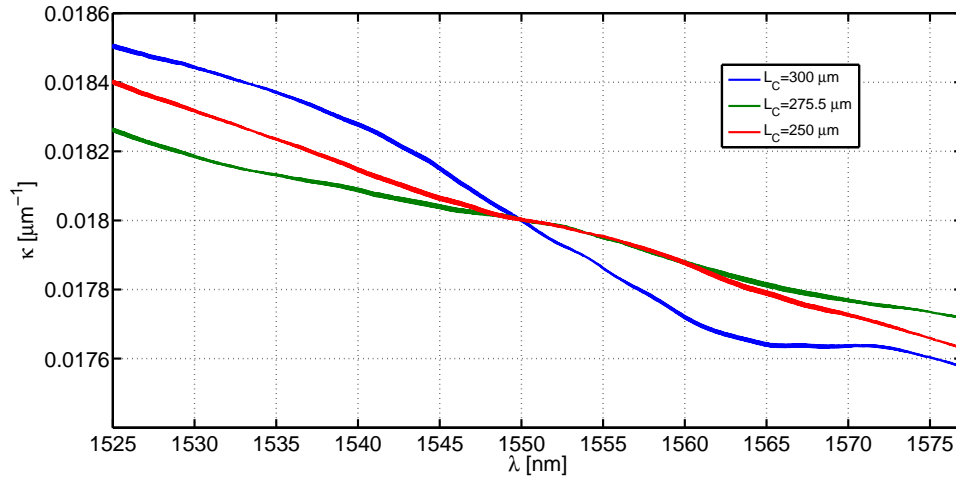


**Figura 4.20:** Confronto tra gli spettri di potenza in uscita dal filtro Mach-Zehnder con accoppiatore direzionale avente una lunghezza di accoppiamento  $L_C = 300 \mu m$

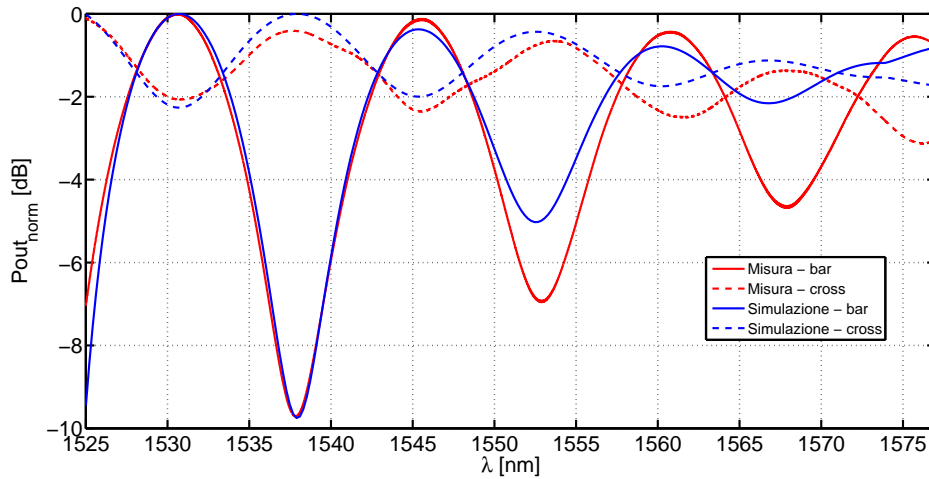
accoppiamento pari a  $L_C = 250 \mu m$  (curva rossa) e  $L_C = 300 \mu m$  (curva blu). La curva inerente all'accoppiatore con  $L_C = 250 \mu m$  presenta un'evoluzione in funzione di  $\lambda$  molto più lineare a causa della minor lunghezza dell'accoppiatore. Introducendo l'andamento di  $\kappa$  in funzione della lunghezza d'onda nel modello si ottengono le curve visibili in figura 4.22. In questo modo il modello predice in modo molto accurato lo spettro di potenza ottenuto dalle misure, tuttavia l'eventuale dipendenza delle perdite da  $\lambda$  non è stata presa in considerazione e, tale studio, può rappresentare uno sviluppo con conseguente miglioramento del modello in tempi futuri.

Analogamente la compensazione della funzione  $\kappa(\lambda)$  permette di ottenere una risposta spettrale qualitativamente valida anche nei casi in cui  $L_C = 275.5 \mu m$  e  $L_C = 250 \mu m$ , i cui grafici sono visibili nelle figure 4.23-4.24. Anche in questi casi è rimasta invariata l'errore sull'indice di rifrazione efficace (pari  $-3 \cdot 10^{-5}$ ) e la dipendenza spettrale delle perdite non è compensata. Tuttavia gli spettri sono in accordo con le misure sperimentali e ciò significa che nonostante gli errori in fase di creazione delle strutture che compongono gli accoppiatori direzionali, l'approccio simulativo è altamente valido.

### 4.3. Interferometri Mach-Zehnder con accoppiatori direzionali

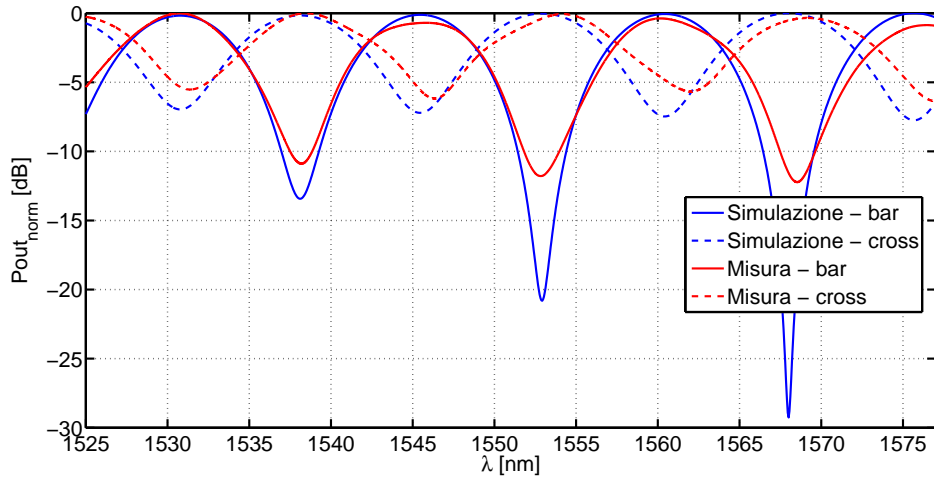


**Figura 4.21:** Andamento del parametro di accoppiamento  $\kappa$  in funzione della lunghezza d'onda

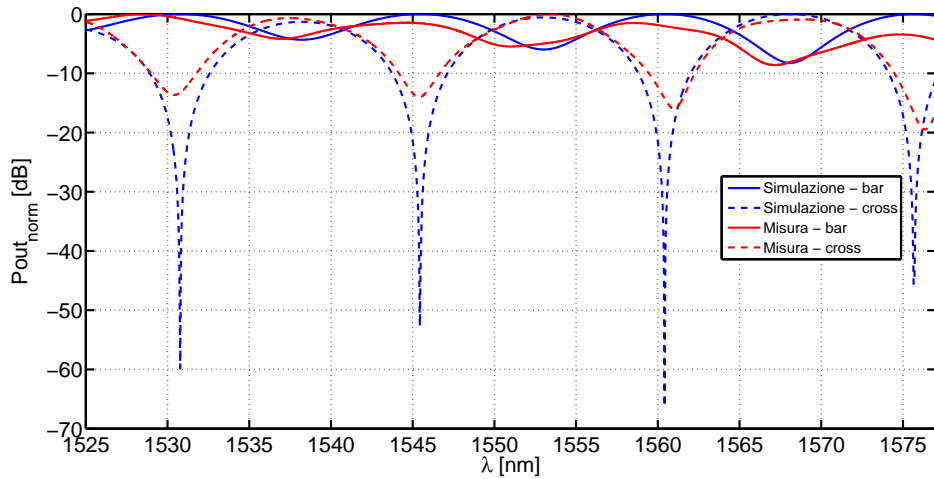


**Figura 4.22:** Confronto tra gli spettri di potenza in uscita dal filtro Mach-Zehnder con accoppiatore direzionale avente una lunghezza di accoppiamento  $L_C = 300 \mu\text{m}$  dopo la compensazione della funzione  $\kappa(\lambda)$

### 4.3. Interferometri Mach-Zehnder con accoppiatori direzionali



**Figura 4.23:** Confronto tra gli spettri di potenza in uscita dal filtro Mach-Zehnder con accoppiatore direzionale avente una lunghezza di accoppiamento  $L_C = 275.5 \mu\text{m}$  dopo la compensazione della funzione  $\kappa(\lambda)$



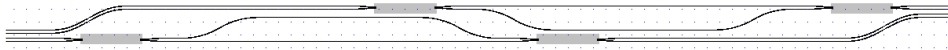
**Figura 4.24:** Confronto tra gli spettri di potenza in uscita dal filtro Mach-Zehnder con accoppiatore direzionale avente una lunghezza di accoppiamento  $L_C = 250 \mu\text{m}$  dopo la compensazione della funzione  $\kappa(\lambda)$



#### 4.4. Interferometri Mach-Zehnder con accoppiatori ad interferenza multimodale

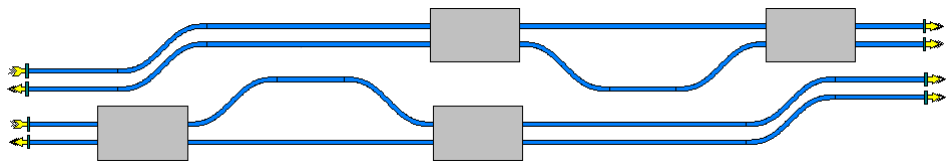
### 4.4 Interferometri Mach-Zehnder con accoppiatori ad interferenza multimodale

In questa sezione si confrontano le misure degli spettri di potenza ottenuti dalle misure sui filtri Mach-Zehnder con accoppiatori ad interferenza multimodale (*MMI*). Gli *MMI* hanno una larghezza delle porte di ingresso e uscita pari a:  $3\ \mu\text{m}$  con un coefficiente di riflessione interno alla slab multimodale di  $-43.4\ \text{dB}$ . La lunghezza geometrica è di  $372.5\ \mu\text{m}$ , questi dispositivi presentano perdite di  $0.12\ \text{dB}$  e il rapporto di sbilanciamento  $U$  all'uscita è pari a circa 0.53 (i valori riportati in questa sezione fanno riferimento al capitolo 3). Anche per questi dispositivi le misure sono state effettuate ad una temperatura costante di  $21\ ^\circ\text{C}$ , in una finestra spettrale compresa tra  $1520\ \text{nm}$  e  $1580\ \text{nm}$ . Un esempio di circuiti presenti sul chip di *HHI* vengono mostrati in figura 4.25. Similarmente il circuito implementato nell'ambiente di simu-



**Figura 4.25:** Circuiti interferometrici (Mach-Zehnder) presenti sul chip di *HHI* con accoppiatori ad interferenza multimodale (*MMI*)

lazione presenta l'aspetto riportato nell'immagine 4.26. Come già spiegato nel paragrafo precedente, gli spettri ottenuti dalle prove in laboratorio sono filtrati con un filtro a media mobile e, ciò equivale ad eliminare i blocchi reattivi alle faccette asimmetriche (si faccia riferimento alla figura 4.26). I



**Figura 4.26:** Interferometro Mach-Zehnder con accoppiatori ad interferenza multimodale (*MMI*), implementato in *ASPIC*<sup>TM</sup>

parametri di base del building block dell'*MMI* sono riassunti nella tabella 4.8, mentre i parametri relativi alle altre strutture presenti nel circuito sono riportati in tabella: 4.9.

#### 4.4. Interferometri Mach-Zehnder con accoppiatori ad interferenza multimodale

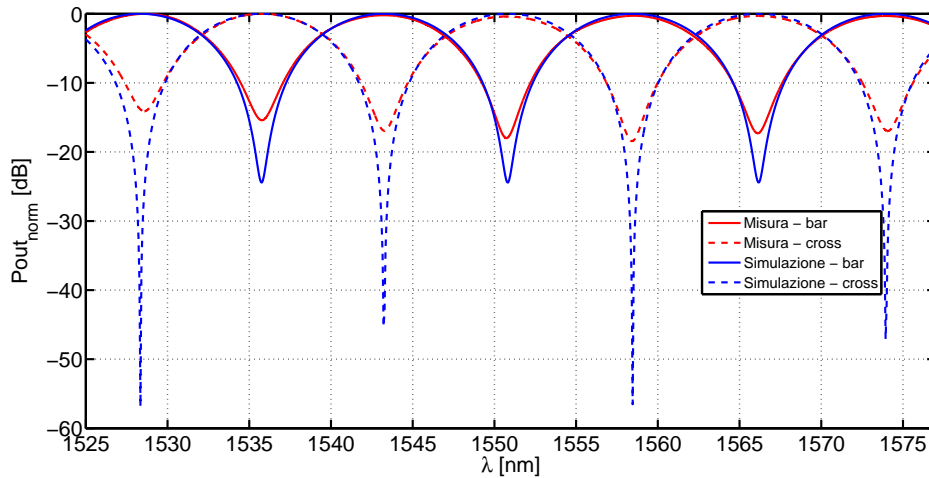
$neff$	$ng$	Perdite MMI [dB]	$r_{int}$ [dB]	$U$
$3.184 \pm 5 \cdot 10^{-5}$	3.514	0.12	-43.4	0.53

**Tabella 4.8:** Valori dei parametri di simulazione dell'accoppiatore ad interferenza multimodale

$neff$	$ng$	$\alpha$ [dB/cm]
3.184	3.514	0.5

**Tabella 4.9:** Riassunto dei parametri caratteristici delle guide del circuito 4.26

In figura 4.27 è possibile valutare il confronto tra le curve ottenute dalle simulazioni (impostando i parametri dei *building block* con i valori riportati nelle tabelle 4.8-4.9 e compensando la variazione di lunghezza del chip) e quelle relative agli spettri di potenza normalizzati delle strutture reali. Tra



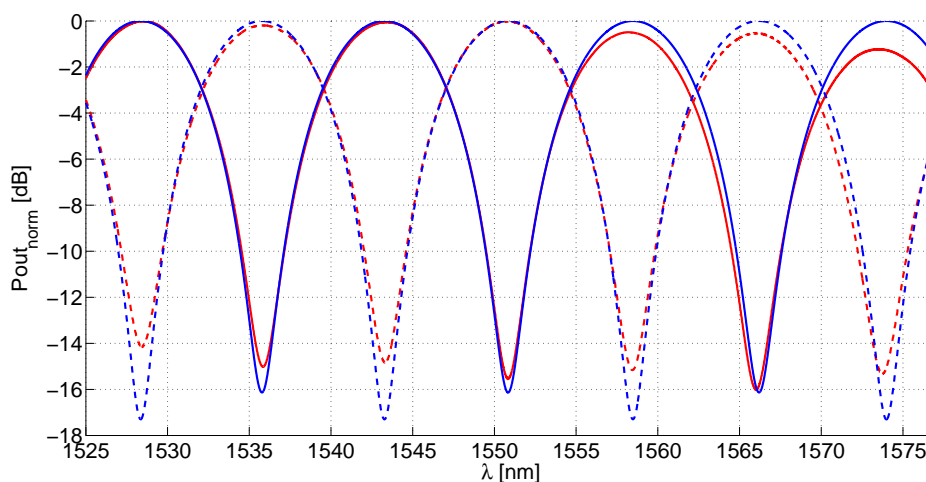
**Figura 4.27:** Confronto tra gli spettri di potenza alle uscite di bar e cross del filtro Mach-Zehnder con accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI)

le curve blu (ottenute dalle simulazioni inserendo un errore del  $neff$  pari a  $-3 \cdot 10^{-5}$ ) e rosse (misure) è presente una forte diversità nella profondità dei buchi spettrali che è dovuta al fattore  $U$  degli accoppiatori multimodali. Gli errori tecnologici in fase di produzione introducono una variazione della struttura fisica delle guide che, come visto nel capitolo 3, comportano una

#### 4.4. Interferometri Mach-Zehnder con accoppiatori ad interferenza multimodale

---

differenziazione dei parametri fisici dal caso ideale. Tenendo conto della variazione relativa al fattore di sbilanciamento  $U$  degli MMI (pari a  $6 \cdot 10^{-2}$  e  $3 \cdot 10^{-2}$ ) si ottengono le curve riportate in figura 4.28, le quali dimostrano ancora una volta che i modelli permettono di prevedere le risposte spettrali con alta affidabilità. I risultati presentati in questo paragrafo suggeriscono una



**Figura 4.28:** Confronto tra gli spettri di potenza alle uscite di bar e cross del filtro Mach-Zehnder con accoppiatore ad interferenza multimodale (MMI) dopo la variazione sul parametro  $U$

maggior stabilità degli accoppiatori ad interferenza multimodale al variare della lunghezza d'onda, sia per quanto riguarda le perdite che il rapporto di divisione della potenza che, in questo caso, rimane praticamente invariato in tutta la finestra spettrale. Inoltre le perdite degli accoppiatori direzionali risultano più alte rispetto a quelle riscontrate negli MMI (come si è già visto nel capitolo 3) e questo fornisce un ulteriore vantaggio nel confronto tra i due tipi di accoppiatori. Infine l'errore valutato sull'indice di rifrazione efficace assume valori simili a quelli visti nel paragrafo precedente. Ciò conferma ancora una volta il buon grado di stabilità raggiunto nel processo di produzione che non introduce grandi variazioni per quanto riguarda strutture vicine come posizionamento sul chip.

# Capitolo 5

## Conclusioni

Lo scopo della tesi è quello di modellizzare e caratterizzare componenti ottico integrati, in particolare gli accoppiatori ad interferenza multimodale (*MMI*) e direzionali in fosforo d'indio, per la creazione e il miglioramento dei *building block* della fonderia HHI (FhG-Heinrich Hertz Institute di Berlino). I modelli sono stati approfonditi tenendo conto delle retroriflessioni, della loro modellizzazione e degli effetti portati da questi fenomeni. Dove possibile sono state introdotte ipotesi semplificative che però non incidono in modo determinante sull'andamento spettrale della funzione di trasferimento, al variare delle proprietà del dispositivo. La campagna di misure ha permesso di specializzare tali modelli per la fonderia in esame, permettendo di ottenere oggetti utilizzabili in fase di progettazione e simulazione. Dalle numerose misure condotte sui diversi componenti è stato possibile determinare le statistiche su stime di perdita, retroriflessioni e fattore di divisione della potenza degli accoppiatori, per i profili d'indice *E600* ed *E1700* nel caso di polarizzazione TE in una banda di lunghezze d'onda compresa tra  $1520\text{ nm}$  a  $1580\text{ nm}$ . Inoltre si è voluto dimostrare (attraverso alcuni esempi) come i singoli blocchi possano essere utilizzati all'interno di un simulatore circuitale per ottenere risultati che rispecchiano in modo affidabile il comportamento dei dispositivi reali. Per dimostrare la correttezza dei modelli e dell'efficacia dell'approccio simulativo mediante *building block* sono state eseguite misure e simulazioni sui circuiti composti da anelli risonanti e interferometri Mach-

---

Zehnder. Entrambi i tipi presentano due versioni: nella prima il dispositivo di accoppiamento è composto da un accoppiatore direzionale mentre nella seconda è presente un accoppiatore ad interferenza multimodale. I risultati sono altamente soddisfacenti, infatti, le funzioni di trasferimento simulate risultano in grande accordo con le misure sperimentali apportando lievi variazioni dei parametri fisici che caratterizzano i modelli dei componenti. Questo conferma che l'idea di utilizzo di simulazioni con *building block* fornisce risultati estremamente affidabili. Tuttavia deve essere considerato che la bontà dei risultati dipende fortemente dalla stabilità tecnologica, dall'accuratezza delle misure e dalla precisione nella creazione del modello del dispositivo.

## Sviluppi futuri

A causa della problematica legata all'accuratezza delle misure dei dispositivi sarebbe necessario ricercare metodi per l'estrazione delle perdite che siano meno legati alla ripetibilità delle misure. Inoltre, è utile migliorare la precisione con cui si ricavano le lunghezze geometriche dei singoli componenti presenti sui chip per valutare ancora più precisamente la correttezza dei modelli creati. Per quanto riguarda gli accoppiatori, sarebbe opportuno ampliare l'analisi dei parametri fisici nel caso di polarizzazione TM ed effettuare uno studio più approfondito sull'andamento della potenza retroriflessa alle porte degli MMI in funzione della variazione della larghezza delle porte di ingresso/uscita. Per un reale utilizzo dei *building block* è necessario, in un prossimo futuro, definire una statistica dei singoli parametri che caratterizzano i blocchi elementari, ottenendo in questo modo un modello statistico che permetta di avere una serie di possibili funzioni di trasferimento complessive dei singoli dispositivi.

# Appendice A

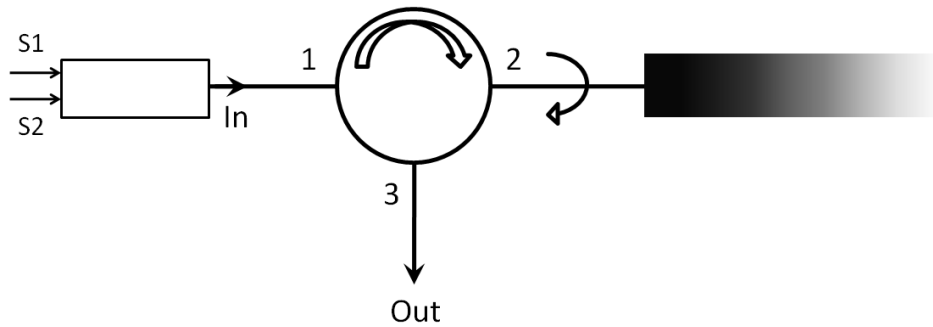
## Il circolatore a 3 porte

Il circolatore è un componente passivo non reciproco costituito da una cavità circolare dotata di tre (o più) porte lungo il perimetro e il passaggio del segnale da una porta all'altra è, nel caso ideale, unidirezionale. Il suo funzionamento implica l'utilizzo di divisori di polarizzazione, lamine a mezz'onda e rotatori di Faraday.

In questa sezione non sarà approfondito il principio di funzionamento, già ben noto, e si focalizzerà l'attenzione sulla relazione esistente tra i parametri del componente per definire un modello matematico che tenga conto di: retroriflessioni, isolamento e perdite di inserzione del dispositivo. I circolatori hanno una vasta gamma di applicazioni e sono spesso utilizzati nei compensatori di dispersione, nelle tecniche di misura interferometriche e in sistemi ottici bidirezionali. Tuttavia non sono ancora stati realizzati componenti ottico integrati di questo tipo. In figura A.1 si riporta uno schema di compensazione della dispersione, nel quale i segnali provenienti da due sorgenti vengono accoppiati, indirizzati verso la porta numero 2 del circolatore, da qui si propagano verso un reticolo per la compensazione della dispersione dove vengono riflessi e inviati alla porta 3 del circolatore.

### A.1. Il modello matematico del circolatore a 3 porte

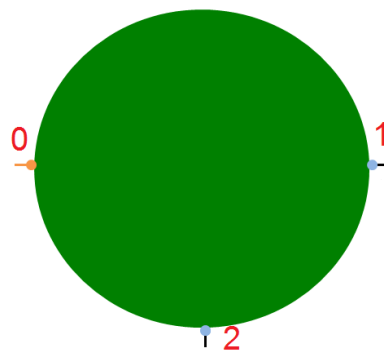
---



**Figura A.1:** Esempio di schema circuitale per la compensazione della dispersione mediante reticolo

## A.1 Il modello matematico del circolatore a 3 porte

La trattazione sarà limitata al caso di circolatore a 3 porte *orario*, ossia, la potenza ottica che entra dalla porta 0 (figura A.2), viene indirizzata (nell'ipotesi di assenza di perdite e isolamento infinito) verso la porta 1. Analogamente la potenza entrante nella porta 1 viene dirottata verso la bocca 2 e, infine la potenza in ingresso a quest'ultima esce dalla porta 0. Questo è il comportamento atteso e voluto per un circolatore. In modo del tutto analogo, la stesse considerazioni possono essere riportate nel caso di circolatore con propagazione *antioraria*. La matrice di scatter del circolatore può essere



**Figura A.2:** Modello grafico di un circolatore a tre porte

### A.1. Il modello matematico del circolatore a 3 porte

---

definita come in A.1 [5]:

$$S = \begin{pmatrix} a & b & c \\ c & a & b \\ b & c & a \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

dove  $a = A \cdot e^{i\alpha}$  è il coefficiente di riflessione visto ad ogni porta del dispositivo,  $b = B \cdot e^{i\beta}$  è il fattore di isolamento e  $c = C \cdot e^{i\gamma}$  il coefficiente di trasmissione (che tiene conto delle perdite del dispositivo). Nel caso di assenza di perdite valgono le relazioni A.2 [5]:

$$\begin{aligned} A^2 + B^2 + C^2 &= 1 \\ ab^* + bc^* + ca^* &= 0. \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Al contrario, in presenza di attenuazione, calcolando la matrice di dissipazione  $Q = I - (S^*)^T S$ , si ottengono le seguenti relazioni [5]:

$$\begin{aligned} X &= 1 - A^2 - B^2 - C^2 \\ y &= Y \cdot e^{i\eta} = ab^* + bc^* + ca^*. \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Le quantità  $X$  e  $y$  sono i parametri di perdita del componente.  $X$  assume valori nel campo reale, mentre in generale  $y$  è complesso. Inoltre  $X$  è il parametro principale ed è anche l'unico utilizzato nella pratica. Se il componente viene eccitato da una sola sorgente (presente ad una sola porta), le perdite sono unicamente determinate da  $X$ . In caso contrario, anche  $y$  fornisce il suo contributo all'attenuazione dell'onda e le perdite sono dipendenti anche dall'ampiezza e dalla fase delle onde incidenti [6]. Le condizioni A.3 assicurano che la matrice  $Q$  sia definita positiva. Affinchè questo sia verificato deve essere  $X > 0$  [6] ossia:

$$1 - A^2 + B^2 + C^2 > 0 \quad (\text{A.4})$$

Inoltre, deve sempre essere verificata la seguente condizione:  $|y| < X$  [6], che porta ad avere:

$$|ab^* + bc^* + ca^*| < 1 - A^2 - B^2 - C^2 < 1 - C^2. \quad (\text{A.5})$$



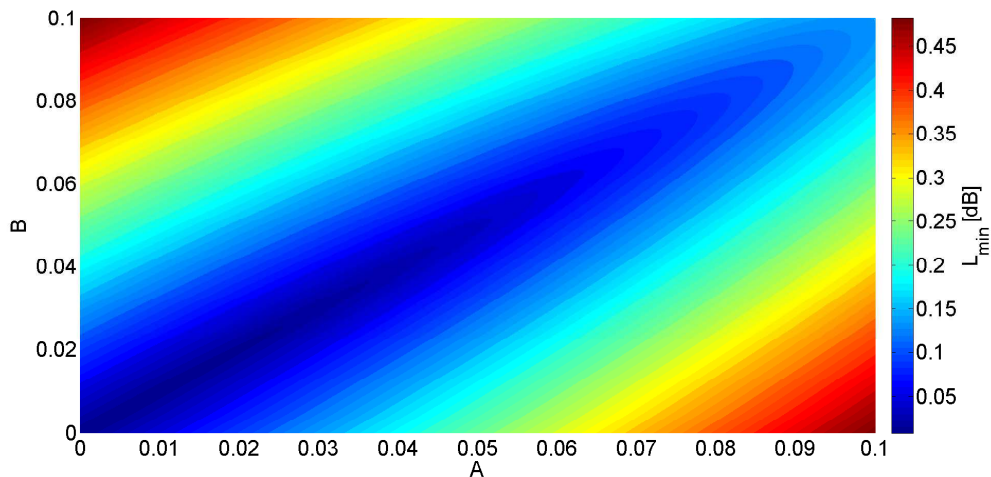
### A.1. Il modello matematico del circolatore a 3 porte

---

Le disuguaglianze in A.5 sono utilizzate per ottenere la relazione fra i parametri  $A$ ,  $B$  e  $C$  del circolatore. Per semplificare i calcoli è imposto che sia l'isolamento che il coefficiente di riflessione siano inferiori a  $-20$  dB di potenza. In questo modo imponendo le fasi relative ai parametri di scatter ( $a$ ,  $b$  e  $c$ ) pari a  $\alpha = \beta = 0$  e  $\gamma = \frac{\pi}{2}$ , si può assicurare la condizione di positività della matrice  $Q$ .

Le perdite del sistema sono definite come:  $L = -20 \cdot \log_{10}(C)$ , dove  $C$  è il campo trasmesso alla porta di uscita del circolatore.

In figura A.3 viene mostrata la mappa di colori che indica la dipendenza delle perdite minime ( $L_{min}$ ) dal coefficiente di riflessione ( $A$ ) e l'isolamento ( $B$ ), ottenuta dalle simulazioni sul modello applicando le relazioni A.4-A.5. Si nota che  $L_{min}$  assume valori crescenti per riflessioni lontane dal valore



**Figura A.3:** Andamento delle perdite minime (definite in potenza) in funzione del coefficiente di riflessione e dell'isolamento (in scala lineare, in campo)

di isolamento e, in generale, l'attenuazione introdotta è inferiore a  $0.5$  dB. Per implementare nel modello la relazione esistente tra perdite e coefficienti di riflessione ed isolamento, è stato eseguito un fitting polinomiale del terzo grado (con coefficienti di terzo grado) dei dati ottenuti dalla figura A.3. La relazione trovata è data dall'insieme di equazioni A.6, dove  $A$  è il coefficiente di riflessione,  $B$  è il parametro di isolamento,  $b_i$  sono i coefficienti di terzo

### A.1. Il modello matematico del circolatore a 3 porte

---

grado dipendenti da  $A$  e  $C$  è il coefficiente di trasmissione.

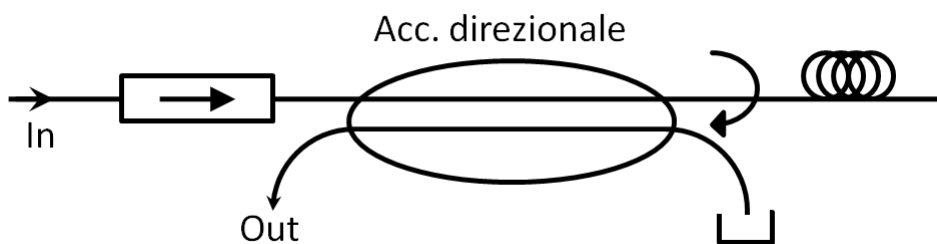
$$\begin{aligned}b_0 &= 2756279.6721 A^3 - 418140.1356 A^2 + 14988.1512 A - 43.2139 \\b_1 &= -418140.1356 A^3 + 67398.558 A^2 - 2679.127 A + 8.1442 \\b_2 &= 14988.1512 A^3 - 2679.127 A^2 + 132.8879 A - 0.96345 \\b_3 &= -43.2139 A^3 + 8.1442 A^2 - 0.96345 A + 0.9885 \\C &= b_0 B^3 + b_1 B^2 + b_2 B + b_3\end{aligned}\tag{A.6}$$

Il modello implementato accetta come ingressi i valori di riflessione, isolamento e perdite. Nel caso in cui quest'ultime non siano sufficienti a verificare le condizioni sopra elencate, questo incrementa in automatico le perdite.

# Appendice B

## L'isolatore

L'isolatore è un componente passivo a due porte che permette la propagazione in una certa direzione bloccando la propagazione nella direzione opposta. Questi dispositivi sono spesso utilizzati per evitare malfunzionamenti e instabilità dei laser dovuti a retroriflessioni generate a valle della sorgente ma non sono ancora disponibili come componenti ottico integrati. Oppure possono essere usati negli schemi di recupero del segnale retroriflesso; come si vede dalla figura figura B.1 il segnale posto alla porta *In* dell'accoppiatore si propaga e viene in parte retroriflesso. L'onda riflessa si propaga a sua volta verso le porte di *In* e *Out* dell'accoppiatore. Tuttavia l'isolatore non permette il passaggio dell'onda riflessa che quindi non può raggiungere la porta *In*.



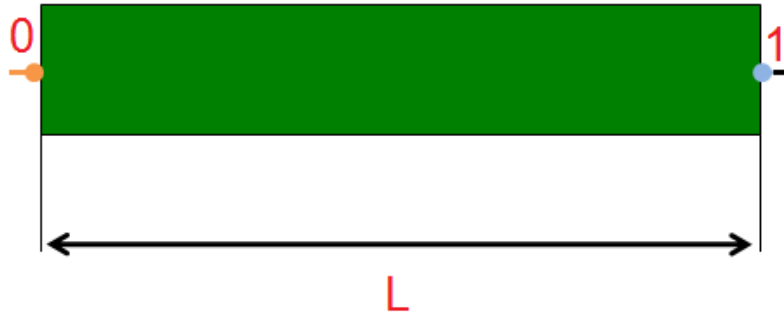
**Figura B.1:** Esempio di schema circuitale per il recupero del segnale retroriflesso

## B.1 Il modello matematico dell'isolatore

L'isolatore presenta due porte (come mostrato in figura B.2) e in questa trattazione si suppone per semplicità che la direzione di propagazione ammessa sia dalla porta 0 alla porta 1 (le stesse considerazioni valgono nel caso opposto). Nel caso puramente ideale la matrice di scatter si presenta come segue dalla B.1.

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.1})$$

Da questa si evince che l'isolatore permette il passaggio dalla porta 0 alla



**Figura B.2:** Modello grafico di un isolatore

porta 1 infatti il coefficiente di scatter  $S_{1,0}$  è pari a 1, mentre il coefficiente  $S_{0,1}$  è nullo. I parametri principali che caratterizzano un isolatore sono: le perdite (introdotte dal componente nella direzione privilegiata), la riflessione alle porte di ingresso e l'isolamento nel caso di propagazione nella direzione proibita dell'onda ottica. Per introdurre le faccette riflettenti è necessario definire le matrici  $S$  (di scattering) delle faccette B.2 e dell'isolatore B.3. Dove  $IL$  sono le perdite di inserzione da introdurre per ottenere una matrice  $Q$  delle faccette (con  $Q = I - S \cdot S^{*T}$ ) con autovalori strettamente positivi che assicurano di ottenere una matrice di scatter di un componente passivo,  $r_{ext}$  è il coefficiente di riflessione esterno ( $t_{ext} = \sqrt{1 - r_{ext}^2}$ ),  $I$  è il coefficiente di isolamento,  $\alpha$  sono le perdite dell'isolatore e  $\phi$  è il ritardo di fase:  $\phi = -\frac{2\pi L\alpha}{\lambda}$

### B.1. Il modello matematico dell'isolatore

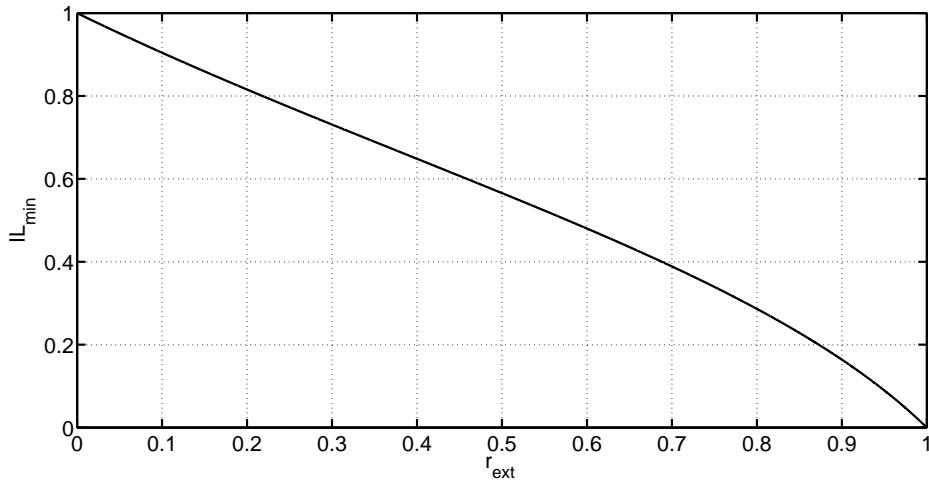
---

e,  $L_o$  è la lunghezza ottica del componente.

$$\mathcal{S}_F = \begin{pmatrix} i r_{ext} & 1 \\ t_{ext} \sqrt{IL} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.2})$$

$$\begin{pmatrix} 0 & I e^{i\phi} \\ e^{i\phi-\alpha} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.3})$$

A causa della complessità del dispositivo, non è immediato definire un coefficiente di riflessione interno, quindi per semplificare il modello, si prendono in considerazione solo il coefficiente di riflessione esterno alla faccetta posta sulla porta di ingresso ( $r_{ext}$ ). A tale proposito, la figura B.3 permette di valutare le perdite di inserzione delle faccette per rispettare la condizione di positività degli autovalori. La figura rappresenta l'andamento delle perdite



**Figura B.3:** Andamento delle perdite minime in funzione del campo riflesso dalla faccetta (nell'ipotesi in cui  $r_{int} = 0$ ) per ottenere matrici di scatter delle faccette con autovalori positivi

minime da introdurre nel modello (in potenza e in scala lineare) in funzione del coefficiente di riflessione esterno (in campo) per rispettare la condizione di positività degli autovalori della matrice Q. Come già riportato nel paragrafo 2.1, è possibile approssimare la funzione descritta con la seguente relazione:  $IL_{min} = 1 - r_{ext}$  Le considerazioni riportate nel capitolo 2 possono essere

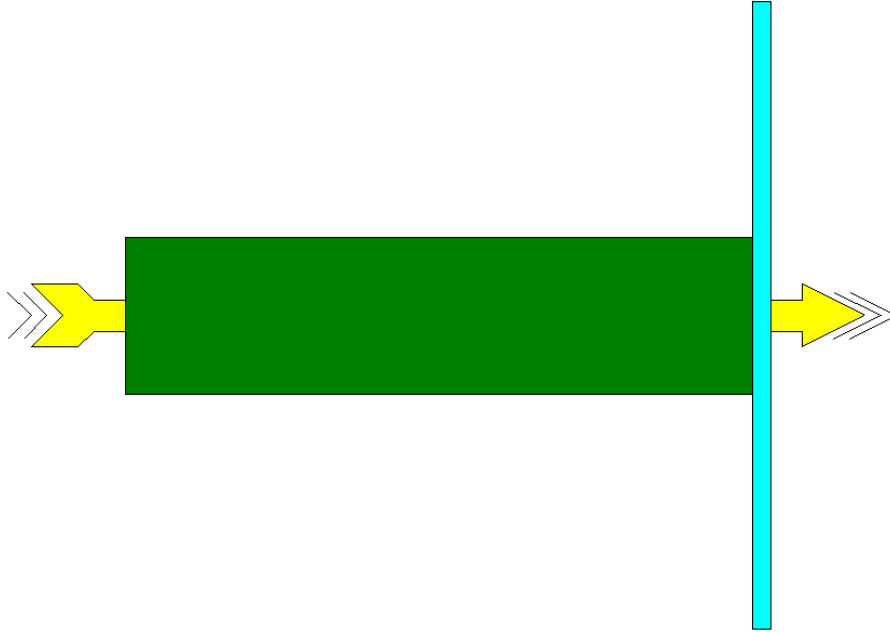
### B.1. Il modello matematico dell'isolatore

---

totalmente riprese per il caso in esame. Moltiplicando in cascata le matrici di trasmissione e convertendo il risultato in matrice di scatter (si vedano le relazioni in [10]), si ottiene la matrice  $S$  del modello finale descritta dalla relazione .

$$S = \begin{pmatrix} i r_{ext} & t_{ext} I I L e^{i\phi} \\ t_{ext} I L e^{i\phi-\alpha} & i r_{ext} \end{pmatrix} \quad (B.4)$$

Per verificare la consistenza del modello in figura B.4 si riporta un circuito costituito da una sorgente ottica posta alla bocca 0 dell'isolatore. A valle della porta numero 1 è presente uno specchio ideale con coefficiente di riflessione pari al 100 %.

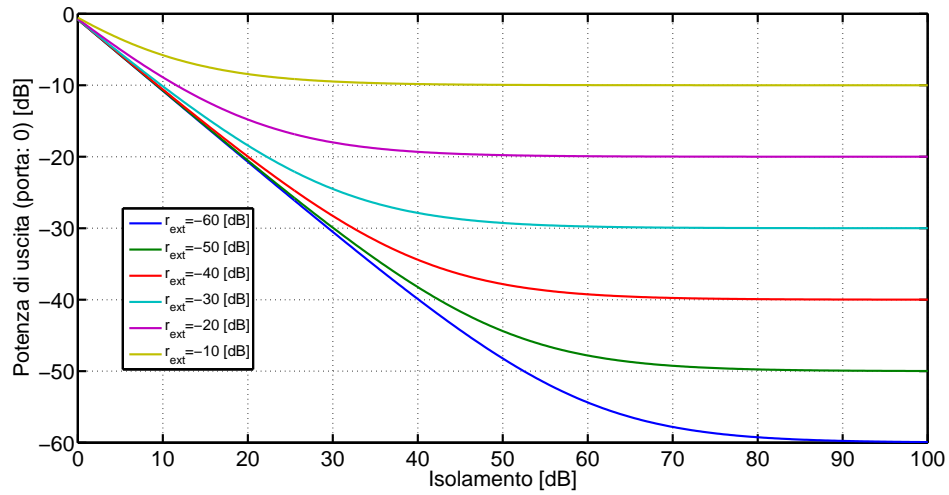


**Figura B.4:** Circuito di esempio per la verifica del modello

Il grafico B.5 permette di valutare la potenza che viene retroriflessa dallo specchio e uscente dalla porta 0 (alla quale è agganciata la sorgente ottica) in funzione dell'isolamento, per diversi valori di riflessione dovuti al lato esterno della bocca di ingresso dell'isolatore. Si nota che all'aumentare dell'isolamento la potenza uscente dalla porta numero 0 decresce e, il suo valore si attesta al valore di  $r_{ext}$ . Infatti all'aumentare dell'isolamento ( $I$ ) sempre me-

## B.1. Il modello matematico dell'isolatore

---



**Figura B.5:** Andamento della potenza retroriflessa, uscente dalla porta di ingresso dell'isolatore (0), in funzione dell'isolamento per diversi valori di riflessione esterna

no potenza raggiunge la porta 0 e quindi prevale sempre di più la componente dell'onda dovuta alla retroriflessione della faccetta di ingresso.

# Appendice C

## Formulario

$$\begin{aligned} S_{MMI,F_{00}} &= \frac{i r_{int} t_{int} I L e^{2i-\varphi}}{r_{int}^2 e^{2i-\varphi} + e^{2\alpha}} \\ S_{MMI,F_{01}} &= \frac{t_{int} I L e^{i-\varphi+\alpha} \sqrt{1-U}}{r_{int}^2 e^{2i-\varphi} + e^{2\alpha}} \\ S_{MMI,F_{02}} &= \frac{t_{int} I L e^{i-\varphi+\alpha} \sqrt{U}}{r_{int}^2 e^{2i-\varphi} + e^{2\alpha}} \\ S_{MMI,F_{10}} &= \frac{t_{int} I L e^{i-\varphi+\alpha} \sqrt{1-U}}{r_{int}^2 e^{2i-\varphi} + e^{2\alpha}} \\ S_{MMI,F_{11}} &= -\frac{i r_{int} t_{int} I L e^{2i-\varphi} U - i r_{int} t_{int} I L e^{2i-\varphi}}{r_{int}^2 e^{2i-\varphi} + e^{2\alpha}} \\ S_{MMI,F_{12}} &= \frac{i r_{int} t_{int} I L e^{2i-\varphi} \sqrt{1-U} \sqrt{U}}{r_{int}^2 e^{2i-\varphi} + e^{2\alpha}} \\ S_{MMI,F_{20}} &= \frac{t_{int} I L e^{i-\varphi+\alpha} \sqrt{U}}{r_{int}^2 e^{2i-\varphi} + e^{2\alpha}} \\ S_{MMI,F_{21}} &= \frac{i r_{int} t_{int} I L e^{2i-\varphi} \sqrt{1-U} \sqrt{U}}{r_{int}^2 e^{2i-\varphi} + e^{2\alpha}} \\ S_{MMI,F_{22}} &= \frac{i r_{int} t_{int} I L e^{2i-\varphi} U}{r_{int}^2 e^{2i-\varphi} + e^{2\alpha}} \end{aligned} \tag{C.1}$$



---


$$\begin{aligned}
S_{MMI,\alpha} &= \frac{(i r_{int} t_{int} IL e^{2i\Delta\phi} - i r_{int} t_{int} IL) e^{2i\varphi} U - i r_{int} t_{int} IL e^{2i\varphi+2i\Delta\phi}}{(r_{int}^2 e^{2i\Delta\phi} - r_{int}^2) e^{2i\varphi} U - r_{int}^2 e^{2i\varphi+2i\Delta\phi} - e^{2i\Delta\phi+2\alpha}} \\
S_{MMI,\beta} &= -\frac{t_{int} IL e^{i\varphi+2i\Delta\phi+\alpha} \sqrt{1-U}}{(r_{int}^2 e^{2i\Delta\phi} - r_{int}^2) e^{2i\varphi} U - r_{int}^2 e^{2i\varphi+2i\Delta\phi} - e^{2i\Delta\phi+2\alpha}} \\
S_{MMI,\gamma} &= -\frac{t_{int} IL e^{i\varphi+i\Delta\phi+\alpha} \sqrt{U}}{(r_{int}^2 e^{2i\Delta\phi} - r_{int}^2) e^{2i\varphi} U - r_{int}^2 e^{2i\varphi+2i\Delta\phi} - e^{2i\Delta\phi+2\alpha}} \\
S_{MMI,\delta} &= -\frac{t_{int} IL e^{i\varphi+2i\Delta\phi+\alpha} \sqrt{1-U}}{(r_{int}^2 e^{2i\Delta\phi} - r_{int}^2) e^{2i\varphi} U - r_{int}^2 e^{2i\varphi+2i\Delta\phi} - e^{2i\Delta\phi+2\alpha}} \\
S_{MMI,\epsilon} &= \frac{i r_{int} t_{int} IL e^{2i\varphi+2i\Delta\phi} U - i r_{int} t_{int} IL e^{2i\varphi+2i\Delta\phi}}{(r_{int}^2 e^{2i\Delta\phi} - r_{int}^2) e^{2i\varphi} U - r_{int}^2 e^{2i\varphi+2i\Delta\phi} - e^{2i\Delta\phi+2\alpha}} \\
S_{MMI,\phi} &= -\frac{i r_{int} t_{int} IL e^{2i\varphi+i\Delta\phi} \sqrt{1-U} \sqrt{U}}{(r_{int}^2 e^{2i\Delta\phi} - r_{int}^2) e^{2i\varphi} U - r_{int}^2 e^{2i\varphi+2i\Delta\phi} - e^{2i\Delta\phi+2\alpha}} \\
S_{MMI,\chi} &= -\frac{t_{int} IL e^{i\varphi+i\Delta\phi+\alpha} \sqrt{U}}{(r_{int}^2 e^{2i\Delta\phi} - r_{int}^2) e^{2i\varphi} U - r_{int}^2 e^{2i\varphi+2i\Delta\phi} - e^{2i\Delta\phi+2\alpha}} \\
S_{MMI,\eta} &= -\frac{i r_{int} t_{int} IL e^{2i\varphi+i\Delta\phi} \sqrt{1-U} \sqrt{U}}{(r_{int}^2 e^{2i\Delta\phi} - r_{int}^2) e^{2i\varphi} U - r_{int}^2 e^{2i\varphi+2i\Delta\phi} - e^{2i\Delta\phi+2\alpha}} \\
S_{MMI,\theta} &= -\frac{i r_{int} t_{int} IL e^{2i\varphi} U}{(r_{int}^2 e^{2i\Delta\phi} - r_{int}^2) e^{2i\varphi} U - r_{int}^2 e^{2i\varphi+2i\Delta\phi} - e^{2i\Delta\phi+2\alpha}}.
\end{aligned} \tag{C.2}$$

---


$$\begin{aligned}
S_{t,00} &= \left( (i r_{int} t_{ext} t_{int} IL + i r_{ext} r_{int}^2) e^{2i\Delta\phi} - i r_{int} t_{ext} t_{int} IL - i r_{ext} r_{int}^2 \right) \cdot \\
&\quad \cdot e^{2i\varphi} U + \left( -i r_{int} t_{ext} t_{int} IL - i r_{ext} r_{int}^2 \right) \cdot \\
&\quad \cdot e^{2i\varphi+2i\Delta\phi} - i r_{ext} e^{2i\Delta\phi+2\alpha} \\
S_{t,01} &= - t_{ext} t_{int} IL e^{i\varphi+2i\Delta\phi+\alpha} \sqrt{1-U} \\
S_{t,02} &= - t_{ext} t_{int} IL e^{i\varphi+i\Delta\phi+\alpha} \sqrt{U} \\
S_{t,10} &= - t_{ext} t_{int} IL e^{i\varphi+2i\Delta\phi+\alpha} \sqrt{1-U} \\
S_{t,11} &= \left( (i r_{int} t_{ext} t_{int} IL + i r_{ext} r_{int}^2) e^{2i\Delta\phi} - i r_{ext} r_{int}^2 \right) e^{2i\varphi} U + \\
&\quad + \left( -i r_{int} t_{ext} t_{int} IL - i r_{ext} r_{int}^2 \right) e^{2i\varphi+2i\Delta\phi} - i r_{ext} e^{2i\Delta\phi+2\alpha} \\
S_{t,12} &= - i r_{int} t_{ext} t_{int} IL e^{2i\varphi+i\Delta\phi} \sqrt{1-U} \sqrt{U} \\
S_{t,20} &= - t_{ext} t_{int} IL e^{i\varphi+i\Delta\phi+\alpha} \sqrt{U} \\
S_{t,21} &= - i r_{int} t_{ext} t_{int} IL e^{2i\varphi+i\Delta\phi} \sqrt{1-U} \sqrt{U} \\
S_{t,22} &= \left( i r_{ext} r_{int}^2 e^{2i\Delta\phi} - i r_{int} t_{ext} t_{int} IL - i r_{ext} r_{int}^2 \right) e^{2i\varphi} U - \\
&\quad - i r_{ext} r_{int}^2 e^{2i\varphi+2i\Delta\phi} - i r_{ext} e^{2i\Delta\phi+2\alpha}
\end{aligned} \tag{C.3}$$

---


$$\begin{aligned}
\Delta = & ((2r_{int}^4 t_{ext}^4 t_{int}^4 ER \cdot IL^4 + 4r_{ext} r_{int}^5 t_{ext}^3 t_{int}^3 ER \cdot IL^3 + \\
& + 4r_{ext}^2 r_{int}^6 t_{ext}^2 t_{int}^2 ER \cdot IL^2) U^2 + \\
& + (-4r_{ext}^2 r_{int}^4 t_{ext}^2 t_{int}^2 e^{2\alpha} ER \cdot IL^2 \cos(2\varphi) - \\
& - 4r_{ext}^2 r_{int}^6 t_{ext}^2 t_{int}^2 ER \cdot IL^2) U + \\
& + 4r_{ext}^2 r_{int}^4 t_{ext}^2 t_{int}^2 e^{2\alpha} ER \cdot IL^2 \cos(2\varphi) + \\
& + (2r_{ext}^2 r_{int}^2 t_{ext}^2 t_{int}^2 e^{4\alpha} + \\
& + 2r_{ext}^2 r_{int}^6 t_{ext}^2 t_{int}^2) ER \cdot IL^2) |U - 1| |U| + \\
& + ((-r_{int}^4 t_{ext}^4 t_{int}^4 ER^2 - r_{int}^4 t_{ext}^4 t_{int}^4) IL^4 - \\
& - 4r_{ext} r_{int}^5 t_{ext}^3 t_{int}^3 IL^3 - 4r_{ext}^2 r_{int}^6 t_{ext}^2 t_{int}^2 IL^2) U^4 + \\
& + ((-4r_{ext}^2 r_{int}^4 t_{ext}^2 t_{int}^2 e^{2\alpha} IL^2 - 8r_{ext}^3 r_{int}^5 t_{ext} t_{int} e^{2\alpha} IL) \cos(2\varphi) \\
& + 2r_{int}^4 t_{ext}^4 t_{int}^4 ER^2 IL^4 - 4r_{ext}^2 r_{int}^6 t_{ext}^2 t_{int}^2 IL^2 - \\
& - 8r_{ext}^3 r_{int}^7 t_{ext} t_{int} IL) U^3 + ((4r_{ext}^2 r_{int}^2 t_{ext}^2 t_{int}^2 e^{4\alpha} IL^2 + \\
& + 8r_{ext}^3 r_{int}^3 t_{ext} t_{int} e^{4\alpha} IL + 4r_{ext}^4 r_{int}^4 e^{4\alpha}) \sin(2\varphi)^2 + \\
& + (4r_{ext}^2 r_{int}^2 t_{ext}^2 t_{int}^2 e^{4\alpha} IL^2 + \\
& + 8r_{ext}^3 r_{int}^3 t_{ext} t_{int} e^{4\alpha} IL) \cos(2\varphi)^2 \\
& + (4r_{ext}^2 r_{int}^4 t_{ext}^2 t_{int}^2 e^{2\alpha} IL^2 \\
& + 8r_{ext}^3 r_{int}^5 t_{ext} t_{int} e^{2\alpha} IL - 8r_{ext}^4 r_{int}^6 e^{2\alpha}) \cos(2\varphi) - \\
& - r_{int}^4 t_{ext}^4 t_{int}^4 ER^2 IL^4 + (2r_{ext}^2 r_{int}^6 t_{ext}^2 t_{int}^2 - \\
& - 2r_{ext}^2 r_{int}^2 t_{ext}^2 t_{int}^2 e^{4\alpha}) IL^2 + (4r_{ext}^3 r_{int}^7 t_{ext} t_{int} - \\
& - 4r_{ext}^3 r_{int}^3 t_{ext} t_{int} e^{4\alpha}) IL - 4r_{ext}^4 r_{int}^4 e^{4\alpha} - 4r_{ext}^4 r_{int}^8) U^2 + \\
& + (8r_{ext}^4 r_{int}^4 e^{4\alpha} \cos(2\varphi)^2 + \\
& + (4r_{ext}^4 r_{int}^2 e^{6\alpha} + 12r_{ext}^4 r_{int}^6 e^{2\alpha}) \cos(2\varphi) + \\
& + 4r_{ext}^4 r_{int}^4 e^{4\alpha} + 4r_{ext}^4 r_{int}^8) U - \\
& - 4r_{ext}^4 r_{int}^4 e^{4\alpha} \cos(2\varphi)^2 + \\
& + (-4r_{ext}^4 r_{int}^2 e^{6\alpha} - 4r_{ext}^4 r_{int}^6 e^{2\alpha}) \cos(2\varphi) - \\
& - r_{ext}^4 e^{8\alpha} - 2r_{ext}^4 r_{int}^4 e^{4\alpha} - r_{ext}^4 r_{int}^8
\end{aligned}
\tag{C.4}$$

---


$$\begin{aligned}
X = & r_{int}^2 t_{ext}^2 t_{int}^2 ERIL^2 |U - 1| |U| - r_{int}^2 t_{ext}^2 t_{int}^2 IL^2 U^2 - \\
& - 4 r_{ext} r_{int}^3 t_{ext} t_{int} IL U^2 - 4 r_{ext}^2 r_{int}^4 U^2 + \\
& + 2 r_{ext} r_{int} t_{ext} t_{int} e^{2\alpha} IL \cos(2\varphi) U + \\
& + 4 r_{ext}^2 r_{int}^2 e^{2\alpha} \cos(2\varphi) U + \\
& + 2 r_{ext} r_{int}^3 t_{ext} t_{int} IL U + 4 r_{ext}^2 r_{int}^4 U - \\
& - 2 r_{ext}^2 r_{int}^2 e^{2\alpha} \cos(2\varphi) - r_{ext}^2 e^{4\alpha} - r_{ext}^2 r_{int}^4
\end{aligned} \tag{C.5}$$

$$\begin{aligned}
\Psi = & (r_{int}^2 e^{4i\Delta\phi+2\alpha} + 2r_{int}^2 e^{2i\Delta\phi+2\alpha} + r_{int}^2 e^{2\alpha}) e^{2i\varphi} U - \\
& - 2r_{int}^2 e^{2i\varphi+2i\Delta\phi+2\alpha} - r_{int}^4 e^{4i\varphi} - e^{4i\Delta\phi+4\alpha}
\end{aligned} \tag{C.6}$$

---


$$\begin{aligned}
S_{t,00} &= (i r_{int} t_{int} IL e^{2i\Delta\phi+2\alpha} + i r_{int} t_{int} e^{2\alpha} IL) e^{2i\varphi} U_- \\
&\quad - i r_{int} t_{int} IL e^{2i\varphi+2i\Delta\phi+2\alpha} - i r_{int}^3 t_{int} IL e^{4i\varphi} \\
S_{t,01} &= (r_{int} t_{int} IL e^{3i\Delta\phi+2\alpha} + r_{int} t_{int} IL e^{i\Delta\phi+2\alpha}) e^{2i\varphi} \sqrt{1-U} \sqrt{U} \\
S_{t,02} &= - (i r_{int}^2 t_{int} IL e^{3i\varphi+2i\Delta\phi+\alpha} - i t_{int} IL e^{i\varphi+2i\Delta\phi+3\alpha}) \sqrt{U} \\
S_{t,03} &= (r_{int}^2 t_{int} IL e^{3i\varphi+i\Delta\phi+\alpha} + t_{int} IL e^{i\varphi+3i\Delta\phi+3\alpha}) \sqrt{1-U} \\
S_{t,10} &= (r_{int} t_{int} IL e^{3i\Delta\phi+2\alpha} + r_{int} t_{int} IL e^{i\Delta\phi+2\alpha}) e^{2i\varphi} \sqrt{1-U} \sqrt{U} \\
S_{t,11} &= (i r_{int} t_{int} IL e^{4i\Delta\phi+2\alpha} + i r_{int} t_{int} IL e^{2i\Delta\phi+2\alpha}) e^{2i\varphi} U_- \\
&\quad - i r_{int} t_{int} IL e^{2i\varphi+2i\Delta\phi+2\alpha} - i r_{int}^3 t_{int} IL e^{4i\varphi} \\
S_{t,12} &= (r_{int}^2 t_{int} IL e^{3i\varphi+i\Delta\phi+\alpha} + t_{int} IL e^{i\varphi+3i\Delta\phi+3\alpha}) \sqrt{1-U} \\
S_{t,13} &= - (i r_{int}^2 t_{int} IL e^{3i\varphi+\alpha} - i t_{int} IL e^{i\varphi+4i\Delta\phi+3\alpha}) \sqrt{U} \\
S_{t,20} &= - (i r_{int}^2 t_{int} IL e^{3i\varphi+2i\Delta\phi+\alpha} - i t_{int} IL e^{i\varphi+2i\Delta\phi+3\alpha}) \sqrt{U} \\
S_{t,21} &= (r_{int}^2 t_{int} IL e^{3i\varphi+i\Delta\phi+\alpha} + t_{int} IL e^{i\varphi+3i\Delta\phi+3\alpha}) \sqrt{1-U} \\
S_{t,22} &= (i r_{int} t_{int} IL e^{2i\Delta\phi+2\alpha} + i r_{int} t_{int} e^{2\alpha} IL) e^{2i\varphi} U_- \\
&\quad - i r_{int} t_{int} IL e^{2i\varphi+2i\Delta\phi+2\alpha} - i r_{int}^3 t_{int} IL e^{4i\varphi} \\
S_{t,23} &= (r_{int} t_{int} IL e^{3i\Delta\phi+2\alpha} + r_{int} t_{int} IL e^{i\Delta\phi+2\alpha}) e^{2i\varphi} \sqrt{1-U} \sqrt{U} \\
S_{t,30} &= (r_{int}^2 t_{int} IL e^{3i\varphi+i\Delta\phi+\alpha} + t_{int} IL e^{i\varphi+3i\Delta\phi+3\alpha}) \sqrt{1-U} \\
S_{t,31} &= - (i r_{int}^2 t_{int} IL e^{3i\varphi+\alpha} - i t_{int} IL e^{i\varphi+4i\Delta\phi+3\alpha}) \sqrt{U} \\
S_{t,32} &= (r_{int} t_{int} IL e^{3i\Delta\phi+2\alpha} + r_{int} t_{int} IL e^{i\Delta\phi+2\alpha}) e^{2i\varphi} \sqrt{1-U} \sqrt{U} \\
S_{t,33} &= (i r_{int} t_{int} IL e^{4i\Delta\phi+2\alpha} + i r_{int} t_{int} IL e^{2i\Delta\phi+2\alpha}) e^{2i\varphi} U_- \\
&\quad - i r_{int} t_{int} IL e^{2i\varphi+2i\Delta\phi+2\alpha} - i r_{int}^3 t_{int} IL e^{4i\varphi}
\end{aligned} \tag{C.7}$$

---


$$\begin{aligned}
\Theta = & ((\alpha^4 i^4 + 2\alpha^4 i^2 + \alpha^4) r_{int}^4 \Delta\beta^4 + (8\alpha^4 i^4 + 16\alpha^4 i^2 + 8\alpha^4) r_{int}^4 \Delta\beta^2 + \\
& + (16\alpha^4 i^4 + 32\alpha^4 i^2 + 16\alpha^4) r_{int}^4) K^2 + ((-8\alpha^4 i^2 - 8\alpha^4) r_{int}^4 \Delta\beta^2 + \\
& + (-32\alpha^4 i^2 - 32\alpha^4) r_{int}^4) K + 16\alpha^4 r_{int}^4) e^{4i\varphi} + \\
& + (((-8\alpha^2 i^2 - 8\alpha^2) r_{int}^2 \Delta\beta^2 + \\
& + (32\alpha^2 i^2 - 32\alpha^2) r_{int}^2) K + 32\alpha^2 r_{int}^2) e^{2i\varphi} + 16
\end{aligned}
\tag{C.8}$$

---


$$\begin{aligned}
S_{t,00} = & (((i\alpha^4 i^4 + 2i\alpha^4 i^2 + i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^4 + (8i\alpha^4 i^4 + 16i\alpha^4 i^2 + \\
& + 8i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + (16i\alpha^4 i^4 + 32i\alpha^4 i^2 + \\
& + 16i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int}) IL + (i\alpha^4 i^4 + 2i\alpha^4 i^2 + \\
& + i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4 \Delta\beta^4 + (8i\alpha^4 i^4 + 16i\alpha^4 i^2 + 8i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4 \Delta\beta^2 + \\
& + (16i\alpha^4 i^4 + 32i\alpha^4 i^2 + 16i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4) K^2 + (((-8i\alpha^4 i^2 - \\
& - 8i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + (-32i\alpha^4 i^2 - 32i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int}) IL + \\
& + (-8i\alpha^4 i^2 - 8i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4 \Delta\beta^2 + \\
& + (-32i\alpha^4 i^2 - 32i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4) K + 16i\alpha^4 r_{int}^3 t_{ext} t_{int} IL + \\
& + 16i\alpha^4 r_{ext} r_{int}^4) e^{4i\varphi} + ((((-4i\alpha^2 i^2 - 4i\alpha^2) r_{int} t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + \\
& + (16i\alpha^2 i^2 - 16i\alpha^2) r_{int} t_{ext} t_{int}) IL + (-8i\alpha^2 i^2 - \\
& - 8i\alpha^2) r_{ext} r_{int}^2 \Delta\beta^2 + (32i\alpha^2 i^2 - 32i\alpha^2) r_{ext} r_{int}^2) K + \\
& + 16i\alpha^2 r_{int} t_{ext} t_{int} IL + 32i\alpha^2 r_{ext} r_{int}^2) e^{2i\varphi} + 16i r_{ext}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{t,01} = & 16i\alpha^2 i^2 r_{int} t_{ext} t_{int} \Delta\beta IL K e^{2i\varphi} - \\
& - 16i\alpha^2 i r_{int} t_{ext} t_{int} IL \sqrt{K} \sqrt{4 - (\Delta\beta^2 + 4) K} e^{2i\varphi}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{t,02} = & -\sqrt{K} (((4\alpha^3 i^3 + 4\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + \\
& + (16\alpha^3 i^3 + 16\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int}) IL K - \\
& - 16\alpha^3 i r_{int}^2 t_{ext} t_{int} IL) e^{3i\varphi} + 16\alpha i t_{ext} t_{int} IL e^{i\varphi}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{t,03} = & -\sqrt{K} ((((-2\alpha^3 i^3 - 2\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^3 + (-8\alpha^3 i^3 - \\
& - 8\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta) IL K + 8\alpha^3 i r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta IL) e^{3i\varphi} + \\
& + 8\alpha i t_{ext} t_{int} \Delta\beta IL e^{i\varphi}) - \sqrt{4 - (\Delta\beta^2 + 4) K} (((2\alpha^3 i^2 + \\
& + 2\alpha^3) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + (8\alpha^3 i^2 + 8\alpha^3) r_{int}^2 t_{ext} t_{int}) IL K - \\
& - 8\alpha^3 r_{int}^2 t_{ext} t_{int} IL) e^{3i\varphi} - 8\alpha t_{ext} t_{int} IL e^{i\varphi}
\end{aligned}$$

(C.9)

---


$$\begin{aligned}
S_{t,10} &= -16i\alpha^2 i r_{int} t_{ext} t_{int} IL \sqrt{K} \sqrt{4 - (\Delta\beta^2 + 4) K} e^{2i\varphi} - \\
&\quad - 16i\alpha^2 i^2 r_{int} t_{ext} t_{int} \Delta\beta IL K e^{2i\varphi} \\
S_{t,11} &= (((i\alpha^4 i^4 + 2i\alpha^4 i^2 + i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^4 + (8i\alpha^4 i^4 + 16i\alpha^4 i^2 + \\
&\quad + 8i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + (16i\alpha^4 i^4 + 32i\alpha^4 i^2 + \\
&\quad + 16i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int}) IL + (i\alpha^4 i^4 + 2i\alpha^4 i^2 + i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4 \Delta\beta^4 + \\
&\quad + (8i\alpha^4 i^4 + 16i\alpha^4 i^2 + 8i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4 \Delta\beta^2 + (16i\alpha^4 i^4 + \\
&\quad + 32i\alpha^4 i^2 + 16i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4) K^2 + (((-8i\alpha^4 i^2 - \\
&\quad - 8i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + (-32i\alpha^4 i^2 - 32i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int}) IL + \\
&\quad + (-8i\alpha^4 i^2 - 8i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4 \Delta\beta^2 + (-32i\alpha^4 i^2 - \\
&\quad - 32i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4) K + 16i\alpha^4 r_{int}^3 t_{ext} t_{int} IL + \\
&\quad + 16i\alpha^4 r_{ext} r_{int}^4) e^{4i\varphi} + (((-4i\alpha^2 i^2 - 4i\alpha^2) r_{int} t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + \\
&\quad + (16i\alpha^2 i^2 - 16i\alpha^2) r_{int} t_{ext} t_{int}) IL + (-8i\alpha^2 i^2 - \\
&\quad - 8i\alpha^2) r_{ext} r_{int}^2 \Delta\beta^2 + (32i\alpha^2 i^2 - 32i\alpha^2) r_{ext} r_{int}^2) K + \\
&\quad + 16i\alpha^2 r_{int} t_{ext} t_{int} IL + 32i\alpha^2 r_{ext} r_{int}^2) e^{2i\varphi} + 16i r_{ext} \\
S_{t,12} &= -\sqrt{K} (((2\alpha^3 i^3 + 2\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^3 + (8\alpha^3 i^3 + \\
&\quad + 8\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta) IL K - \\
&\quad - 8\alpha^3 i r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta IL) e^{3i\varphi} - 8\alpha i t_{ext} t_{int} \Delta\beta IL e^{i\varphi} - \\
&\quad - \sqrt{4 - (\Delta\beta^2 + 4) K} (((2\alpha^3 i^2 + 2\alpha^3) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + \\
&\quad + (8\alpha^3 i^2 + 8\alpha^3) r_{int}^2 t_{ext} t_{int}) IL K - \\
&\quad - 8\alpha^3 r_{int}^2 t_{ext} t_{int} IL) e^{3i\varphi} - 8\alpha t_{ext} t_{int} IL e^{i\varphi} \\
S_{t,13} &= -\sqrt{K} (((4\alpha^3 i^3 + 4\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + (16\alpha^3 i^3 + \\
&\quad + 16\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int}) IL K - 16\alpha^3 i r_{int}^2 t_{ext} t_{int} IL) e^{3i\varphi} + \\
&\quad + 16\alpha i t_{ext} t_{int} IL e^{i\varphi}
\end{aligned}
\tag{C.10}$$



---


$$\begin{aligned}
S_{t,20} = & -\sqrt{K} (((4\alpha^3 i^3 + 4\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + (16\alpha^3 i^3 + \\
& + 16\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int}) ILK - 16\alpha^3 i r_{int}^2 t_{ext} t_{int} IL) e^{3i\varphi} + \\
& + 16\alpha i t_{ext} t_{int} IL e^{i\varphi}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{t,21} = & -\sqrt{K} (((-2\alpha^3 i^3 - 2\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^3 + (-8\alpha^3 i^3 - \\
& - 8\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta) ILK + \\
& + 8\alpha^3 i r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta IL) e^{3i\varphi} + 8\alpha i t_{ext} t_{int} \Delta\beta IL e^{i\varphi} - \\
& - \sqrt{4 - (\Delta\beta^2 + 4)K} (((2\alpha^3 i^2 + 2\alpha^3) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + \\
& + (8\alpha^3 i^2 + 8\alpha^3) r_{int}^2 t_{ext} t_{int}) ILK - \\
& - 8\alpha^3 r_{int}^2 t_{ext} t_{int} IL) e^{3i\varphi} - 8\alpha t_{ext} t_{int} IL e^{i\varphi}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{t,22} = & (((i\alpha^4 i^4 + 2i\alpha^4 i^2 + i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^4 + (8i\alpha^4 i^4 + 16i\alpha^4 i^2 + \\
& + 8i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + (16i\alpha^4 i^4 + 32i\alpha^4 i^2 + \\
& + 16i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int}) IL + (i\alpha^4 i^4 + 2i\alpha^4 i^2 + i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4 \Delta\beta^4 + \\
& + (8i\alpha^4 i^4 + 16i\alpha^4 i^2 + 8i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4 \Delta\beta^2 + (16i\alpha^4 i^4 + \\
& + 32i\alpha^4 i^2 + 16i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4) K^2 + (((-8i\alpha^4 i^2 - \\
& - 8i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + (-32i\alpha^4 i^2 - 32i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int}) IL + \\
& + (-8i\alpha^4 i^2 - 8i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4 \Delta\beta^2 + (-32i\alpha^4 i^2 - \\
& - 32i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4) K + 16i\alpha^4 r_{int}^3 t_{ext} t_{int} IL + \\
& + 16i\alpha^4 r_{ext} r_{int}^4) e^{4i\varphi} + (((-4i\alpha^2 i^2 - 4i\alpha^2) r_{int} t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + \\
& + (16i\alpha^2 i^2 - 16i\alpha^2) r_{int} t_{ext} t_{int}) IL + (-8i\alpha^2 i^2 - \\
& - 8i\alpha^2) r_{ext} r_{int}^2 \Delta\beta^2 + (32i\alpha^2 i^2 - 32i\alpha^2) r_{ext} r_{int}^2) K + \\
& + 16i\alpha^2 r_{int} t_{ext} t_{int} IL + 32i\alpha^2 r_{ext} r_{int}^2) e^{2i\varphi} + 16i r_{ext}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{t,23} = & 16i\alpha^2 i^2 r_{int} t_{ext} t_{int} \Delta\beta ILK e^{2i\varphi} - \\
& - 16i\alpha^2 i r_{int} t_{ext} t_{int} IL \sqrt{K} \sqrt{4 - (\Delta\beta^2 + 4)K} e^{2i\varphi}
\end{aligned}$$

(C.11)

---


$$\begin{aligned}
S_{t,30} = & -\sqrt{K} \left( ((2\alpha^3 i^3 + 2\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^3 + (8\alpha^3 i^3 + \right. \\
& + 8\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta) ILK - 8\alpha^3 i r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta IL) e^{3i\varphi} - \\
& - 8\alpha i t_{ext} t_{int} \Delta\beta IL e^{i\varphi} - \sqrt{4 - (\Delta\beta^2 + 4) K} \left( ((2\alpha^3 i^2 + \right. \\
& + 2\alpha^3) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + (8\alpha^3 i^2 + 8\alpha^3) r_{int}^2 t_{ext} t_{int}) ILK - \\
& - 8\alpha^3 r_{int}^2 t_{ext} t_{int} IL) e^{3i\varphi} - 8\alpha t_{ext} t_{int} IL e^{i\varphi} \\
\\
S_{t,31} = & -\sqrt{K} \left( ((4\alpha^3 i^3 + 4\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + (16\alpha^3 i^3 + \right. \\
& + 16\alpha^3 i) r_{int}^2 t_{ext} t_{int}) ILK - 16\alpha^3 i r_{int}^2 t_{ext} t_{int} IL) e^{3i\varphi} + \\
& + 16\alpha i t_{ext} t_{int} IL e^{i\varphi} \\
\\
S_{t,32} = & -16i\alpha^2 i r_{int} t_{ext} t_{int} IL \sqrt{K} \sqrt{4 - (\Delta\beta^2 + 4) K} e^{2i\varphi} - \\
& - 16i\alpha^2 i^2 r_{int} t_{ext} t_{int} \Delta\beta ILK e^{2i\varphi} \\
\\
S_{t,33} = & (((i\alpha^4 i^4 + 2i\alpha^4 i^2 + i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^4 + (8i\alpha^4 i^4 + 16i\alpha^4 i^2 + \\
& + 8i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + (16i\alpha^4 i^4 + 32i\alpha^4 i^2 + \\
& + 16i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int}) IL + (i\alpha^4 i^4 + 2i\alpha^4 i^2 + i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4 \Delta\beta^4 + \\
& + (8i\alpha^4 i^4 + 16i\alpha^4 i^2 + 8i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4 \Delta\beta^2 + (16i\alpha^4 i^4 + \\
& + 32i\alpha^4 i^2 + 16i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4) K^2 + (((-8i\alpha^4 i^2 - \\
& - 8i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + (-32i\alpha^4 i^2 - 32i\alpha^4) r_{int}^3 t_{ext} t_{int}) IL + \\
& + (-8i\alpha^4 i^2 - 8i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4 \Delta\beta^2 + (-32i\alpha^4 i^2 - \\
& - 32i\alpha^4) r_{ext} r_{int}^4) K + 16i\alpha^4 r_{int}^3 t_{ext} t_{int} IL + \\
& + 16i\alpha^4 r_{ext} r_{int}^4) e^{4i\varphi} + \\
& + ((((-4i\alpha^2 i^2 - 4i\alpha^2) r_{int} t_{ext} t_{int} \Delta\beta^2 + \\
& + (16i\alpha^2 i^2 - 16i\alpha^2) r_{int} t_{ext} t_{int}) IL + (-8i\alpha^2 i^2 - \\
& - 8i\alpha^2) r_{ext} r_{int}^2 \Delta\beta^2 + (32i\alpha^2 i^2 - 32i\alpha^2) r_{ext} r_{int}^2) K + \\
& + 16i\alpha^2 r_{int} t_{ext} t_{int} IL + 32i\alpha^2 r_{ext} r_{int}^2) e^{2i\varphi} + 16i r_{ext}
\end{aligned} \tag{C.12}$$

# Bibliografia

- [1] Lucas B. Soldano, Erik C. M. Pennings.  
Multi-Mode Interference Devices Based on Self-Imaging : Principles and Applications.  
*Journal of Lightwave Technology, Vol. 13, No. 4, 1995;*
- [2] A. Melloni, F. Morichetti.  
Ottica integrata e dispositivi per le comunicazioni ottiche.  
*CUSL, 2006;*
- [3] Marco Gnan.  
Photonic Wire Devices in Silicon-on-Insulator.  
*Faculty of Engineering Department of Electronics and Electrical Engineering University of Glasgow, Giugno 2007*
- [4] Stefano Ciabbari.  
Analisi e Caratterizzazione di Elementi Ottico Integrati in Fosforo d'Indio per Fonderie Generiche.  
*Tesi di laurea magistrale, Politecnico di Milano, Dicembre 2011*
- [5] Sven Hagelin.  
Analysis of Lossy Symmetrical Three-Port Networks with Circulator Properties.  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-17, No. 6, 1969;*

## Bibliografia

---

- [6] H. Bex, E. Schwartz.  
Performance Limitations of Lossy Circulators.  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1971;
- [7] Daniele Melati.  
Building Blocks Modeling and Characterization for a Generic Foundry Approach in Integrated Optics.  
*Tesi di laurea magistrale, Politecnico di Milano*, 2010
- [8] Andrea Recchia.  
Simulatori Circuitali per l'Ottica: Tecniche di Analisi Efficiente e di Sintesi.  
*Tesi di laurea magistrale, Politecnico di Milano*, 2008
- [9] EuroPic-Paradigm Characterization Summary.  
*Dipartimento di Elettronica e Informazione, Photonics Devices Group, Politecnico di Milano*, Giugno 2012
- [10] James Frei, Xiao-Ding Cai and Stephen Muller.  
Multiport S-Parameter and T-Parameter Conversion With Symmetry Extension.  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 56, No. 11, Novembre 2008
- [11] H. Kogelnik, R. V. Schmidt.  
Switched Directional Coupler with Alternating  $\Delta\beta$ .  
*IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. QE-12, pp. 396-401, Luglio 1976.
- [12] Marco Mattarei.  
Ricevitore Ottico Integrato per Segnali Modulati in Fase a Bit-Rate Variabile.  
*Tesi di laurea magistrale, Politecnico di Milano*, 2012