

**Inatel**

*Instituto Nacional de Telecomunicações*

Dispositivos Baseados em  
Microanéis Ressonadores para  
Sistemas de Comunicações Ópticas

JOSINO VILLELA DA SILVA NETO

DEZEMBRO / 2022





**DISPOSITIVOS BASEADOS EM MI-  
CROANÉIS RESSONADORES PARA SIS-  
TEMAS DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS**

JOSINO VILLELA DA SILVA NETO

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Telecomunicações.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Jorge Ricardo Mejía-Salazar.

Silva Neto, Josino Villela da

S586d

Dispositivos baseados em microanéis ressonadores para sistemas de comunicações ópticas./ Josino Villela da Silva Neto. – Santa Rita do Sapucaí, 2022.

100 p.

Orientador: Prof. Dr. Jorge Ricardo Mejía-Salazar .

Dissertação de Mestrado em Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.

Inclui bibliografia.

1. Microanéis Ressonadores 2. Fotônica Integrada 3. Efeito Magneto Óptico 4. Sistemas de Comunicações Ópticas 5. Modulador Magneto Óptico 6. Mestrado em Telecomunicações. I. Mejía-Salazar, Jorge Ricardo. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

## FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 09 / 12 / 2022,  
pela comissão julgadora:

---

Prof. Dr. Jorge Ricardo Mejía-Salazar  
INSTITUTO NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES – INATEL

---

Profa. Dra. Cláudia Barucke Marcondes  
CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA CELSO SUCKOW DA  
FONSECA – CEFET/RJ

---

Profa. Dra. Victoria Dala Pegorara Souto  
INSTITUTO NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES – INATEL

---

**Coordenador do Curso de Mestrado**  
Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito



*“Tudo o que um sonho precisa  
para ser realizado é alguém que  
acredite que ele possa ser  
realizado”*

---

*Roberto Shinyashiki*





*Aos meus avós,  
meus primeiros grandes professores.*



# Agradecimentos

Agradeço em primeiro lugar a Deus, pela fé, pela perseverança e por ter guiado os meus passos até aqui. Agradeço pela energia e por sempre ter me protegido.

Agradeço a minha avó Terezinha e ao meu avô Josino Villela da Silva, pelo amor, pela educação, pelos valores, pelos ensinamentos e por terem feito de mim a pessoa que sou. A minha mãe Eliza Ferreira pela paciência. Agradeço aos meus irmãos por todo o carinho que sempre tiveram comigo. A minha namorada Ana Vitória, pelo companheirismo e por ter sido reduto nos dias mais difíceis dessa caminhada.

Agradeço também ao meu orientador Prof. Dr. Jorge Ricardo Mejía-Salazar, pelos conselhos e pelos ensinamentos e ao Dr. William Orivaldo Faria Carvalho, por sempre ter me norteado e pela paciência. A dedicação e a busca pela excelência assumiram outro significado após conhecê-los.

Ao Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL) fica a minha gratidão, por ter me permitido ter contato com excelentes profissionais, desde que iniciei a minha graduação em 2012 e por ser a minha segunda casa, pela qual possuo uma enorme brandura.

Agradeço, por fim, à Fundação Instituto Nacional de Telecomunicações (FINATEL), pela bolsa de estudos com a qual fui contemplado e pelas oportunidades que me foram dadas.

*Josino Villela da Silva Neto*



# Sumário

<b>Sumário</b>	<b>x</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>xiii</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xv</b>
<b>Lista de Abreviaturas e Siglas</b>	<b>xvii</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xxi</b>
<b>Resumo</b>	<b>xxiii</b>
<b>Abstract</b>	<b>xxv</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Contextualização . . . . .	2
1.2 Motivação . . . . .	8
1.3 Objetivos e Contribuições . . . . .	12
1.4 Publicação deste Trabalho . . . . .	12
1.5 Estrutura da Dissertação . . . . .	12
<b>2 Modulador Magneto Óptico Baseado em Microanel Ressonador</b>	<b>15</b>
2.1 Fundamentos Teóricos . . . . .	17
2.1.1 Teoria Para Um MRR . . . . .	17
2.1.2 Teoria do Efeito Magneto Óptico . . . . .	22
2.2 Resultados Numéricos Obtidos . . . . .	31
2.2.1 Resultados e Discussão . . . . .	33
<b>3 Filtro <i>Add/Drop</i> de Banda Ultralarga Baseado em Dois Microanéis Ressonadores</b>	<b>41</b>
3.1 Teoria para Dois Microanéis Ressonadores em Paralelo . . . . .	43
3.2 Resultados Numéricos Obtidos . . . . .	48
3.2.1 O Fundamento da Utilização de Dois MRRs . . . . .	49
3.2.2 Cenário <i>Input</i> . . . . .	50
3.2.3 Cenário <i>Add</i> . . . . .	52
3.2.4 Discussão . . . . .	52
<b>4 Considerações Finais</b>	<b>57</b>

---

4.1	Conclusões . . . . .	57
4.2	Trabalhos Futuros . . . . .	58
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>59</b>

# Lista de Figuras

1.1	A evolução das gerações dos sistemas de comunicações móveis digitais e as suas principais aplicações. Adaptado com autorização de [2]. Copyright 2022 MDPI ( <a href="https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/">https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/</a> ).	3
1.2	As três principais verticais em termos de aplicações e serviços para o 5G. Adaptado com autorização de [1]. Copyright 2020 MDPI ( <a href="https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/">https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/</a> ).	4
1.3	Os cenários, as aplicações e os serviços que são esperados com o advento do 6G. Adaptado com autorização de [37]. Copyright 2020 IEEE Open Journal of the Communications Society ( <a href="https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/">https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/</a> ).	6
1.4	Blocos básicos que compõem um PIC. Adaptado com autorização de [45]. Copyright 2021 IEEE Journal of Lightwave Technology ( <a href="https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/">https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/</a> ).	8
2.1	Estrutura composta por um guia reto e um MRR e que é utilizada para a extração das equações utilizadas no estudo teórico do MRR.	17
2.2	Esquemático que ilustra o cenário explorado neste capítulo, que possui o fluxo magnético aplicado ao longo do eixo $z$ e a onda TM se propagando ao longo do eixo $x$ .	27
2.3	(a) Esquemático em 3D para o MO-MRR proposto no presente capítulo e (b) inset para a região delimitada pela curva preta tracejada em (a).	32
2.4	Transmitâncias do MO-MRR para os cenários em que não há magnetização (curva preta de aspecto tracejado), e para quando há magnetização, $-M$ (curva sólida de cor azul) e $+M$ (curva sólida de cor vermelha). Os pontos I e III ilustram a possível codificação para o bit 1, ao passo que os pontos II e IV representam a codificação para o bit 0, conforme apresentado pelo <i>inset</i> no canto inferior esquerdo.	34
2.5	(a) Vista superior para o MO-MRR proposto no presente capítulo, quando há a presença de luz em sua saída, ilustrando os pontos I e III ( <i>on</i> ). (b) vista superior quando há a presença desprezível de luz na saída do modulador, ilustrando os pontos II e IV ( <i>off</i> ). (c) <i>inset</i> delimitado pelo quadrado verde com linhas tracejadas presente em (a), evidenciando a interação que ocorre com o feixe óptico que se propaga nos guias de Si e Ce:YIG. (d) seção transversão do guia óptico, evidenciando o elevado confinamento do feixe óptico TM propagante.	35

- 2.6 (a) Ressonâncias para o cenário em que há magnetização de mesma intensidade e polarizações opostas ( $\pm M$ ), considerando variações mais perceptíveis ( $\pm 10\%$ ) entre a largura dos guias ópticos  $W_1$  e  $W_2$ . (b) análogo a descrição prévia, mas com variações menores ( $\pm 4\%$ ) em passos de 1%. (c) Interpolação linear para  $\Delta\lambda$  em função da relação  $W_2/W_1$ . . . . . 37
- 2.7 (a) Representação esquemática do PIC composto por um guia óptico reto, na função de barramento, associado a um arranjo de MO-MRRs, para o emprego em aplicações DWDM que requeiram modulação massiva. (b)-(i) Modulação MO em região do espectro DWDM, para diferentes comprimentos de onda e magnetizações ( $\lambda_1^{\pm M}, \lambda_2^{\pm M}, \lambda_3^{\pm M}$ ). . . . . 38
- 3.1 Representação esquemática do PIC composto por dois MRRs. Em (a) é apresentada uma visão 3D do dispositivo e suas portas utilizadas para entrada e saída. (b) apresenta a visão do PIC tendo como perspectiva o plano xy, além dos parâmetros geométricos utilizados. Os guias ópticos com largura igual a  $W_1$  e o raio do anel representado pela variável  $R$  também são ilustrados. O *inset* que apresenta o contorno tracejado em cor vermelha, ilustra o espaçamento entre o MRR e o guia óptico lateral, representado pela variável  $G_1$ . Por outro lado, o *inset* de que apresenta o contorno tracejado em cor preta, indica o espaçamento que existe entre ambos MRRs, representado pela variável  $G_2$ , bem como a porção de guia óptico reto que compõem os MRRs, indicado pela variável  $L_1$ . . . . . 42
- 3.2 Estrutura composta por dois guias retos e dois MRRs e que é utilizada para a extração das equações utilizadas no estudo teórico deste capítulo. 43
- 3.3 Comparação das curvas de transmitância ( $T_{21}$ ) obtidas para filtros add/drop que são compostos por dois MRRs (curva de aspecto contínuo e cor azul) e um MRR (curva tracejada e de cor vermelha). . . . . 50
- 3.4 (a) A curva de transmitância da porta  $P_2$  tomando como referência a porta  $P_1$  ( $T_{21}$ ), em função do comprimento de onda do feixe óptico. O perfil do campo eletromagnético normalizado  $H_z$  é apresentado em dois comprimentos de onda diferentes dos de ressonância em (b)  $\lambda = 1372\text{nm}$  e (d)  $\lambda = 1601\text{nm}$ , bem como para dois comprimentos de onda que atendem a condição de ressonância, em (c)  $\lambda = 1354\text{nm}$  e (e)  $\lambda = 1626\text{nm}$ . . . . . 51
- 3.5 (a) A curva de transmitância da porta  $P_2$  tomando como referência a porta  $P_1$  ( $T_{21}$ ), em função do comprimento de onda do feixe óptico. O perfil do campo eletromagnético normalizado  $H_z$  é apresentado em dois comprimentos de onda diferentes dos de ressonância em (b)  $\lambda = 1372\text{nm}$  e (d)  $\lambda = 1601\text{nm}$ , bem como para dois comprimentos de onda que atendem a condição de ressonância, em (c)  $\lambda = 1354\text{nm}$  e (e)  $\lambda = 1626\text{nm}$ . . . . . 53



- 3.6 (a) Resultados comparativos para as transmitâncias  $T_{21}$  (linha de cor azul) e  $T_{23}$  (linha de cor vermelha). (b) Resultados comparativos para  $\text{FSR}_{T_{21}}$  e  $\text{FSR}_{T_{23}}$ , validando o espaçamento contínuo entre canais adjacentes. A linha tracejada horizontal é usada como guia visual para medir a mudança no FSR para ressonâncias acima e abaixo de  $\lambda = 1475$  nm. (c) FWHM em função do comprimento de onda ressonante  $\lambda_{\text{res}}^m$ . O superíndice  $m$  é usado para indicar as ressonâncias sucessivas enumeradas da esquerda para a direita.. . . . . 54



# Lista de Tabelas

2.1	Comparação das características entre moduladores compostos por MRRs.	36
2.2	Comprimento do MRR ( $A$ ) para cada canal óptico, considerando o espaçamento de 100 GHz em sistemas DWDM. . . . .	39



# Lista de Abreviaturas e Siglas

<b>1G</b>	Primeira geração dos sistemas de comunicações móveis
<b>2D</b>	Duas dimensões
<b>2G</b>	Segunda geração dos sistemas de comunicações móveis
<b>3D</b>	Três dimensões
<b>3G</b>	Terceira geração dos sistemas de comunicações móveis
<b>3GPP</b>	3Rd Generation Partnership Project
<b>4G</b>	Quarta geração dos sistemas de comunicações móveis
<b>5G</b>	Quinta geração dos sistemas de comunicações móveis
<b>6G</b>	Sexta geração dos sistemas de comunicações móveis
<b>AlGaAs</b>	Arsieneto de gálio e alumínio
<b>AR</b>	Augmented reality
<b>BCI</b>	Brain-computer interface
<b>Ce:YIG</b>	Cerium substituted yttrium iron garnet
<b>CI</b>	Circuito integrado
<b>CMOS</b>	Complementary metal-oxide semiconductor
<b>CoMP</b>	Coordinated multi-point
<b>CT</b>	Cross-talk
<b>CWDM</b>	Coarse wavelength division multiplexing
<b>DWDM</b>	Dense wavelength division multiplexing
<b>eMBB</b>	Enhanced mobile broadband
<b>EO</b>	Eletro óptico
<b>EON</b>	Elastic optical network
<b>ER</b>	Extinction ratio
<b>FEM</b>	Finite element method
<b>FSR</b>	Free spectral range
<b>FWA</b>	Fixed wireless access
<b>FWHM</b>	Full width at half-maximum
<b>GaAs</b>	Arsenieto de gálio
<b>Gbps</b>	Gigabit por segundo
<b>GHz</b>	Gigahertz
<b>GPS</b>	Global Positioning System
<b>IA</b>	Inteligência artificial
<b>IL</b>	Insertion Loss
<b>InGaAsP</b>	Fosfeto de arsenieto de gálio e índio
<b>InP</b>	Fosforeto de índio
<b>IoE</b>	Internet of everything

---

<b>IoT</b>	Internet of things
<b>IP</b>	Internet protocol
<b>ITU</b>	International Telecommunication Union
<b>LAA</b>	Licensed-assisted access
<b>LiDAR</b>	Light Detection and Ranging
<b>LPCVD</b>	Low pressure chemical deposition
<b>LTE-A</b>	LTE-Advanced
<b>LTE-A Pro</b>	LTE-Advanced Pro
<b>LTE-MTC</b>	LTE for machine-type communications
<b>MEC</b>	Mobile edge computing
<b>MIMO</b>	Multiple-input multiple-output
<b>mm-Wave</b>	Millimeter wave
<b>MMC</b>	Mínimo múltiplo comum
<b>mMTC</b>	Massive machine-type communications
<b>MO</b>	Magneto óptico
<b>MOCVD</b>	Metal organic chemical vapor deposition
<b>MR</b>	Mixed reality
<b>MRR</b>	Micro-ring resonator
<b>MWP</b>	Microwave photonics
<b>NB-IOT</b>	Narrowband Internet-of-things for LTE
<b>NRZ</b>	Non-return-to-zero
<b>OFDM</b>	Orthogonal frequency division multiplexing
<b>PIC</b>	Photonic integrated circuit
<b>PLD</b>	Pulsed laser deposition
<b>PML</b>	Perfect matched layers
<b>QoS</b>	Quality of service
<b>R</b>	Raio dos microanéis ressonadores
<b>RAU</b>	Remote antenna unit
<b>RF</b>	Radiofrequência
<b>Si</b>	Silício
<b>Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub></b>	Nitreto de silício
<b>SiO<sub>2</sub></b>	Dióxido de silício
<b>SMS</b>	Short message service
<b>SOI</b>	Silicon-on-insulator
<b>Tbps</b>	Terabit por segundo
<b>TE</b>	Transversal elétrico
<b>THz</b>	Terahertz
<b>TM</b>	Transversal magnético
<b>TO</b>	Termo óptico
<b>UAV</b>	Unmanned Aerial Vehicle
<b>UMTS</b>	Universal mobile telecommunications system
<b>URLLC</b>	Ultra-reliable low-latency communications
<b>V2X</b>	Vehicle to everything
<b>VR</b>	Virtual reality
<b>WCDMA</b>	Wideband code division multiple access
<b>WDM</b>	Wavelength division multiplexing

---

**XR** Extended reality





# Lista de Símbolos

$A$	Trecho do guia reto do micro-anel ressonador
$\alpha_c$	Coefficiente de atenuação do MRR
$\alpha_{1/2}$	Coefficiente referente a atenuação sofrida em metade do MRR
$B$	Fluxo magnético
$\beta$	Constante de propagação
$D$	Deslocamento elétrico
$E$	Campo elétrico
$E_{i1}$	Amplitude do modo complexo na porta P1
$E_{i2}$	Amplitude do modo complexo transmitido do guia reto para o MRR
$E_{i3}$	Amplitude do modo complexo na porta P3
$E_{iR1}$	Amplitude do modo complexo transmitido do guia reto inferior para o MRR inferior
$E_{iR2}$	Amplitude do modo complexo recebida do MRR inferior
$E_{iR3}$	Amplitude do modo complexo transmitido do guia reto superior para o MRR superior
$E_{iR4}$	Amplitude do modo complexo recebida do MRR superior
$E_{t1}$	Amplitude do modo complexo na porta P2
$E_{t2}$	Amplitude do modo complexo transmitido do MRR para o guia reto
$E_{t4}$	Amplitude do modo complexo na porta P4
$E_{tR1}$	Amplitude do modo complexo transmitido do MRR inferior para o MRR superior
$E_{tR2}$	Amplitude do modo complexo transmitido do MRR superior para o guia reto superior
$E_{tR3}$	Amplitude do modo complexo transmitido do MRR superior para o MRR inferior
$E_{tR4}$	Amplitude do modo complexo transmitido do MRR inferior para o guia reto inferior
$G_1$	Espaçamento entre os microanéis ressonadores e os guias ópticos retos
$G_2$	Espaçamento entre os microanéis ressonadores
$H$	Campo magnético
$k$	Parâmetro de acoplamento
$k^*$	Parâmetro de acoplamento
$k_1$	Parâmetro de acoplamento
$k_1^*$	Parâmetro de acoplamento
$k_2$	Parâmetro de acoplamento
$k_2^*$	Parâmetro de acoplamento

---

$k_3$	Parâmetro de acoplamento
$k_3^*$	Parâmetro de acoplamento
$L$	Comprimento do MRR
$L_1$	Comprimento do trecho de guia reto que compõe os microanéis ressonadores
$\lambda$	Comprimento de onda no meio
$\lambda_0$	Comprimento de onda no vácuo
$\lambda_{\text{res}}$	Comprimento de onda de ressonância
$M$	Magnetização aplicada no MO-MRR
$n$	
$n_{\text{eff}}$	
$P_1$	Porta 1
$P_2$	Porta 2
$P_3$	Porta 3
$P_4$	Porta 4
$\pi$	Constante pi
$Q$	Fator de mérito Q
$R$	Raio do micro anel ressonador
$\rho$	Densidade de cargas
$t$	Parâmetro de acoplamento
$t^*$	Parâmetro de acoplamento
$t_1$	Parâmetro de acoplamento
$t_1^*$	Parâmetro de acoplamento
$t_2$	Parâmetro de acoplamento
$t_2^*$	Parâmetro de acoplamento
$T_{21}$	Transmitância medida na porta P2, considerando como entrada a porta P1
$t_3$	Parâmetro de acoplamento
$t_3^*$	Parâmetro de acoplamento
$W_1$	Largura dos guias ópticos

# Resumo

Josino Villela S. Neto. Dispositivos Baseados em Microanéis Ressonadores Para Sistemas de Comunicações Ópticas [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2022.

Esta dissertação tem como objetivo apresentar a idealização de dispositivos, e ou circuitos de fotônica integrada (*Photonic Integrated Circuit - PIC*) baseados em microanéis ressonadores (MRRs), elegíveis para sistemas de comunicações ópticas. Primeiramente é exposto um modulador para sistemas *dense wavelength division multiplexing* (DWDM) e fundamentado no efeito magneto-óptico (MO). Este circuito, por sua vez, é composto por dois MRRs concêntricos, sendo que o anel interior é composto por material de natureza magneto-óptica, *cerium substituted yttrium iron garnet* (Ce:YIG). Na presença de campo magnético externo, o Ce:YIG é capaz de alterar o comportamento ressonante do anel exterior, resultando, por sua vez, no efeito de modulação (*on/off*) que é observado na saída do circuito. Neste trabalho, é evidenciada uma abordagem inovadora na concepção de moduladores de alto desempenho e pequeno *footprint*. Adicionalmente, foi obtido um valor de taxa de extinção (ER) na ordem de 46 dB, sendo este o maior valor já obtido ao qual temos conhecimento, tendo como referência abordagens anteriores baseadas também no efeito MO. Por fim é exposto *add/drop* de banda ultralarga, baseado em dois MRRs lateralmente acoplados a dois guias retos. Destaca-se a sua capacidade de operar entre a região do espectro óptico compreendida por  $\lambda = 1250$  nm e  $\lambda = 1700$  nm, superior a 400 nm. Este dispositivo apresenta *free spectral range* (FSR) otimizado em sua região central do espectro igual a 40 nm, objetivando ser empregado em sistemas *coarse wavelength division multiplexing* (CWDM) e em redes ópticas elásticas (*Elastic Optical Networks - EONs*). O comportamento ressonante dos MRRs é explorado neste trabalho.

**Palavras-Chave:** Microanéis Ressonadores, Fotônica Integrada, Efeito Magneto Óptico, Sistemas de Comunicações Ópticas.



# Abstract

Josino Villela S. Neto. Micro-Ring Resonators Devices for Optical Communication Systems [dissertação de mestrado]. Santa Rita do Sapucaí: Instituto Nacional de Telecomunicações; 2022.

This dissertation aims to present the idealization of devices and/or photonic integrated circuits (PIC), based on micro-ring resonators (MRRs) and eligible for optical communications systems. First, a modulator for dense wavelength division multiplexing (DWDM) systems is exposed, based on the magneto-optic effect (MO). This circuit, in turn, is composed of two concentric MRRs, with the inner ring composed of a material of a magneto-optical nature, cerium substituted yttrium iron garnet (Ce:YIG). In the presence of an external magnetic field, Ce:YIG is able to change the resonant behavior of the outer ring, resulting, in turn, in the modulation effect (on/off) that is observed at the circuit output. In this work, the innovative approach in the design of high performance and small footprint modulators is highlighted. Additionally, an extinction rate (ER) value in the order of 46 dB was obtained, which is the highest value ever obtained to which we are aware, having as reference previous approaches also based on the MO effect. Finally, an ultra-wideband add/drop is exposed, based on two MRRs laterally side coupled to two straight waveguides. Stands out its ability to operate between the region of the optical spectrum comprised by  $\lambda = 1250$  nm and  $\lambda = 1700$  nm, above 400 nm. This device has an optimized free spectral range (FSR) in its central region of the spectrum equal to 40 nm, aiming to be used in coarse wavelength division multiplexing (CWDM) systems and in elastic optical networks (EONs). The resonant behavior of MRRs is explored in this work.

**Keywords:** Microring Resonators, Integrated Photonics, Magneto Optical Effect, Optical Communication Systems.



# Capítulo 1

## Introdução

Os sistemas de telecomunicações têm mudado a forma como os serviços são produzidos e conseqüentemente consumidos. Com o advento da quinta geração dos sistemas de comunicações móveis (5G), uma rede totalmente nova foi pensada e com ela novos pilares em termos de serviços foram considerados, como os baseados em um número massivo de conexões, vislumbrando aplicações em internet das coisas (IoT, *Internet of Things*), os ultra confiáveis e de baixa latência, voltados a aplicações como cirurgias remotas e comunicações veiculares (V2X, *Vehicle to Everything*), além do serviço de banda ultra larga já amplamente conhecido [1].

No entanto, novas pesquisas já foram iniciadas, delineando as diretrizes da sexta geração dos sistemas de comunicações móveis (6G), que buscam contornar as limitações já identificadas para o 5G, bem como trazer uma nova gama de serviços para a população até o final da próxima década. Dentro deste conjunto de possíveis aplicações, destacam-se as comunicações holográficas, as comunicações subaquáticas-terra-ar e a integração entre implantes tecnológicos e o corpo humano [2].

Ao perquirir as aplicações do 5G e 6G, é possível inferir que o tráfego será bastante elevado e de comportamento igualmente heterogêneo, razão pela qual os sistemas de comunicações ópticos terão papel crucial em seu processo de desenvolvimento e implementação. Neste âmbito, tecnologias já insígnies como a multiplexação por divisão densa de comprimentos de onda (DWDM, *Dense Wavelength Division Multiplexing*), além de novas abordagens otimizadas para este perfil de fluxo de dados, como as redes ópticas elásticas (EONs, *Elastic Optical Networks*) serão fundamentais, atrelados ao desenvolvimento de dispositivos baseados em fotônica integrada [3].

Dentro deste contexto, se destacam os micro anéis ressonadores (MRRs, *Micro-Ring Resonators*), por serem estruturas já previamente exploradas na literatura e por permitirem a concepção de dispositivos baseados em fotônica integrada de pequena

área (*footprint*) [4, 5], baixo consumo energético, alto desempenho [6] e por possibilitarem a alteração de seu comportamento de ressonância, quando combinado a técnicas adequadas de tunabilidade [7].

O vigente capítulo apresenta a evolução do 5G para o 6G, salientando as principais características e aplicações de cada geração. Na sequência é exposta a evolução dos sistemas de comunicações ópticos, visando atender à crescente demanda por tráfego. Por fim, é exibido e detalhado o que é a fotônica integrada, bem como os principais dispositivos baseados em MRRs.

## 1.1 Contextualização

Os serviços de comunicações móveis como conhecemos hoje, já passaram por um longo caminho. Tudo começou na década de 1980, quando foi introduzida a primeira geração (1G), baseada em tecnologias analógicas e que oferecia somente serviços de voz [8]. Posteriormente veio a segunda geração (2G), que teve a sua implementação iniciada no final do último século, e explorou em sua época funções que eram até então não oferecidos, como o serviço de mensagens curtas (SMS, *Short Message Service*), sendo revolucionário na nova era das comunicações digitais que se iniciava [9].

Na sequência foi apresentada a terceira geração (3G), sendo o Sistema Universal de Telecomunicações Móveis (UMTS, *Universal Mobile Telecommunications System*) o mais bem sucedido e que foi apresentada por volta do ano 2000. O seu principal objetivo era o de prover conectividade a um número maior de usuários, que por sua vez foi atingido em virtude da técnica de múltiplo acesso que foi empregada, denominada Acesso Múltiplo por Divisão de Código de Banda Larga (WCDMA, *Wideband Code Division Multiple Access*). Adicionalmente, pretendia-se concomitantemente oferecer maiores taxas de transmissão de dados, havendo um upgrade nas taxas que eram oferecidas até então no 2G [10].

Por volta do ano 2010, foi então apresentada a sua quarta geração (4G), o *Release 8* do Projeto de Parceria de 3ª Geração (3GPP, *3rd Generation Partnership Project*). Nesta, tecnologias revolucionárias foram exploradas de forma bem sucedida, como a multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM, *orthogonal frequency division multiplexing*) e a utilização de múltiplas antenas para a transmissão e recepção de dados (MIMO, *Multiple-Input, Multiple-Output*) [11]. Adicionalmente, este foi o primeiro *Release* que apresentou uma arquitetura totalmente baseada em Protocolo de Internet (IP, *Internet Protocol*). No *Release 9*, foram apresentados avanços com relação as taxas de transmissão, além de serem introduzidas melhorias em termos de mobili-



**6G:** Inteligência artificial, TeraHertz, chips para implantes no corpo humano, redes computacionais distribuídas, Comunicação óptica sem fio e superfícies reflexivas e inteligentes

**5G:** Banda larga aprimorada, comunicações massivas tipo máquina, comunicações ultraconfiáveis e de baixa latência, computação em nuvem e redes definidas por software

**4G:** Tecnologia MIMO, OFDM, melhorias em técnicas de modulação e codificação

**3G:** Banda larga de alta velocidade, tecnologia IP, WCDMA, UMTS

**2G:** Comunicação por voz digital, SMS

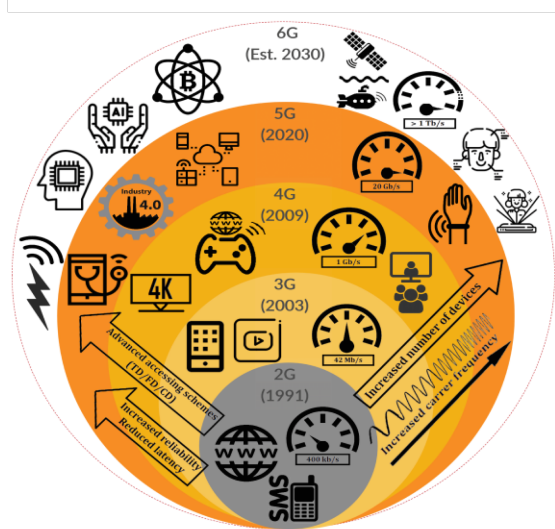


Figura 1.1: A evolução das gerações dos sistemas de comunicações móveis digitais e as suas principais aplicações. Adaptado com autorização de [2]. Copyright 2022 MDPI (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

dade [12]. O primeiro *Release* a de fato atender a todos os requisitos pré definidos para o *LTE-Advanced* (LTE-A), foi o *Release* 10, na qual além das taxas mais elevadas foi também introduzida a possibilidade de realizar a agregação de portadoras. No *Release* 11, a principal *feature* apresentada foi o *Coordinated Multi-Point* (CoMP). O *Release* 12 apresentou diversas melhorias em termos de capacidade e eficiência energética. Posteriormente, com o *Release* 13, foi exposto o *LTE-Advanced Pro* (LTE-A Pro), no qual foi introduzido o suporte ao espectro não licenciado (LAA, *Licensed-Assisted Access*) com capacidade de agregação de portadoras e qualidade de serviço (QoS, *Quality of Service*) reformulado, além da introdução dos serviços de IoT, através do *LTE for Machine-Type Communications* - LTE-MTC e *Narrowband Internet-of-Things for LTE* (NB-IOT) [13]. A evolução descrita até então pode ser observada na Figura 1.1.

Posteriormente, no ano de 2015, foi elaborado um relatório pela *International Telecommunication Union* (ITU), no qual foi investigado o perfil de tráfego global e foram estimadas as suas tendências em termos de crescimento, para a década posterior, compreendendo os anos de 2020 a 2030. Neste documento, constatou-se que para o intervalo temporal em questão, o tráfego apresentaria um crescimento de ordens de grandeza de 10 a 100 vezes (volume equivalente a 670 vezes o observado para o ano de 2010) [14]. Esta informação, por sua vez, beneficiou o desenvolvimento do 5G, que foi pensado considerando 3 grandes verticais em termos de aplicações e serviços: banda larga melhorada (eMBB, *enhanced mobile broadband*), comunicações massivas do tipo máquina (mMTC, *massive machine-type communications*) e comunicações

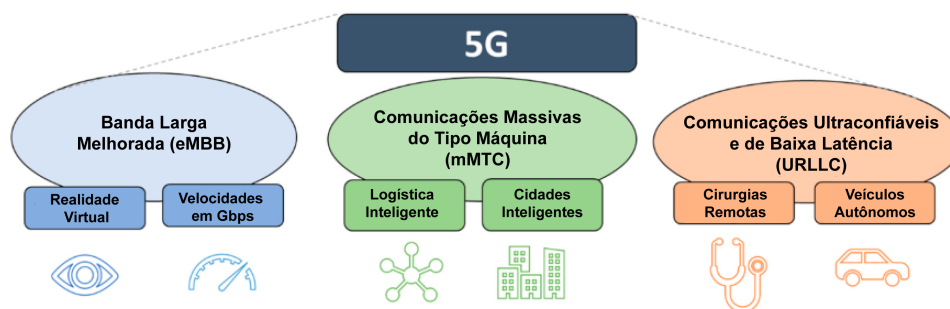


Figura 1.2: As três principais verticais em termos de aplicações e serviços para o 5G. Adaptado com autorização de [1]. Copyright 2020 MDPI (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

ultraconfiáveis e de baixa latência (URLLC, *ultra-reliable low-latency communications*) [1], estes por sua vez são ilustrados pela Figura 1.2.

Na primeira vertical, eMBB, o objetivo é o de fornecer elevadas taxas de transmissão, acima de 20Gbps [15] e uma melhor experiência para os usuários finais, através de uma rede de acesso bastante heterogênea, que pode ser resultado da combinação de diferentes tipos de células, atreladas a portadoras pertencentes a diferentes bandas de operação [1]. Para que seja oferecida a cobertura em pequenas áreas geográficas, acompanhado de taxas de transmissão mais elevadas, ondas milimétricas são consideradas no 5G [16]. Por outro lado, para células de maior área geográfica, majoritariamente utilizadas para suportar os processos de mobilidade e oferecer maior cobertura, técnicas de MIMO massivo (*massive MIMO*) são consideradas, por aumentarem significativamente a eficiência espectral do sistema [17].

Em mMTC, no entanto, a finalidade é a de fornecer cobertura para um elevado número de sensores/dispositivos, principalmente tendo em vista a Quarta Revolução Industrial, também chamada na literatura de Indústria 4.0 [18]. Desta forma, a ITU definiu requisitos bastante rigorosos para esta vertical, como por exemplo, o suporte a um número de conexões por quilômetro quadrado maior ou igual a um milhão, além da vida útil destes dispositivos ser maior ou igual a 10 anos [19]. Tais requisitos foram pensados, tendo em vista que a IoT irá gerar um volume considerável de dados, o que impulsionará, complementarmente, tecnologias como o *Big Data* e a inteligência artificial (IA), utilizadas para a tomada de decisões [20] e que resultarão em uma grande mudança na sociedade e no mercado de trabalho [21].

Por fim, a vertical URLLC tem o propósito de suportar as aplicações críticas, que são aquelas em que é demandado o menor tempo de resposta possível e, de forma concomitante, a maior confiabilidade realizável. Se trata de uma vertical mais amplamente abordada nos últimos *Releases* do 5G, sendo oferecido até então o suporte para

latências menores que 1 ms [22] e probabilidades de erro de até  $10^{-5}$  [23].

Apesar do 5G apresentar uma grande mudança de paradigma quando comparado as suas gerações antecessoras, ele não está isento de ter limitações. Ao considerar as taxas de transmissão, espera-se que em menos de 10 anos seja superada a marca de 1 Terabit por segundo (Tbps), com possibilidade de serem atingidas velocidades de até 10 Tbps [24]. Este aumento de taxas, a priori deve ser suprido pela adoção de frequências de operação mais elevadas, com portadoras localizadas em algumas dezenas de Gigahertz (GHz) [25], no entanto, a posteriori novas faixas de funcionamento devem ser consideradas e portadoras de frequências na ordem de Terahertz (THz) [26] devem ser reputadas, por se tratar de uma região do espectro eletromagnético bastante abundante [27], que por sua vez, não é possível de ser explorada em sua totalidade com as tecnologias convencionais que são comumente adotadas [28].

Outras limitações a serem pautadas nas redes de quinta geração, residem na latência e confiabilidade de comunicação. Ambas são mapeadas como limitadoras, pois há uma série de aplicações que demandarão um misto de especificações um tanto quanto rigorosas, como sistemas aviônicos autônomos [29], veículos autônomos e redes veiculares [30], além das fábricas autônomas que demandarão elevadas taxas de transmissão, na ordem de Gbps, combinado a latências na ordem de  $\mu s$  [31, 32], o que representa uma melhoria bastante significativa nos valores apresentados pelo padrão atual [33]. De forma complementar, as redes 5G ainda não são capazes de serem totalmente inteligentes (como resultado da aplicação de IA) e automatizadas [34].

Objetivando suplantar as limitações já identificadas para as redes 5G, o crescimento do volume de tráfego a ser consumido, bem como oferecer novos e atrativos serviços, como a IA, dispositivos vestíveis inteligentes (*wearables*), implantes corporais, veículos autônomos, realidade computacional, sensoriamento e mapeamento em 3 dimensões (3D) [35], já é pretendido o desenvolvimento do padrão do 6G, que deverá suportar um volume colossal de dados, associado a capacidade de oferecer elevadíssimas taxas de transmissão por dispositivo conectado à rede [36].

Dentre os cenários de uso que devem ser atendidos com o advento do 6G, têm-se as sociedades super inteligentes, realidade estendida, sistemas autônomos e robôs conectados, interações sem fio cérebro-computador, comunicação háptica, saúde inteligente, automação e manufatura e internet de tudo. Todos estes cenários são ilustrados pela Figura 1.3.

Em sociedades super inteligentes, espera-se que serviços voltados ao aumento da qualidade de vida da população sejam oferecidos, todos com IA nativa, buscando monitorar o meio ambiente, tornar sistemas mais eficientes em termos energéticos, solu-

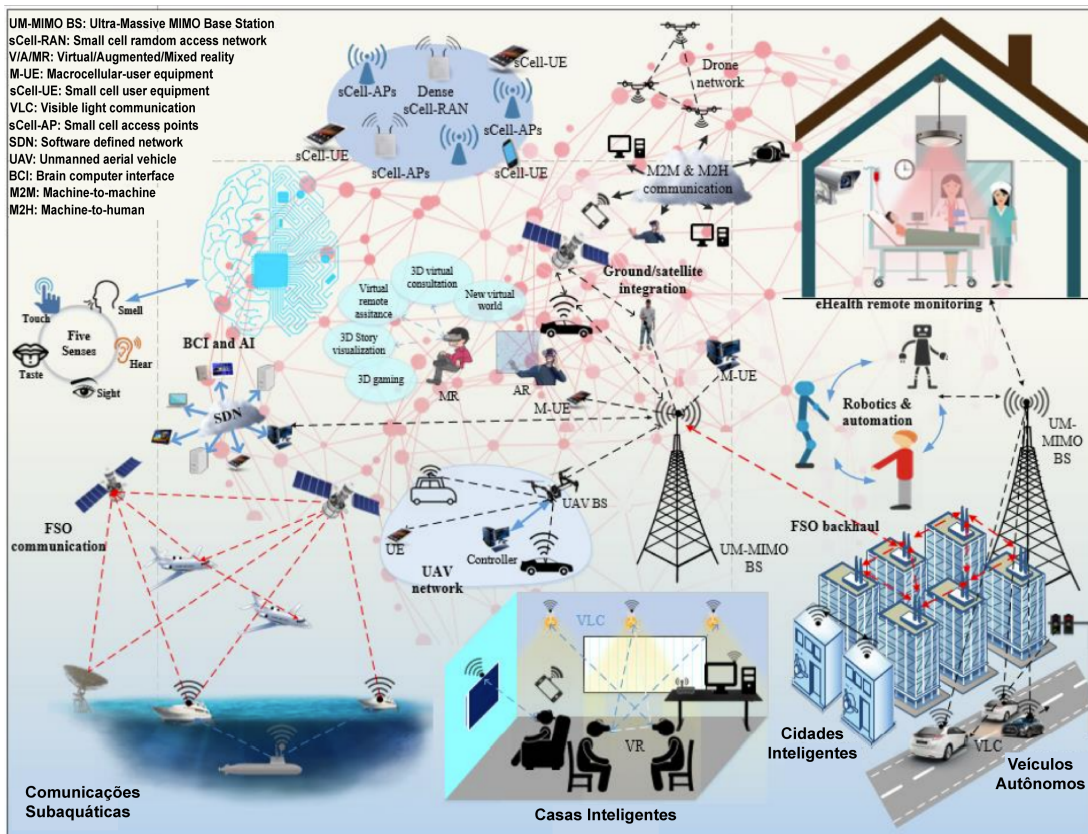


Figura 1.3: Os cenários, as aplicações e os serviços que são esperados com o advento do 6G. Adaptado com autorização de [37]. Copyright 2020 IEEE Open Journal of the Communications Society (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

cionar problemas de mobilidade urbana (como o suporte a táxis aéreos), e suportar as casas inteligentes [38].

Realidade estendida, também denominada de XR (*extended reality*), é dada como serviços que combinam realidade aumentada (AR, *augmented reality*), realidade mista (MR, *mixed reality*) e realidade virtual (VR, *virtual reality*). Tais aplicações utilizarão o próprio meio e a inteligência artificial para oferecer uma experiência mais imersiva aos usuários, o que será possível com as redes 6G de alta qualidade e conectividade [35].

Sistemas autônomos e robôs conectados trarão grandes avanços para a sociedade de modo geral. Entrega de mercadorias, segurança, agricultura, recreação e fotografia poderão ser grandemente impactadas com a adoção de veículos aéreos não tripulados (UAV, *unmanned aerial vehicle*). De forma complementar, veículos autônomos serão popularizados com o 6G, visto que seus sistemas embarcados, como sensores, radares, detecção de luz e alcance (LiDAR, *Light Detection and Ranging*), sistema de posicionamento global (GPS, *Global Positioning System*) e etc, serão suportados pelas comunicações confiáveis a serem oferecidas com a nova geração dos sistemas de

comunicações móveis [39].

A interação sem fio cérebro-computador será possível através da denominada interface cérebro-computador (BCI, *brain-computer interface*), que será amplamente empregada em casas inteligentes e sistemas médicos. A BCI será capaz de receber sinais provenientes do cérebro, interpretá-los e transformá-los em ações [40, 41]. Comunicação háptica será abordada no 6G para levar a comunicação a um outro nível, visto que experiências hápticas são as que permitem sentir novas sensações, como o toque, por exemplo. Este tipo de serviço deverá ser oferecido em tempo-real [37]. A área da saúde, por sua vez, será uma das mais beneficiadas com o 6G, através da adoção de tecnologias como XR, IA, telepresença através de hologramas e *mobile edge computing* (MEC). O monitoramento de pacientes através de *wearables* e implantes, e cirurgias remotas também serão realidade, através de redes ultraconfiáveis e de baixa latência [38].

Automação e manufatura tornarão as redes, processos, dispositivos e sistemas mais eficientes, escaláveis e seguros, reduzindo perdas e a probabilidade de erro. Internet de tudo (IoE, *Internet of Everything*), por sua vez, é um guarda-chuva que abrange a conectividade de sensores, objetos, pessoas e processos que utilizam a mesma infraestrutura de rede. Dentro do contexto do 6G, abrangerá sociedades super inteligentes, veículos autônomos, serviços de saúde e indústrias inteligentes [37, 42].

Com essa vasta quantidade de aplicações e a alta demanda de dispositivos conectados à internet, o tráfego de dados continuará a ter um crescimento exponencial nos próximos anos. Porém, os pesquisadores têm focado principalmente no desenvolvimento dos dispositivos de comunicações, sem considerar os mecanismos para o processamento de dados e a manipulação de sinais. Considerando a eficiência limitada dos dispositivos eletrônicos modernos, pode-se visualizar problemas de engarrafamento (*bottleneck*) na entrada/saída dos sinais nos transceptores para os circuitos integrados e vice-versa. Para que tal demanda seja atendida, é esperado que circuitos baseados em fotônica integrada sejam empregados, principalmente motivados por seu baixo tempo de resposta e também pela sua capacidade de operar com elevados volumes de tráfego de dados.

## 1.2 Motivação

A fotônica integrada consiste na concepção de circuitos que são capazes de manipular o comportamento da luz, de forma análoga ao que acontece nos circuitos de eletrônica tradicional, na qual o comportamento dos elétrons é manipulado. Com relação a nomenclatura, no domínio eletrônico têm-se os chamados circuitos integrados (CIs), que em domínio óptico, por sua vez, são denominados de circuito de fotônica integrada (PIC, *Photonic Integrated Circuit*) [43]. A respeito da estrutura, trata-se de circuitos que são compostos por blocos básicos, sendo estes capazes de permitir com que a luz seja gerada, roteada, processada, modulada e detectada, conforme ilustrado pela Figura 1.4, cujo desenvolvimento envolve a contribuição de áreas como ciência dos materiais, óptica e engenharia eletrônica [44].

Em sua essência, tais PICs apresentam dimensões bastante reduzidas e utilizam guias de onda que podem ser crescidos em diferentes materiais para a propagação da luz em sua estrutura. Uma grande vantagem que é encontrada nestes dispositivos, reside no fato de que apresentam banda extremamente larga de operação, permitindo que múltiplos canais ópticos possam ser tratados de forma simultânea por um mesmo PIC. Outra vantagem está relacionada a interconexão com outros sistemas ópticos, que é facilitada por não serem necessários elementos intermediários. Por fim, podem ser citadas também a imunidade a interferências eletromagnéticas (em circuitos puramente ópticos), a possibilidade de operar com taxas de transmissão bastante elevadas e a

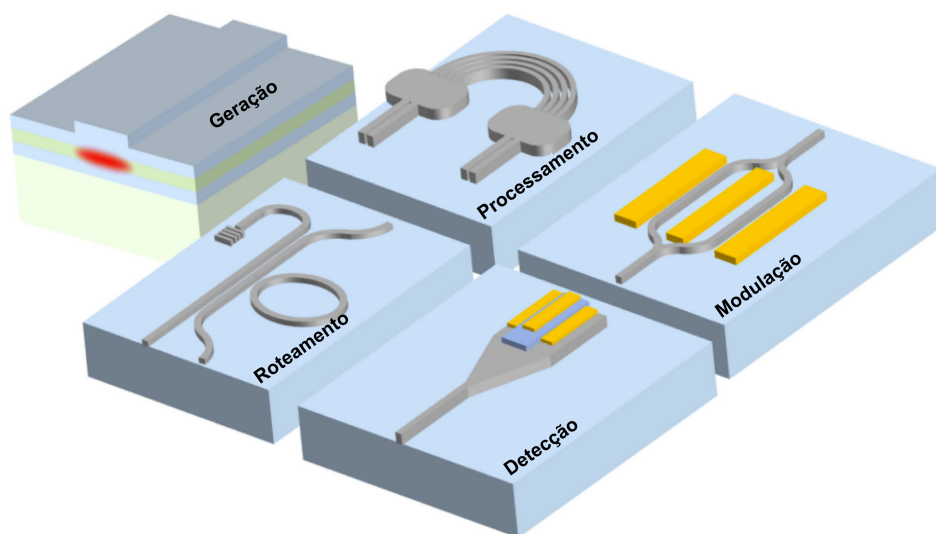


Figura 1.4: Blocos básicos que compõem um PIC. Adaptado com autorização de [45]. Copyright 2021 IEEE Journal of Lightwave Technology (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

maior estabilidade mecânica e térmica [43].

Acerca dos principais materiais que podem ser utilizados na concepção de PICs, destacam-se o dióxido de silício ( $\text{SiO}_2$ ), os polímeros, os materiais III-V (arseneto de gálio - GaAs, arseneto de gálio e alumínio - AlGaAs, fosforeto de índio - InP e fosfeto de arseneto de gálio e índio - InGaAsP) e por fim o silício (Si) (cristalino ou amorfo). Cada material apresenta suas propriedades e a escolha por um ou outro, deve levar em consideração a aplicação final do circuito.

Os materiais baseados em  $\text{SiO}_2$  começaram a ser utilizados em fotônica integrada no ano de 1989, predominantemente em plataformas de Si [46]. E dentre as principais técnicas empregadas para o crescimento dos materiais nestas plataformas, destacam-se a deposição de vapor químico metalorgânico (MOCVD, *metalorganic chemical vapor deposition*), a hidrólise de chama, a oxidação do substrato de silício em alta pressão e a deposição química de baixa pressão (LPCVD, *low pressure chemical deposition*). Por estes processos serem compatíveis com as técnicas de fabricação de CIs, a fabricação dos PICs apresenta um custo atrativo. Complementarmente, esta plataforma apresenta a vantagem de permitir a fácil interconexão com fibras ópticas (pelo fato de seus índices de refração apresentarem valores relativamente próximos), o encapsulamento simplificado e o elevado confinamento do modo guiado em virtude dos elevados índices de refração que podem ser obtidos com a adoção de Nitreto de silício ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ). Podem ser concebidos ao utilizar tais materiais, principalmente dispositivos passivos, como acopladores, filtros e *splitters* [43].

Outra classe de materiais que podem ser utilizados em PICs são os Polímeros, separadamente ou através da combinação de diferentes materiais, de forma que a melhor, ou as melhores características de cada um destes possa ser explorada. No segundo caso, fatores como a incompatibilidade química e física devem ser considerados. Em um primeiro momento, os polímeros são tratados em seu estado líquido, tomando forma somente após processos como reticulação, tratamento térmico ou dessolvatação em forno, por exemplo. A elevada absorção óptica, o envelhecimento térmico e a sensibilidade a umidade, características destes materiais, são facilmente contornadas através de dopagem. Complementarmente, dispositivos ativos também podem ser projetados, através da adoção de técnicas que são baseadas no bombardeio do material com elevadas tensões, induzindo uma mudança na orientação molecular (tipicamente centrosimétrico amorfo) e conseqüentemente propriedades dipolares [43]. Com o emprego de materiais poliméricos, filtros, *splitters*, acopladores e inclusive moduladores podem ser obtidos [47].

Os materiais da classe III-IV, por sua vez, apresentam a vantagem de resultar em

dispositivos de tamanho bastante reduzido, além de permitir que diversos blocos funcionais possam ser incorporados em um único chip, sejam estes ativos ou passivos. A desvantagem em utilizar tais materiais, traduz-se nas técnicas de fabricação mais complexas que devem ser empregadas, que por sua vez envolvem a rebrota e a epitaxia de área seletiva. O principal representante desta classe é o fosforeto de índio (InP) [43].

Superveniente aos materiais apresentados acima, há também o Si em suas diferentes fases, a cristalina e a amorfa. O Si quando explorado em sua fase cristalina, é baseado predominantemente em *wafers*, ou plataformas de silício sobre isolante (SOI, *silicon-on-insulator*), sendo esta uma tecnologia extremamente importante na obtenção de PICs em larga escala e de alta performance [48]. As plataformas SOI apresentam uma característica bastante significativa, que reside no elevado contraste que é observado em seu índice de refração (do guia óptico comparado ao do isolante e ao do ar, conseqüentemente), que permite que feixes ópticos sejam confinados em guias extremamente pequenos, que também são chamados de fios de Si (*Si wires*) e apresentam seção transversal inferior a  $0,1 \mu\text{m}^2$ , que por sua vez resultam em dispositivos extremamente compactos. Por outro lado, se o objetivo for a obtenção de PICs ativos, como moduladores, por exemplo, a dopagem do Si é empregada, de forma que portadoras livres sejam formadas. Supletivamente, o Si em sua fase amorfa é empregado predominantemente quando o objetivo reside na obtenção de PICs que apresentam baixa absorção óptica e elevada estabilidade térmica [43].

Visto que já foram apresentados os principais grandes blocos, os materiais e as principais técnicas de fabricação dos PICs, se faz oportuno neste momento, iniciar a discussão sobre o elemento que será explorado nesta dissertação. Se trata de uma das estruturas básicas que compõem os PICs e que pode ser obtida a partir dos materiais que foram descritos nos parágrafos anteriores. São os microanéis ressonadores (MRRs, *micro-ring resonators*). Se trata de uma estrutura, ou elemento básico, bastante flexível e que pode ser empregado em diversos tipos de dispositivos, como sensores [49–52], espectômetros [53], linhas de atraso (*delay lines*) [54], portas lógicas [55,56], moduladores [57–62], *switches* ópticos [63,64], demultiplexadores [65,66], filtros [4,67–69] e etc.

Em comunicações ópticas, por exemplo, podem ser utilizados em sistemas de multiplexação por comprimento de onda (WDM, *wavelength division multiplexing*) [70–73] e *coarse* WDM [74–79], objetivando atender ao crescimento explosivo de tráfego que vem sendo observado nos últimos anos, como resultado do aumento de popularidade das plataformas de streaming, dos serviços de banda larga móvel e de computação em nuvem. Esta tendência tende a possuir comportamento ininterrupto, ao menos durante a próxima década, sendo sustentada por inovações em comunicações sem fio e sua per-



feita integração à infraestrutura de fibra óptica existente [80, 81]. Desta forma, melhorias devem ser almejadas no que diz respeito a eficiência espectral das redes de transporte, para que os desafios associados a esta demanda sejam atendidos. Além disso, nanoeletrônica e PICs devem ser combinados de forma monolítica (e.g., em um único chip), para permitir que o processamento óptico de sinais seja possível, tal como a sua integração com a tecnologia *complementary metal-oxide semiconductor* (CMOS). Este elevado nível de integração é alcançado principalmente através da adoção de plataformas SOI, que por serem compatíveis com CMOS permitem a obtenção de chips com um grande número de funções fotônicas-eletrônicas [82, 83].

Sob o contexto de implementação de redes 5G [84, 85] e EONs [86, 87], os MRRs atrelados a sistemas de multiplexação por divisão grosseira de comprimento de onda (CWDM, *Coarse Wavelength Division Multiplexing*) apresentam grande potencial, por permitir taxas mais elevadas a partir do emprego de canais ópticos de maior largura de banda. Em particular, para serviços do tipo acesso sem fio fixo (FWA, *fixed wireless access*), o CWDM tem emergido como uma solução bastante efetiva em termos de custo, por permitir que redes de baixa latência e alta performance sejam obtidas [85]. Adicionalmente, o emprego de filtros multiplexadores combinado a CWDM e quasi CWDM podem aumentar a área de cobertura de sistemas sem fio *indoor* e baseados em ondas milimétricas (mm-Wave, *millimeter wave*), permitindo que comprimentos de onda específicos sejam entregues a unidades de antenas remotas (RAU, *remote antenna units*) específicas [84]. Por outro lado, EONs são redes ópticas que vislumbram prover maior eficiência espectral através do emprego de canais ópticos com largura de banda variável, em uma abordagem que explora conceitos do CWDM para o *design* da arquitetura e dos elementos de rede, de forma que sejam compatíveis com as redes WDM atuais e sem que haja perda de flexibilidade em termos de largura de banda e taxas de transmissão, permitindo o emprego de super canais ópticos e facilitando o desenvolvimento de *hardware* compatível com regiões do espectro mais amplas [86, 88–90]. Todas as abordagens descritas neste parágrafo, fazem uso do comportamento seletivo em termos de comprimento de onda que pode ser obtido com os MRRs.

Suplementarmente, quando consideradas aplicações em radiofrequência (RF), os MRRs possuem papel bastante importante, principalmente em *microwave photonics* (MWP), na qual são utilizados para prover a comunicação em sistemas de radares e por satélite, em que a sua imunidade a interferências eletromagnéticas e elevada banda de operação são usufruídas [91–94].

## 1.3 Objetivos e Contribuições

As contribuições deste documento são circunstanciadas nos tópicos discriminados abaixo, para cada um dos trabalhos que foram alvo de estudo. Aditivamente, deseja-se colaborar com o desenvolvimento de nanocircuitos baseados em fotônica integrada, além de utilizar simulações computacionais para propor novos conceitos de dispositivos.

Para o primeiro trabalho a ser explicado:

1. A concepção de um modulador composto por um MRR, otimizado para operar na banda C do espectro óptico e que faz uso do efeito magneto óptico (MO) como mecanismo para obter o sinal modulado em sua saída;
2. A análise comparativa do desempenho do modulador, levando em consideração as métricas obtidas para a perda por inserção, a taxa de extinção e o deslocamento em comprimento de onda causado pela presença de campo magnético externo aplicado no PIC.

Em complemento, para o segundo trabalho, têm-se:

1. O desenvolvimento de um filtro *add/drop*, composto por dois MRRs e capaz de operar em uma região do espectro óptico superior a 450 nm, cobrindo as bandas O, E, S, C, L e U;
2. A análise do desempenho do filtro *add/drop*, considerando os valores de transmitância e perda por inserção que foram medidos.

## 1.4 Publicação deste Trabalho

A partir dos resultados deste trabalho, o seguinte artigo foi publicado:

- ❶ **Josino Villela S. Neto**, William O. F. Carvalho, and Jorge Ricardo Mejía-Salazar, “Magnetically Tunable Micro-Ring Resonators for Massive Magneto-Optical Modulation in Dense Wavelength Division Multiplexing Systems,” *Sensors*, vol. 22, no. 21, p. 8163, 2022.

## 1.5 Estrutura da Dissertação

A presente dissertação é composta por quatro capítulos. O Capítulo 2 trata da teoria dos MRRs de forma detalhada, assim como também é explanado o conceito por trás do efeito MO, sendo este conteúdo enriquecido pela descrição do modulador que

foi desenvolvido, além de seus resultados e análises de desempenho. O Capítulo 3, complementa a teoria de MRRs, apresenta o modelo de filtro *add/drop* proposto, os resultados numéricos que foram obtidos e a análise de desempenho que foi realizada, de forma análoga ao feito no segundo capítulo. Por fim, no Capítulo 4 são apresentadas as conclusões e os trabalhos futuros de interesse.



## Capítulo 2

# Modulador Magneto Óptico Baseado em Microanel Ressonador

O presente capítulo apresenta os resultados numéricos que foram obtidos para um novo conceito de modulador MO, que foi desenvolvido para aplicações em DWDM. O design proposto utiliza materiais e mecanismos já descritos previamente neste documento e que são compatíveis com as atuais técnicas de fabricação baseadas em SOI e CMOS, permitindo a obtenção de circuitos altamente integrados.

O aumento em densidade e complexidade das redes de comunicações ópticas serviram como fatores inspiradores na concepção deste circuito, uma vez que em uma interconexão óptica, o trabalho preponderante é realizado pelo modulador, sendo este o dispositivo encarregado de adaptar a informação a ser transmitida em um canal óptico [95–98].

De acordo com o princípio físico empregado para prover o ajuste do dispositivo, os moduladores podem ser classificados em eletro ópticos (EO) [99], termo ópticos (TO) [100], e mais recentemente, magneto ópticos (MO) [101, 102]. Na modulação EO, por exemplo, uma fonte de campo elétrico externa é utilizada para prover a manipulação dinâmica do feixe óptico guiado em termos de intensidade ou fase [82, 103]. Embora dispositivos recentes que fazem uso da técnica de modulação EO sejam capazes de explorar as propriedades únicas oferecidas por materiais modernos, como por exemplo, o grafeno, para melhorar o seu consumo energético e desempenho de modulação [104–106], eles ainda apresentam performance limitada [107]. No caso dos moduladores TO, as propriedades físicas do feixe óptico são manipuladas através de variações de temperatura, que por sua vez são induzidas através do efeito termoelétrico [100]. No entanto, esta técnica de modulação resulta em dispositivos ópticos vulneráveis (dada a sua susceptibilidade as flutuações térmicas) e de complexidade elevada (em

virtude dos desafios adicionais envolvidos no design de seus componentes) para prover a estabilização de temperatura [108]. Por fim, ao considerar a técnica de modulação MO, em contraste às anteriores, esta faz uso de uma fonte de campo magnético externo para prover a manipulação das características do feixe óptico a ser modulado. Nesta última abordagem, são suplantadas as limitações associadas às técnicas EO e TO [109, 110]. Nada obstante, as abordagens atuais que envolvem as técnicas de modulação MO são baseadas no efeito de conversão de polarização da luz, através do efeito MO de Faraday, que pode introduzir ruídos indesejados, além de prejudicar o acoplamento óptico-eletrônico/eletrônico-óptico. [7, 101].

É numericamente demonstrado neste capítulo um conceito de modulador MO direcionado a aplicações em sistemas DWDM. O efeito MO neste dispositivo é introduzido através da utilização de granada de ferro ítrio substituído com cério (Ce:YIG), que é um material que foi integrado de forma monolítica recentemente (dada a sua compatibilidade com SOI e CMOS) em isoladores ópticos de banda larga [111, 112] e *switches* MO não voláteis [113]. Além disso, MRRs externos compostos por Si associados a MRRs internos compostos por Ce:YIG, foram utilizados recentemente na literatura, na configuração de *add/drop* dinâmico de modos guiados em dois guias ópticos acoplados [114]. Esta teoria será melhor compreendida na seção 2.1, na qual é detalhado o mecanismo dos MRRs através da teoria dos modos acoplados, bem como o efeito MO.

Inicialmente, no processo de design deste dispositivo, um microanel ressonador MO (MO-MRR), composto por dois MRRs adjacentes concêntricos, sendo o externo composto por Si e o interno por Ce:YIG, em formato de pista de corrida oval foi empregado, acoplado lateralmente a um guia reto, sendo este último composto unicamente por Si. O objetivo neste primeiro momento, era o de demonstrar um conceito para a modulação MO baseada em amplitude, ou seja, sem a conversão de polarização do sinal óptico. Nesta circunstância, o MRR externo composto por Si possui a finalidade de prover as ressonâncias correspondentes nos modos guiados, ao passo que o MRR interno, composto por Ce:YIG, possui a finalidade de, quando na presença de campo magnético externo, deslocar as ressonâncias do MRR externo. Em segundo lugar, foi utilizada uma matriz linear de MO-MRRs acoplados lateralmente a um único guia reto, na função de barramento, visando a modulação massiva (de múltiplos canais DWDM) em um único chip. Mais especificadamente, é demonstrado que a estrutura proposta pode ser utilizada de forma dinâmica dentro da região do espectro compreendida pela banda óptica C (com comprimentos de onda entre  $\lambda = 1530$  nm a  $\lambda = 1565$  nm), com um FSR de projeto igual a 100 GHz (aproximadamente 0,8 nm). Por fim, é válido salientar que o mecanismo de modulação empregado neste dispositivo apresenta taxas

de extinção (ER, *extinction ratio*) na ordem de 46 dB, sendo este resultado maior em até 18 dB que o obtido em outros trabalhos a que se têm conhecimento e que estão disponíveis na literatura, alicerçados em outros mecanismos de modulação (como o EO e o TO) [100, 101, 104, 105, 115–118].

## 2.1 Fundamentos Teóricos

Nesta seção, é apresentada a teoria por trás do comportamento ressonante do MRR e suas implicações nas curvas de transmitância. Suplementarmente, o efeito magneto óptico é também explorado de forma analítica, evidenciando a influência do campo magnético nas características do material MO empregado.

### 2.1.1 Teoria Para Um MRR

A configuração mais básica é analisada neste cenário e o acoplamento direcional ocorre entre o guia reto e o MRR que compõem a estrutura (ilustrada pela Figura 2.1). Para o estudo aqui apresentado, somente um modo e polarização são considerados e todas as possíveis perdas introduzidas pela estrutura enquanto o feixe se propaga pelo guia circular são incorporadas ao coeficiente de atenuação ( $\alpha_c$ ) [119].

Na Figura 2.1, observa-se a presença de alguns parâmetros, como  $E_{i1}$  (que corres-

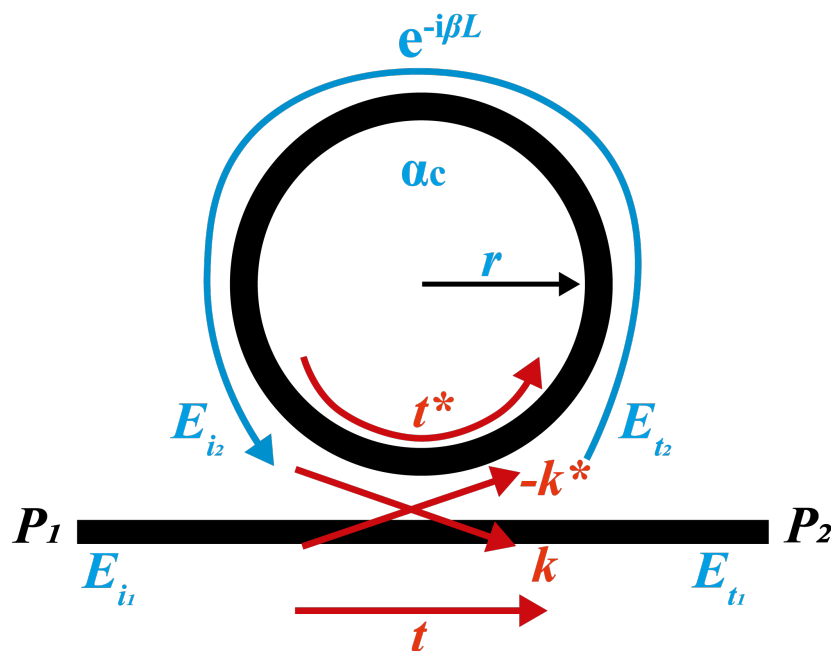


Figura 2.1: Estrutura composta por um guia reto e um MRR e que é utilizada para a extração das equações utilizadas no estudo teórico do MRR.

ponde a amplitude do modo complexo de entrada na porta  $P_1$ ),  $E_{t1}$  (amplitude do modo complexo transmitido na saída do guia reto pela porta  $P_2$ ),  $E_{i2}$  (amplitude do modo complexo transmitido do MRR de volta para o guia reto),  $E_{t2}$  (amplitude do modo complexo transmitido do guia reto para o MRR),  $k$ ,  $k^*$ ,  $t$  e  $t^*$  (parâmetros de acoplamento em que o termo \* indica o conjugado complexo),  $\alpha_c$  (coeficiente de atenuação do MRR) e por fim,  $e^{-i\beta L}$  (defasagem introduzida no modo complexo que se propaga pelo MRR, em que  $\beta$  corresponde a constante de propagação e  $L$  ao comprimento do anel). E desta forma, é possível chegar às equações 2.1, 2.2 e 2.3 [119]:

$$E_{t1} = E_{i1}t + E_{i2}k, \quad (2.1)$$

$$E_{t2} = -E_{i1}k^* + E_{i2}t^*, \quad (2.2)$$

$$E_{i2} = E_{t2}\alpha_c e^{-i\beta L}. \quad (2.3)$$

A seguir, o objetivo reside em obter uma equação na qual  $E_{t1}$  fica em função apenas da amplitude de entrada  $E_{i1}$ , e para que isso seja possível, é necessário realizar algumas manipulações matemáticas, procedendo da substituição do termo  $E_{i2}$  da equação 2.3 na equação 2.2:

$$E_{t2} = -E_{i1}k^* + (E_{t2}\alpha_c e^{-i\beta L})t^*. \quad (2.4)$$

Então, o termo  $t$  multiplica a parcela que está entre parênteses e os termos são passados para a esquerda do sinal de igualdade:

$$E_{t2} + E_{i1}k^* - E_{t2}\alpha_c e^{-i\beta L}t^* = 0, \quad (2.5)$$

desta forma,  $E_{t2}$  pode ser evidenciado:

$$E_{t2}(1 - \alpha_c e^{-i\beta L}t^*) + E_{i1}k^* = 0, \quad (2.6)$$

por fim,  $E_{t2}$  é isolado a esquerda do sinal de igualdade:

$$E_{t2} = \frac{E_{i1}k^*}{-(1 - \alpha_c e^{-i\beta L}t^*)}. \quad (2.7)$$

Dando sequência às manipulações matemáticas, o termo  $E_{t2}$  (2.2) é utilizado para realizar a substituição em 2.3 e desta forma a equação abaixo é obtida:

$$E_{i2} = (-E_{i1}k^* + E_{i2}t^*)\alpha_c e^{-i\beta L}. \quad (2.8)$$



Neste momento, é aplicada a propriedade distributiva da matemática e a parcela  $\alpha_c e^{-i\beta L}$  multiplica os termos entre parênteses:

$$E_{i2} + E_{i1}k^* \alpha_c e^{-i\beta L} - E_{i2}t^* \alpha_c e^{-i\beta L} = 0, \quad (2.9)$$

a partir de então,  $E_{i2}$  pode ser evidenciado:

$$E_{i2}(1 - t^* \alpha_c e^{-i\beta L}) + E_{i1}k^* \alpha_c e^{-i\beta L} = 0. \quad (2.10)$$

No próximo passo,  $E_{i2}$  é isolado a esquerda do sinal de igualdade e a parcela que o multiplica é passada a direita do sinal, na forma de denominador:

$$E_{i2} = \frac{E_{i1}k^* \alpha_c e^{-i\beta L}}{-1 + t^* \alpha_c e^{-i\beta L}}, \quad (2.11)$$

na equação acima, numerador e denominador possuem o termo  $e^{-i\beta L}$ . Então, para que possamos simplificá-la, ambos são divididos por este:

$$E_{i2} = \frac{E_{i1}k^* \alpha_c}{-e^{i\beta L} + t^* \alpha_c}. \quad (2.12)$$

Previamente foi escrito que o objetivo é o de encontrar uma equação em que  $E_{t1}$  fique em função de  $E_{i1}$ . E a terceira substituição permite que este objetivo seja alcançado. Para tal, o termo  $E_{i2}$  (2.12) é utilizado para realizar a substituição na equação 2.1:

$$E_{t1} = E_{i1}t + \left( \frac{E_{i1}k^* \alpha_c}{-e^{i\beta L} + t^* \alpha_c} \right) k, \quad (2.13)$$

obtida a equação acima, o Mínimo Múltiplo Comum (MMC) é aplicado e concomitantemente é feita a multiplicação do termo  $k$  pela fração que está dentro dos parênteses:

$$E_{t1} = \frac{E_{i1}tt^* \alpha_c - E_{i1}te^{i\beta L} + E_{i1}k^* k \alpha_c}{t^* \alpha_c - e^{i\beta L}}, \quad (2.14)$$

na etapa subsequente,  $E_{i1}$  é evidenciado nos termos a direita do sinal de igualdade:

$$E_{t1} = \frac{E_{i1}(\alpha_c tt^* - te^{i\beta L} + kk^* \alpha_c)}{t^* \alpha_c - e^{i\beta L}}, \quad (2.15)$$

neste estágio, é pertinente que uma consideração seja feita, em virtude da lei da conservação da energia, na qual  $tt^* + kk^* = 1$ . Dessarte, os termos da equação acima podem ser

manipulados, resultando em:

$$E_{t1} = \frac{E_{i1}(\alpha_c - te^{i\beta L})}{t^*\alpha_c - e^{i\beta L}}. \quad (2.16)$$

Para que o entendimento do desenvolvimento teórico seja facilitado, é cabível que seja feita a definição da transmitância ( $T_{21}$ ), sendo esta igual ao módulo ao quadrado da amplitude do modo complexo guiado [119]. Esta definição, por sua vez, é bastante concebível, visto que, ao elevar a amplitude do modo complexo ao quadrado, sua componente imaginária é eliminada, sobejando somente a sua parcela referente a magnitude. Sendo assim,  $T_{21} = |E_{t1}|^2$ . Adicionalmente, para a obtenção de uma equação fiel ao modelo proposto que foi simulado, assume-se  $E_{i1} = 1$  (magnitude unitária, desconsiderando defasagem).

Sendo assim,  $T_{21}$  pode ser obtida a partir da consideração e da definição feita acima, bastando reescrever a equação 2.16:

$$T_{21} = \left| \frac{\alpha_c - te^{i\beta L}}{t^*\alpha_c - e^{i\beta L}} \right|^2, \quad (2.17)$$

e considerando a seguinte relação de Euler, em que  $e^{ix} = \cos x + i \sin x$ , a equação acima pode ser reescrita:

$$T_{21} = \left| \frac{\alpha_c - t(\cos \beta L + i \sin \beta L)}{t^*\alpha_c - (\cos \beta L + i \sin \beta L)} \right|^2. \quad (2.18)$$

De forma complementar, outra consideração pode ser feita. Sabendo que  $t$  e  $k$  são complexos, podem ser escritos conforme a seguir:  $t = |t|e^{i\phi_t}$  e  $k = |k|e^{i\phi_k}$ . E sabendo que a defasagem introduzida por  $\phi_t$  e  $\phi_k$  é desprezível, por possuir ordem de grandeza menor do que  $\beta$ ,  $\phi_t$  e  $\phi_k$  podem ser desconsiderados. Desta forma,  $t = |t|$  e  $k = |k|$ . Como resultado disso, a equação acima pode novamente ser reescrita:

$$T_{21} = \left( \sqrt{\frac{(\alpha_c - |t| \cos \beta L)^2 + (-|t| \sin \beta L)^2}{(|t|\alpha_c - \cos \beta L)^2 + (-\sin \beta L)^2}} \right)^2, \quad (2.19)$$

simplificando a raiz com o expoente da equação anterior e expandindo os termos entre parênteses, obtêm-se:

$$T_{21} = \frac{\alpha_c^2 - 2\alpha_c|t| \cos \beta L + |t|^2(\cos^2 \beta L + \sin^2 \beta L)}{|t|^2\alpha_c^2 - 2|t|\alpha_c \cos \beta L + \cos^2 \beta L + \sin^2 \beta L}, \quad (2.20)$$

e considerando a relação trigonométrica em que  $\sin^2 x + \cos^2 x = 1$ , a equação acima

pode ser mais uma vez simplificada:

$$T_{21} = \frac{\alpha_c^2 - 2\alpha_c|t| \cos \beta L + |t|^2}{|t|^2\alpha_c^2 - 2|t|\alpha_c \cos \beta L + 1}. \quad (2.21)$$

A partir da equação 2.21, considerações adicionais podem ser feitas. A primeira é que  $\alpha_c$  e  $t$  podem assumir valores entre 0 e 1. E a segunda é que a transmitância em ressonância ( $T_{21\text{res}}$ ), somente ocorre quando  $\cos \beta L = 1$ .

Sobre a primeira consideração, é pertinente mencionar que há um caso especial que é denominado acoplamento crítico. Neste,  $\alpha = |t|$ , o que significa que as perdas do MRR são iguais as perdas introduzidas pelo acoplamento entre os guias. Quando isso ocorre, a transmitância observada na saída do dispositivo é igual a 0, como resultado de interferências destrutivas [119].

Prosseguindo para a segunda consideração, em que  $\cos \beta L = 1$ , sendo  $\beta$  a constante de propagação e  $L$  o comprimento do anel, dado por  $L = 2\pi r$ , sendo  $r$ , por sua vez, o raio do MRR, temos:

$$\beta L = 2\pi m, \quad (2.22)$$

em que  $m$  pode assumir qualquer valor inteiro, como 1, 2, 3..., ainda, sabe-se que:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} n_{\text{eff}}, \quad (2.23)$$

em que  $n_{\text{eff}}$  é o índice de refração efetivo do material e que pode ser manipulado através da geometria dos guias ópticos. E que:

$$\lambda = 2\pi r. \quad (2.24)$$

Combinando as equações acima, obtêm-se:

$$\frac{2\pi}{\lambda} n_{\text{eff}} 2\pi r = 2\pi m. \quad (2.25)$$

Por fim, visto que a condição de ressonância é explorada, chegamos as equações em seu estado final e que determinam os comprimentos de onda que atendem a esta condição:

$$\lambda_{\text{res}} = \frac{2\pi n_{\text{eff}} r}{m}, \quad (2.26)$$

e

$$\lambda_{\text{res}} = \frac{L n_{\text{eff}}}{m}. \quad (2.27)$$

Unissoante ao mencionado acima,  $n_{\text{eff}}$  corresponde ao índice de refração efetivo do

material, uma propriedade que pode ser manipulada de acordo com as características dos guias ópticos. Tomando como referência a equação 2.23, nota-se a presença da variável  $\lambda$ , que corresponde à relação entre o comprimento de onda no vácuo e o índice de refração do material no qual a onda se propaga (inferência que associa a dependência de  $n_{\text{eff}}$  com o meio). Além disso,  $\beta$  é a constante de propagação, que se relaciona com a capacidade de confinamento do feixe dentro do guia óptico, sendo, por conseguinte, influenciado pela sua geometria [119]. Tendo em consideração esta explanação, para a obtenção da altura dos guias ópticos, foi necessário a execução de duas simulações. Na primeira,  $n_{\text{eff}}$  foi calculado numericamente, através do emprego da simulação 2D longitudinal do dispositivo proposto. E posteriormente, na segunda simulação, foi executada uma varredura com o parâmetro que caracteriza a altura dos guias ópticos, de modo que, assim que fosse obtido o valor de  $n_{\text{eff}}$  calculado anteriormente (para o modo fundamental), teríamos obtido a real altura do guia.

### 2.1.2 Teoria do Efeito Magneto Óptico

Visto que o dispositivo proposto é uma estrutura ressonante e que pode ter seu comportamento alterado (modulado) de acordo com a presença de campos magnéticos (efeitos MO) externos, além do desenvolvimento teórico do comportamento do MRR, é também imprescindível o detalhamento do efeito MO. Sua teoria parte das Equações de Maxwell, presentes abaixo:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (2.28)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0}, \quad (2.29)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0, \quad (2.30)$$

e

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu_0 \vec{J}. \quad (2.31)$$

Em que,  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética no vácuo,  $\vec{B}$  é o fluxo magnético,  $\epsilon_0$  é a permissividade elétrica no vácuo,  $\vec{E}$  o campo elétrico,  $\vec{J}$  a densidade de corrente e  $\rho$  a densidade de cargas.

Iniciando as manipulações matemáticas a partir da equação 2.31 e evidenciando o termo  $\mu_0$  temos:

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = \mu_0 \left( \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \vec{J} \right), \quad (2.32)$$

desta forma,  $\mu_0$  pode ser passado para a esquerda do sinal de igualdade, como denominador:

$$\frac{\vec{\nabla} \times \vec{B}}{\mu_0} = \left( \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \vec{J} \right), \quad (2.33)$$

o que permite, por sua vez, que seja reescrita em função de  $\vec{D}$ , sendo este o vetor deslocamento elétrico, presente na equação abaixo:

$$\frac{\vec{\nabla} \times \vec{B}}{\mu_0} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J}. \quad (2.34)$$

Das variáveis presentes nas equações acima, temos:

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_R \vec{H}, \quad (2.35)$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_R \vec{E}, \quad (2.36)$$

e

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}. \quad (2.37)$$

Sendo  $\mu_R$  a permeabilidade magnética relativa,  $\vec{H}$  o campo magnético,  $\epsilon_r$  a permissividade elétrica relativa e  $\sigma$  a condutividade elétrica.

De acordo com a igualdade de 2.36, a equação 2.34 pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J}, \quad (2.38)$$

e com isso, as equações de Maxwell podem ser manipuladas, iniciando pela equação 2.28:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = \left( \frac{\partial E_z \hat{x}}{\partial y} + \frac{\partial E_x \hat{y}}{\partial z} + \frac{\partial E_y \hat{z}}{\partial x} \right) - \left( \frac{\partial E_x \hat{z}}{\partial y} + \frac{\partial E_y \hat{x}}{\partial z} + \frac{\partial E_z \hat{y}}{\partial x} \right). \quad (2.39)$$

A partir da equação acima, os termos podem ser reagrupados de acordo com os seus

respectivos eixos ( $\hat{x}$ ,  $\hat{y}$  ou  $\hat{z}$ ):

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = \hat{x} \left( \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right) + \hat{y} \left( \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) + \hat{z} \left( \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (2.40)$$

e na etapa subsequente, o mesmo procedimento é aplicado para o rotacional a esquerda do sinal de igualdade da equação 2.38, chegando a:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \hat{x} \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) + \hat{y} \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) + \hat{z} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J}. \quad (2.41)$$

No entanto, visto que  $\sigma = 0$  na equação 2.37, em virtude de estarmos assumindo um material, a princípio, dielétrico genérico, assumimos  $\vec{J} = 0$  e assim a equação acima pode ser reescrita como:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \hat{x} \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) + \hat{y} \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) + \hat{z} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}. \quad (2.42)$$

Os próximos passos, por sua vez, consistem na exploração dos vetores  $\vec{B}$  e  $\vec{D}$ .

Começando por  $\vec{B}$ , temos:

$$\vec{B} = B_x \hat{x} + B_y \hat{y} + B_z \hat{z}, \quad (2.43)$$

que por sua vez, tomando como referência a equação 2.35 e que  $\mu_R \approx 1$ , pode ser reescrita como:

$$\vec{B} = \mu_0 (H_x \hat{x} + H_y \hat{y} + H_z \hat{z}). \quad (2.44)$$

Aplicando o mesmo procedimento da equação acima para  $\vec{D}$ , temos:

$$\vec{D} = D_x \hat{x} + D_y \hat{y} + D_z \hat{z}, \quad (2.45)$$

que também pode ser reescrito, a partir da equação 2.36 como:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_R (E_x \hat{x} + E_y \hat{y} + E_z \hat{z}). \quad (2.46)$$

Na equação 2.46,  $\epsilon_R$  assume valor constante em todas as direções, o que caracteriza o material como isotrópico, que por sua vez, apresenta em sua matriz de tensores somente componentes na diagonal principal. No entanto, ao considerar materiais de natureza MO, que são anisotrópicos, os elementos de fora da diagonal principal podem assumir valores que são diferentes de zero, de acordo com a direção e a intensidade de

magnetização.

Sendo assim, a equação 2.46 pode ser explorada, considerando a matriz tensor dielétrico do material utilizado:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \begin{pmatrix} \epsilon_{xx} & i\epsilon_{xy} & i\epsilon_{xz} \\ -i\epsilon_{yx} & \epsilon_{yy} & i\epsilon_{yz} \\ -i\epsilon_{zx} & -i\epsilon_{zy} & \epsilon_{zz} \end{pmatrix} (E_x \hat{x} + E_y \hat{y} + E_z \hat{z}). \quad (2.47)$$

Reescrevendo a equação anterior na forma de um produto de matrizes, chegamos a:

$$D = \epsilon_0 \begin{pmatrix} \epsilon_{xx} & i\epsilon_{xy} & i\epsilon_{xz} \\ -i\epsilon_{yx} & \epsilon_{yy} & i\epsilon_{yz} \\ -i\epsilon_{zx} & -i\epsilon_{zy} & \epsilon_{zz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix}, \quad (2.48)$$

que por sua vez resulta em:

$$\vec{D}_x = \epsilon_0(\epsilon_{xx}E_x + i\epsilon_{xy}E_y + i\epsilon_{xz}E_z)\hat{x}, \quad (2.49)$$

$$\vec{D}_y = \epsilon_0(-i\epsilon_{yx}E_x + \epsilon_{yy}E_y + i\epsilon_{yz}E_z)\hat{y}, \quad (2.50)$$

$$\vec{D}_z = \epsilon_0(-i\epsilon_{zx}E_x - i\epsilon_{zy}E_y + \epsilon_{zz}E_z)\hat{z}. \quad (2.51)$$

Como resultado das equações 2.49, 2.50 e 2.51,  $\vec{D}$  pode ser reescrito como:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \left[ (\epsilon_{xx}E_x + i\epsilon_{xy}E_y + i\epsilon_{xz}E_z)\hat{x} + (-i\epsilon_{yx}E_x + \epsilon_{yy}E_y + i\epsilon_{yz}E_z)\hat{y} + (-i\epsilon_{zx}E_x - i\epsilon_{zy}E_y + \epsilon_{zz}E_z)\hat{z} \right]. \quad (2.52)$$

Então, sabendo que  $\vec{H} = H_0 e^{i(\omega t - \beta r)}$  e que  $\vec{E} = E_0 e^{i(\omega t - \beta r)}$ , sendo  $r$  a distância de propagação (que pode ocorrer em  $x, y, z$  ou em alguma combinação destes eixos),  $\omega$  a frequência angular e  $\beta$  o vetor de onda (fator de fase), as derivadas a direita do sinal de igualdade das equações 2.40 e 2.42 podem ser resolvidas.

Começando pela equação 2.40:

$$-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\frac{\partial(\mu_0 H)}{\partial t}, \quad (2.53)$$

e substituindo  $H$  por  $\vec{H} = H_0 e^{i(\omega t - \beta r)}$ , removendo adicionalmente os termos que não dependem de  $t$  na derivada, temos:

$$-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\mu_0 H_0 \frac{\partial(e^{i(\omega t - \beta r)})}{\partial t}, \quad (2.54)$$

desta forma, a exponencial da equação acima pode ser expandida, resultando em:

$$-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\mu_0 H_0 e^{-i\beta r} \frac{\partial(e^{i\omega t})}{\partial t}. \quad (2.55)$$

Na próxima etapa, a derivada parcial a direita do sinal de igualdade é resolvida:

$$-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\mu_0 H_0 e^{-i\beta r} (i\omega e^{i\omega t}), \quad (2.56)$$

então são removidos os parênteses e são agrupados os termos exponenciais:

$$-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -i\omega \mu_0 H_0 e^{i(\omega t - \beta r)}. \quad (2.57)$$

Recapitulando,  $\vec{H} = H_0 e^{i(\omega t - \beta r)}$  e  $\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$ , então:

$$-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -i\omega \vec{B}, \quad (2.58)$$

e considerando o mesmo procedimento adotado acima para  $\vec{D}$ , chegamos a:

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = i\omega \vec{D}. \quad (2.59)$$

Neste momento, é possível reescrever as equações 2.40 e 2.42 com os termos atualizados a direita do sinal de igualdade de 2.58 e 2.59:

$$-i\omega \vec{B} = \hat{x} \left( \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right) + \hat{y} \left( \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) + \hat{z} \left( \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right), \quad (2.60)$$

$$i\omega \vec{D} = \hat{x} \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) + \hat{y} \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) + \hat{z} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right). \quad (2.61)$$

Desta forma, os termos da equação 2.61 podem ser associados aos termos da equação 2.52, chegando a:

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = i\omega \epsilon_0 (\epsilon_{xx} E_x + i\epsilon_{xy} E_y + i\epsilon_{xz} E_z), \quad (2.62)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = i\omega \epsilon_0 (-i\epsilon_{yx} E_x + \epsilon_{yy} E_y + i\epsilon_{yz} E_z), \quad (2.63)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = i\omega \epsilon_0 (-i\epsilon_{zx} E_x - i\epsilon_{zy} E_y + \epsilon_{zz} E_z). \quad (2.64)$$



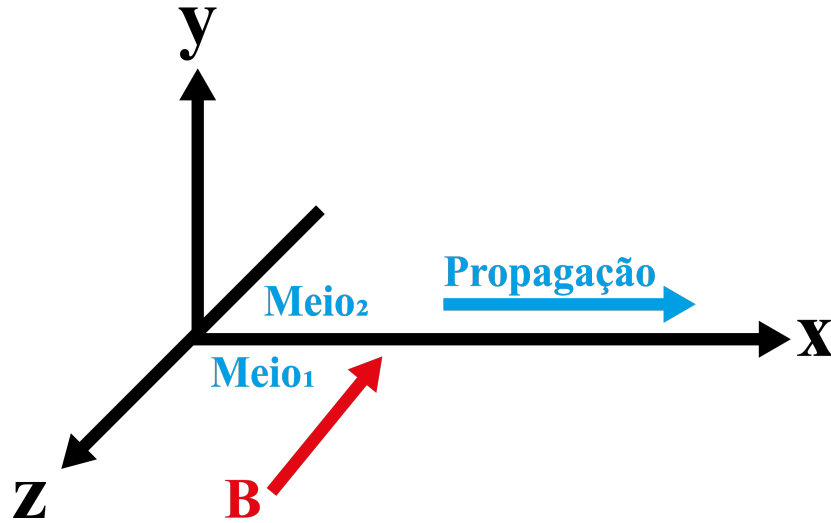


Figura 2.2: Esquemático que ilustra o cenário explorado neste capítulo, que possui o fluxo magnético aplicado ao longo do eixo z e a onda TM se propagando ao longo do eixo x.

Realizando o mesmo procedimento para os termos da equação 2.60 e 2.44, temos:

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -i\omega\mu_0 H_x, \quad (2.65)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -i\omega\mu_0 H_y, \quad (2.66)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -i\omega\mu_0 H_z. \quad (2.67)$$

As equações 2.62-2.67 obtidas são elegíveis a qualquer meio, ainda que susceptível a atividade MO. Correlacionando as equações com as condições propostas no dispositivo do presente capítulo, que baseia-se no modo TM, temos que:  $E_x \neq 0$ ,  $E_y \neq 0$ ,  $E_z = 0$ ,  $H_x = 0$ ,  $H_y = 0$  e  $H_z \neq 0$  (em inferência que pode ser feita a partir da Figura 2.2). Desta forma, as equações em questão podem ser reescritas de acordo com o modo TM, resultando nas equações abaixo:

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} = i\omega\epsilon_0(\epsilon_{xx}E_x + i\epsilon_{xy}E_y), \quad (2.68)$$

$$-\frac{\partial H_z}{\partial x} = i\omega\epsilon_0(-i\epsilon_{yx}E_x + \epsilon_{yy}E_y). \quad (2.69)$$

Consequentemente, se faz necessário tornar as derivadas parciais de  $H_z$  função de

$E_x$  (direção de propagação da onda eletromagnética, vide Figura 2.2), ou seja:

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} = \frac{\partial H_z e^{i(\omega t - \beta x)}}{\partial x}, \quad (2.70)$$

em que, se aplicado procedimento similar ao aplicado em 2.58, obtém-se:

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} = -i\beta H_z. \quad (2.71)$$

Com a operação acima, é possível reescrever as equações 2.67 e 2.69, dado que a 2.68 se mantém inalterada, chegando a:

$$i\beta E_y + \frac{\partial E_x}{\partial y} = i\omega\mu_0 H_z, \quad (2.72)$$

$$i\beta H_z = i\omega\epsilon_0(-i\epsilon_{yx}E_x + \epsilon_{yy}E_y). \quad (2.73)$$

Então, as equações 2.68, 2.72 e 2.73 podem ser manipuladas, de modo a isolar  $E_x$ ,  $E_y$  e  $H_z$ .

Começando a manipulação pela equação 2.72, temos:

$$i\beta E_y + \frac{\partial E_x}{\partial y} = i\omega\mu_0 H_z, \quad (2.74)$$

então, o termo  $H_z$  a direita do sinal de igualdade pode ser isolado:

$$\frac{1}{i\omega\mu_0} \left( i\beta E_y + \frac{\partial E_x}{\partial y} \right) = H_z, \quad (2.75)$$

e a propriedade distributiva pode ser aplicada nos termos dentro dos parênteses:

$$\frac{\beta E_y}{\omega\mu_0} - \frac{i}{\omega\mu_0} \frac{\partial E_x}{\partial y} = H_z. \quad (2.76)$$

A próxima equação a ser trabalhada é a 2.68:

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} = i\omega\epsilon_0(\epsilon_{xx}E_x + i\epsilon_{xy}E_y). \quad (2.77)$$

Nela, o termo multiplicando os parênteses é passado a esquerda do sinal de igualdade como denominador e o termo  $E_x$  é isolado, resultando em:

$$\frac{-i}{\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{i\epsilon_{xy}E_y}{\epsilon_{xx}} = E_x. \quad (2.78)$$

Por fim, a equação 2.73 é manipulada:

$$i\beta H_z = i\omega\epsilon_0(-i\epsilon_{yx}E_x + \epsilon_{yy}E_y), \quad (2.79)$$

nesta, o procedimento é similar ao da equação anterior e  $E_y$  é isolado:

$$\frac{\beta H_z}{\omega\epsilon_{yy}\epsilon_0} + \frac{i\epsilon_{yx}E_x}{\epsilon_{yy}} = E_y. \quad (2.80)$$

Nas equações 2.80 e 2.78, quando não há magnetização, as segundas parcelas antes do sinal de igualdade, assumem valor nulo.

Na sequência, são feitas substituições com as equações 2.76, 2.78 e 2.80, de modo a se obter a equação de onda para o modo TM em um meio susceptível a atividade MO.

Começamos substituindo a equação 2.80 na equação 2.78:

$$\frac{-i}{\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{i\epsilon_{xy}}{\epsilon_{xx}} \left( \frac{\beta H_z}{\omega\epsilon_{yy}\epsilon_0} + \frac{i\epsilon_{yx}E_x}{\epsilon_{yy}} \right) = E_x, \quad (2.81)$$

$$\frac{-i}{\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{i\epsilon_{xy}\beta H_z}{\epsilon_{xx}\omega\epsilon_{yy}\epsilon_0} + \frac{\epsilon_{xy}\epsilon_{yx}E_x}{\epsilon_{xx}\epsilon_{yy}} = E_x. \quad (2.82)$$

Então, todos os termos em função de  $E_x$  são passados a direita do sinal de igualdade e o termo é colocado em evidência:

$$\frac{-i}{\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{i\epsilon_{xy}\beta H_z}{\epsilon_{xx}\omega\epsilon_{yy}\epsilon_0} = E_x \left( \frac{\epsilon_{xx}\epsilon_{yy} - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}}{\epsilon_{xx}\epsilon_{yy}} \right). \quad (2.83)$$

Desta forma, a parcela que multiplica  $E_x$  é passada a esquerda do sinal de igualdade, dividindo ambas parcelas. Adicionalmente o MMC é obtido, resultando na equação abaixo:

$$\frac{-i\epsilon_{yy}}{\epsilon_{yy}\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0 - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}\omega\epsilon_0} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{i\epsilon_{xy}\beta H_z}{\epsilon_{yy}\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0 - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}\omega\epsilon_0} = E_x. \quad (2.84)$$

Com isso, a equação 2.78 é utilizada em 2.80, e aplicando o mesmo procedimento adotado acima, pode-se chegar a equação abaixo:

$$\frac{\epsilon_{xx}\beta H_z}{\epsilon_{yy}\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0 - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}\omega\epsilon_0} + \frac{\epsilon_{yx}}{\epsilon_{yy}\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0 - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}\omega\epsilon_0} \frac{\partial H_z}{\partial y} = E_y. \quad (2.85)$$

Na próxima etapa, as equações 2.84 e 2.85 são utilizadas para substituir  $E_x$  e  $E_y$

em 2.76:

$$H_z = \frac{\beta}{\omega\mu_0} \left( \frac{\epsilon_{xx}\beta H_z}{\epsilon_{yy}\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0 - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}\omega\epsilon_0} + \frac{\epsilon_{yx}}{\epsilon_{yy}\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0 - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}\omega\epsilon_0} \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) - \frac{i}{\omega\mu_0} \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{-i\epsilon_{yy}}{\epsilon_{yy}\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0 - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}\omega\epsilon_0} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{i\epsilon_{xy}\beta H_z}{\epsilon_{yy}\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0 - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}\omega\epsilon_0} \right), \quad (2.86)$$

que por conseguinte resulta na equação abaixo ao aplicar a propriedade distributiva nos termos dentro dos parênteses:

$$H_z = \frac{\beta}{\omega\mu_0} \frac{\epsilon_{xx}\beta H_z}{\epsilon_{yy}\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0 - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}\omega\epsilon_0} + \frac{\partial H_z}{\partial y} \frac{\epsilon_{yx}\beta}{\omega\mu_0\epsilon_{yy}\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0 - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}\omega\epsilon_0} - \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} \frac{\epsilon_{yy}}{\omega\mu_0\epsilon_{yy}\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0 - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}\omega\epsilon_0} - \frac{\partial H_z}{\partial y} \frac{\epsilon_{xy}\beta}{\omega\mu_0\epsilon_{yy}\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0 - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}\omega\epsilon_0}, \quad (2.87)$$

e considerando que  $E_{xy}$  é igual a  $E_{yx}$ , que são os elementos de fora da diagonal principal, a segunda e a quarta parcela da equação acima podem se anular, chegando a:

$$H_z = \frac{\beta}{\omega\mu_0} \frac{\epsilon_{xx}\beta H_z}{\epsilon_{yy}\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0 - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}\omega\epsilon_0} - \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} \frac{\epsilon_{yy}}{\omega\mu_0\epsilon_{yy}\epsilon_{xx}\omega\epsilon_0 - \epsilon_{xy}\epsilon_{yx}\omega\epsilon_0}. \quad (2.88)$$

Desta forma,  $\frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2}$  pode ser isolado a esquerda do sinal de igualdade:

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} = \left( \frac{\omega^2 \mu_0 \epsilon_{yy} \epsilon_{xx} \epsilon_0 - \epsilon_{xy} \epsilon_{yx} \omega^2 \epsilon_0 \mu_0}{\epsilon_{yy}} \right) H_z \left( -1 + \frac{\beta^2 \epsilon_{xx}}{\omega^2 \mu_0 \epsilon_{yy} \epsilon_{xx} \epsilon_0 - \epsilon_{xy} \epsilon_{yx} \omega^2 \epsilon_0 \mu_0} \right). \quad (2.89)$$

Adicionalmente, pode-se considerar que  $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ , e a equação acima pode ser reescrita:

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} = \left( \frac{k_0^2 \epsilon_{yy} \epsilon_{xx} - \epsilon_{xy} \epsilon_{yx} k_0^2}{\epsilon_{yy}} \right) H_z \left[ \frac{-(k_0^2 \epsilon_{yy} \epsilon_{xx} - \epsilon_{xy} \epsilon_{yx} k_0^2) + \beta^2 \epsilon_{xx}}{k_0^2 \epsilon_{yy} \epsilon_{xx} - \epsilon_{xy} \epsilon_{yx} k_0^2} \right], \quad (2.90)$$

desta forma, o numerador da primeira fração pode ser simplificado com o denominador da segunda fração a direita do sinal de igualdade:

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} = \frac{1}{\epsilon_{yy}} H_z \left[ -(k_0^2 \epsilon_{yy} \epsilon_{xx} - \epsilon_{xy} \epsilon_{yx} k_0^2) + \beta^2 \epsilon_{xx} \right]. \quad (2.91)$$

Neste momento, a seguinte consideração pode ser feita de forma oportuna,  $\epsilon_{xx} = \epsilon_{yy} = \epsilon_{zz}$ , o que poderemos chamar de  $\epsilon_R$ , devido a natureza isotrópica do material.

Sendo assim:

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} = \frac{1}{\epsilon_R} H_z [-k_0^2 \epsilon_R^2 + \epsilon_{xy} \epsilon_{yx} k_0^2 + \beta^2 \epsilon_R]. \quad (2.92)$$

Aplicando a propriedade distributiva e passando todos os termos para a esquerda do sinal de igualdade, a equação acima assume a seguinte forma:

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} - H_z \left[ \frac{-k_0^2 \epsilon_R^2 + \epsilon_{xy} \epsilon_{yx} k_0^2 + \beta^2 \epsilon_R}{\epsilon_R} \right] = 0, \quad (2.93)$$

em que  $\beta^2$  mostra o vetor de onda na direção do eixo  $x$ , e  $k_0^2$  o vetor de onda incidente no meio. E lembrando que  $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$  (para o vácuo), ao considerar o material chegamos a  $k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_R}$  (considerando a permissividade relativa do meio). Em complemento,  $\epsilon_{xy}$  e  $\epsilon_{yx}$  são substituídos por  $\epsilon_{MO}$ . Sendo assim, a equação anterior pode ser reescrita:

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} - H_z \left[ \frac{-k_0^2 \epsilon_R^2 + \epsilon_{MO}^2 k_0^2 + \beta^2 \epsilon_R}{\epsilon_R} \right] = 0, \quad (2.94)$$

simplificando, então, os termos do numerador com o denominador, chegamos a:

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} - H_z \left[ -k_0^2 \epsilon_R + \frac{\epsilon_{MO}^2 k_0^2}{\epsilon_R} + \beta^2 \right] = 0. \quad (2.95)$$

Sendo assim, podemos chegar a equação de onda final, ao colocar o termo  $k_0^2$  em evidência:

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} - H_z \left[ -k_0^2 \left( \epsilon_R + \frac{\epsilon_{MO}^2}{\epsilon_R} \right) + \beta^2 \right] = 0 \quad (2.96)$$

Da equação acima,  $-k_0^2 \left( \epsilon_R + \frac{\epsilon_{MO}^2}{\epsilon_R} \right)$ , corresponde ao feixe propagante em um meio MO. Sendo assim, se  $\epsilon_{MO} = 0$ , o feixe propagado é igual ao que seria propagado em um meio qualquer. Por outro lado, se  $\epsilon_{MO} \neq 0$ , o feixe propagante têm suas propriedades alteradas, de acordo com  $\epsilon_{MO}$ , o que justifica a alteração do comportamento ressonante do MRR, diante da presença de campos magnéticos externos.

## 2.2 Resultados Numéricos Obtidos

O dispositivo proposto foi otimizado para operar no modo fundamental, ou seja, considerando que o feixe óptico guiado se propaga na direção do eixo  $x$  (com campo  $H_z$ ). Uma vez que os lasers atuais operam principalmente em comprimentos de onda em torno de  $\lambda = 1550$  nm [120], para o projeto em questão, foi adotado  $\lambda = 1550,44$  nm para a obtenção dos parâmetros geométricos do MO-MRR e do guia óptico reto. Pre-

cedentemente, a estrutura foi otimizada em termos de perda por inserção (IL, *Insertion Loss*), o que pode ser descrito, em outras palavras, pela busca pelos maiores níveis de transmitância na porta  $P_2$ , quando não atendida a condição de ressonância. E por último, o espaçamento entre o guia óptico reto e o MO-MRR foi otimizado, objetivando encontrar o melhor acoplamento de forma concomitante à menor IL para o sistema. Em ambas otimizações, varreduras paramétricas foram utilizadas.

Através da execução de simulações numéricas e da análise de seus resultados, foram obtidos os parâmetros geométricos  $W_1 = W_2 = 340$  nm (largura dos guias ópticos compostos por Si e Ce:YIG, respectivamente),  $R = 5.6$   $\mu\text{m}$  (raio interno do MO-MRR),  $A = 600$  nm (trecho de guia reto que compõe o MO-MRR),  $G = 82$  nm (espaçamento entre o MO-MRR e o guia reto utilizado como entrada e saída para o feixe óptico) e  $H = 525$  nm (altura dos guias ópticos), sendo todos estes ilustrados pela Figura 2.3. Neste momento, inclusive, vale salientar que para otimizar a utilização de recursos computacionais e o tempo requerido, os resultados do dispositivo em 3 dimensões (3D) foram obtidos a partir do emprego de duas simulações complementares executadas em duas dimensões (2D). Sobre a integração do sistema ilustrado na Figura 2.3, no que lhe concerne, é possível de ser obtida através do uso de deposição de laser pulsado (PLD, *pulsed laser deposition*) [111, 121], nanolitografia [122], ou uma combinação adequada destes e outros possíveis métodos para materiais de cultivo. Além disso, embora campos magnéticos possam ser aplicados em escalas proporcionais às dimensões do PIC, através do emprego de bobinas magnéticas compatíveis com o Si, vide demonstrado recentemente na literatura [113], foi explorado neste trabalho, com o intuito de obter os resultados que serão apresentados, a magnetização intrínseca do material Ce:YIG, em seu nível de saturação.

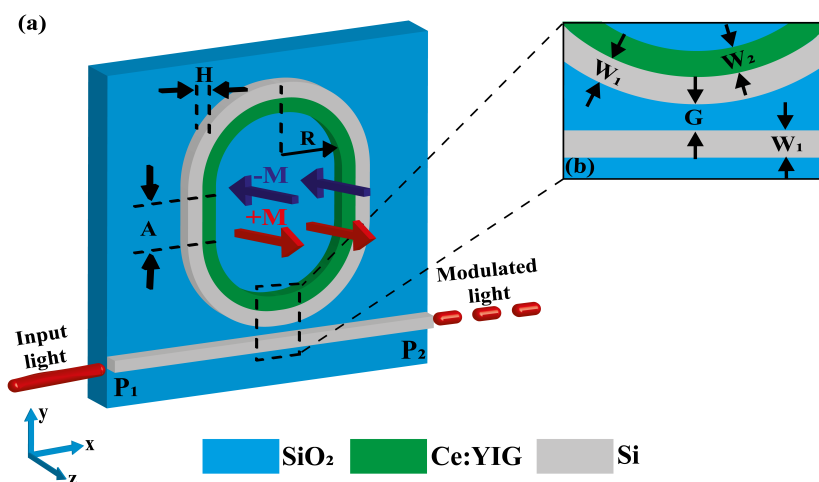


Figura 2.3: (a) Esquemático em 3D para o MO-MRR proposto no presente capítulo e (b) inset para a região delimitada pela curva preta tracejada em (a)

Primeiramente, foi calculado o índice efetivo para o modo guiado, utilizando uma simulação em 2D com a seção longitudinal do dispositivo (ao longo do plano formado pelos eixos  $x$  e  $y$ ), já considerando os valores otimizados previamente encontrados para a largura e espaçamento dos guias ópticos ( $W_1$ ,  $W_2$  e  $G$ ). Então, tomando como referência o índice efetivo calculado anteriormente e as dimensões já conhecidas, foi calculado na segunda simulação complementar em 2D, a seção transversal dos guias ópticos, de modo a se obter a medida de sua altura ( $H$ ). A porta de entrada do dispositivo, denominada de  $P_1$ , foi excitada com 1 mW, ao passo que a porta de saída,  $P_2$ , foi utilizada para a obtenção dos valores de transmitância ( $T_{21}$ ), conforme ilustrado pela Figura 2.3.

As simulações deste capítulo empregaram o método dos elementos finitos (FEM, *Finite Element Method*) e foram executadas no software comercial COMSOL Multiphysics®. A *mesh* do modelo também foi acurada em toda a área da geometria, apresentando aspecto refinado (tamanho mínimo igual a  $\lambda/10$  - sendo  $\lambda$  o comprimento de onda simulado) nas regiões compreendidas pelo MO-MRR e pelo guia óptico reto utilizado como entrada e saída, com o intuito de se obter resultados mais precisos. Em locais da geometria mais afastados dos guias, predominantemente no substrato, os elementos da *mesh* assumiram dimensões máximas na ordem de  $\lambda/5$ . A taxa de crescimento dos elementos da *mesh* foi considerada linear, igual a 1,1. Por fim, condições de contorno de espalhamento (*scattering boundary conditions*) e camadas combinadas perfeitas (PML, *perfect matched layers*) com característica absorvente foram utilizadas, almejando impossibilitar reflexões numéricas indesejadas.

### 2.2.1 Resultados e Discussão

A discussão é iniciada ao abordar o mecanismo de modulação empregado, sendo este o MO. Neste caso, o foco é voltado em torno do comprimento de onda de operação do dispositivo,  $\lambda = 1550,44$  nm, dentro de uma pequena região do espectro óptico inserida na banda C (de comprimentos de onda entre  $\lambda = 1550$  nm a  $\lambda = 1550,88$  nm), na qual a transmitância  $T_{21}$  é calculada em função do comprimento de onda.

Os resultados numéricos são apresentados comparativamente para o caso em que o sistema está desmagnetizado ( $B = 0$ ), e para os casos em que há campos magnéticos aplicados com polaridades opostas ( $B = \pm 1$ ), conforme ilustrado pela Figura 2.4. A ressonância pronunciada em 1550,44 nm (para  $B = 0$ ), é verificada numericamente através da queda acentuada observada na curva de transmitância, que apresenta o valor mínimo de  $T_{21} = -63,1$  dB. Complementarmente, quando o circuito é magnetizado ( $B = \pm 1$ ), nota-se que as ressonâncias sofrem um deslocamento igual a  $\pm 0,11$  nm,

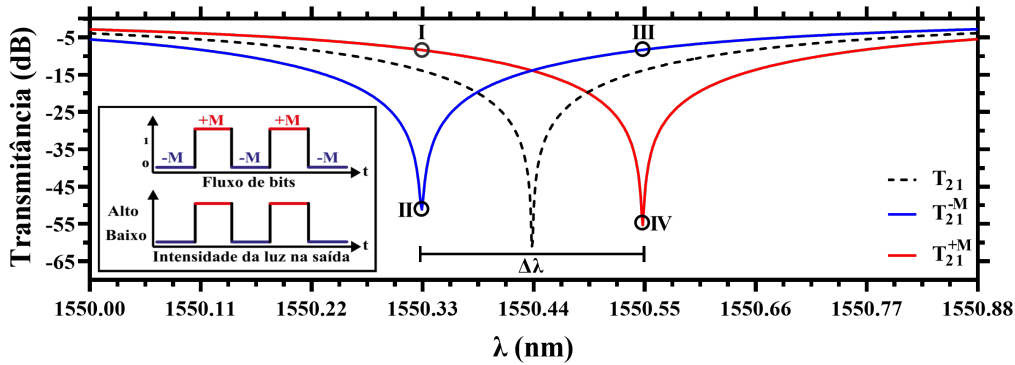


Figura 2.4: Transmitâncias do MO-MRR para os cenários em que não há magnetização (curva preta de aspecto tracejado), e para quando há magnetização,  $-M$  (curva sólida de cor azul) e  $+M$  (curva sólida de cor vermelha). Os pontos I e III ilustram a possível codificação para o bit 1, ao passo que os pontos II e IV representam a codificação para o bit 0, conforme apresentado pelo inset no canto inferior esquerdo.

associado a uma pequena variação observada nos valores mínimos das transmitâncias, sendo esta inferior a 7 dB. O deslocamento de natureza simétrica da ressonância, em torno do comprimento de onda de trabalho do dispositivo, para  $B = \pm 1$ , resulta em um  $\Delta\lambda = 0.22$  nm (na condição de saturação magnética), conforme evidenciado pelas curvas de cor azul e vermelha da Figura 2.4. Adicionalmente, para os comprimentos de onda  $\lambda = 1550.33$  nm e  $\lambda = 1550.55$  nm, I e II, III e IV, indicam os pontos nos quais o dispositivo proposto pode operar como modulador MO (condição de *on/off*). De fato, ao considerar dois níveis de intensidade para o feixe óptico na saída do dispositivo ( $P_2$ ), um fluxo de bits codificado em *non-return-to-zero* (NRZ) pode ser considerado, assumindo o sentido de magnetização ao longo do eixo  $z$ , por exemplo, sendo  $B = 1$  para representar o bit 1 e  $B = -1$  para representar o bit 0, de acordo com o inset da Figura 2.4.

A ER, neste caso determinada como a diferença entre os níveis de transmitância obtidos quando medida a IL e a profundidade da ressonância, é um parâmetro bastante importante para se mensurar a performance do modulador. Ao calcular a ER para o dispositivo proposto, considerando os comprimentos de onda de ressonância na presença de magnetização,  $\lambda = 1550,33$  nm e  $\lambda = 1550,55$  nm, indicados pelos pontos I e II ou III e IV (todos indicados na Figura 2.4), foi possível obter ER iguais a 42,6 dB e 46,7 dB, respectivamente. Este resultado é consideravelmente maior quando comparado a outros trabalhos recentes, conforme apresentado na Tabela 2.1. Adicionalmente, pode ser observado na Tabela 2.1 que o raio do MO-MRR utilizado no dispositivo proposto é relativamente pequeno (com uma pequena área de  $1723 \mu\text{m}^2$ ), permitindo a sua integração em PICs com elevada densidade de componentes. Todas as referências



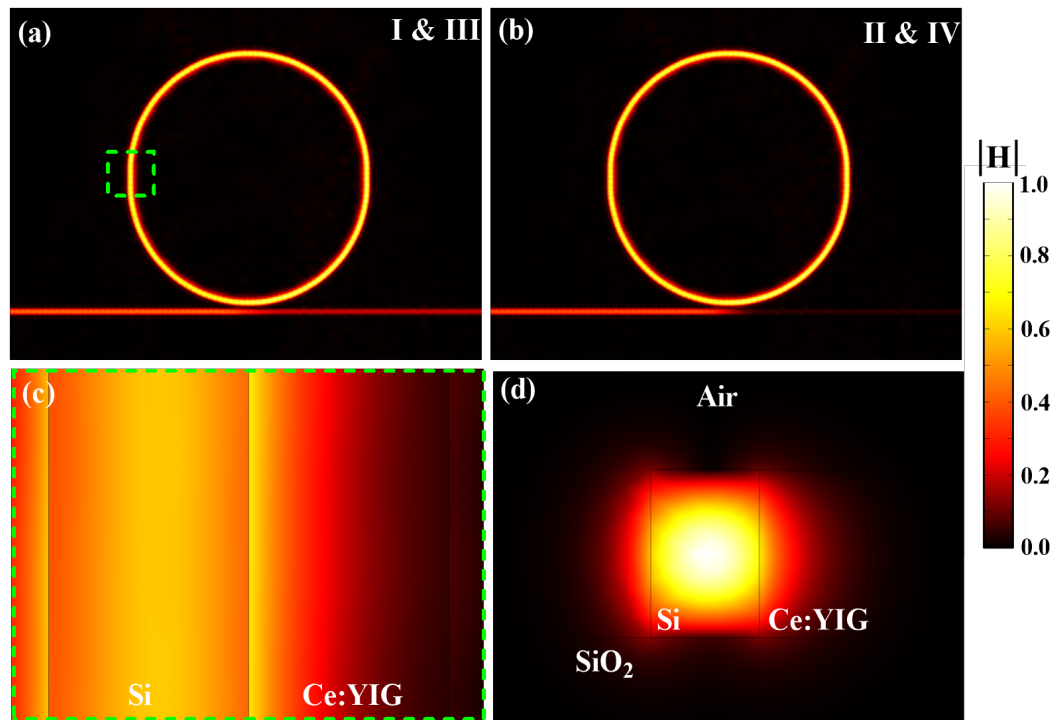


Figura 2.5: (a) Vista superior para o MO-MRR proposto no presente capítulo, quando há a presença de luz em sua saída, ilustrando os pontos I e III (on). (b) vista superior quando há a presença desprezível de luz na saída do modulador, ilustrando os pontos II e IV (off). (c) inset delimitado pelo quadrado verde com linhas tracejadas presente em (a), evidenciando a interação que ocorre com o feixe óptico que se propaga nos guias de Si e Ce:YIG. (d) seção transversão do guia óptico, evidenciando o elevado confinamento do feixe óptico TM propagante.

consideradas para fins de comparação, tiveram os mesmos parâmetros tabelados, para permitir um cotejo imparcial.

A visão superior dos perfis de campo magnético associados aos modos I e II ou III e IV são exibidos nas Figuras 2.5(a) e 2.5(b). Para facilitar a visualização, a região destacada pelo quadrado delimitado pela linha verde tracejada, é ampliada na Figura 2.5(c). A partir desta última figura, é possível inferir que o modo guiado no MRR externo composto por Si é distribuído também no MO-MRR adjacente, sendo este o elemento no qual está presente a física do dispositivo proposto, através do efeito MO aprimorado obtido através do emprego do Ce:YIG. A sessão transversal do perfil de campo magnético para a região destacada, por sua vez, pode ser observada através da Figura 2.5(d), na qual o pequeno contraste entre os índices de refração na interface Si-Ce:YIG (quando comparado a interface Si-ar) pode ser observado, sendo evidenciado pelo campo evanescente que se propaga no guia óptico interno, composto por Ce:YIG.

Dando continuidade na discussão, para implementações práticas do dispositivo pro-

Tabela 2.1: Comparação das características entre moduladores compostos por MRRs.

Ref.	Guia óptico	Substrato	Material para ajuste	Efeito	Raio do MRR	IL	ER	$\Delta\lambda$
[115]	Si	Si (CMOS)	p-Si and n-Si	EO	12 $\mu\text{m}$	1 dB	2.4 dB	0.06 nm
[105]	Si	SiO <sub>2</sub>	Grafeno	EO	3 $\mu\text{m}$	1.54 dB	10.2 dB	6 nm
[104]	Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	SiO <sub>2</sub>	Grafeno	EO	40 $\mu\text{m}$	6 dB	28 dB	0.2 nm
[116]	LiNbO <sub>3</sub> and Si	SiO <sub>2</sub>	Alumínio	EO	15 $\mu\text{m}$	4.3 dB	5.6 dB	0.066 nm
[117]	Si	Si (CMOS)	p-Si and n-Si	EO	8 $\mu\text{m}$	3-6 dB	7.78 dB	0.02 nm
[100]	Si	SiO <sub>2</sub>	p-Si and n-Si	TO	10 $\mu\text{m}$	4-14 dB	20 dB	0.05 nm
[118]	Si	Si (CMOS)	TiN	TO	8 $\mu\text{m}$	13 dB	25 dB	0.6 nm
[101]	Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	SiO <sub>2</sub>	Nanopartículas de Cobalto	MO	10 $\mu\text{m}$	0.6 dB	4.75 dB	—
This work	Si	SiO <sub>2</sub>	Ce:YIG	MO	5.6 $\mu\text{m}$	5 dB	46.7 dB	0.22 nm

posto, é necessário analisar a sua tolerância a possíveis erros de fabricação. Embora diversas técnicas nano litográficas tenham sido desenvolvidas para a fabricação com elevada precisão de MRRs [5, 123], é necessário atentar-se para erros de fabricação neste trabalho, em virtude de as ressonâncias apresentarem aspecto estreito e estarem atreladas ao raio do anel e ao diâmetro do guia, bem como pelo fato de que a atividade MO é sensível a tais erros. Até então, o MRR interior, composto por Ce:YIG foi otimizado para apresentar o guia óptico com a mesma largura que o MRR exterior, composto por Si, ou seja,  $W_1 = W_2$ , o que resulta em profundidades similares nas ressonância para  $\pm M$ , conforme ilustrado pela Figura 2.4, na qual observa-se uma pequena diferença de aproximadamente 3,9 dB.

A Figura 2.6(a) apresenta as curvas de transmitância ( $T_{21}$ ) para o PIC com diferentes valores para  $W_1$  e  $W_2$ , de forma que a seguinte relação é atendida,  $W_2 = W_1 \pm \delta W_1$ , sendo que  $\delta$  corresponde a variações na largura do guia óptico de 0%,  $\pm 5\%$ ,  $\pm 10\%$ . Na Figura 2.6(b), no que lhe concerne, é apresentado resultado similar ao da figura anterior, no entanto,  $\delta$  assume variações mais sutis, de  $\pm 1\%$ ,  $\pm 2\%$ ,  $\pm 3\%$  e  $\pm 4\%$ . As curvas sólidas e tracejadas, são empregadas para representar a magnetização positiva e negativa, respectivamente. Tais resultados, indicam que há variações nas ressonâncias e em suas profundidades relacionadas, para os cenários em que os guias apresentam diferentes larguras. A exceção, ocorre para o caso em que  $\delta = +2\%$ , na qual observa-se uma sutil diferença de apenas 0,4 dB nas profundidades das ressonâncias. Curiosamente, em complemento aos resultados até então expostos, foi percebida uma dependência linear entre a relação  $W_2/W_1$  e o deslocamento em comprimento de onda percebido nas ressonâncias ( $\Delta\lambda$ ), todavia, devido à inclinação irrisória observada,  $m = 0,01387$ , podemos considerar  $\Delta\lambda$  uma curva de comportamento constante. Adicionalmente, para

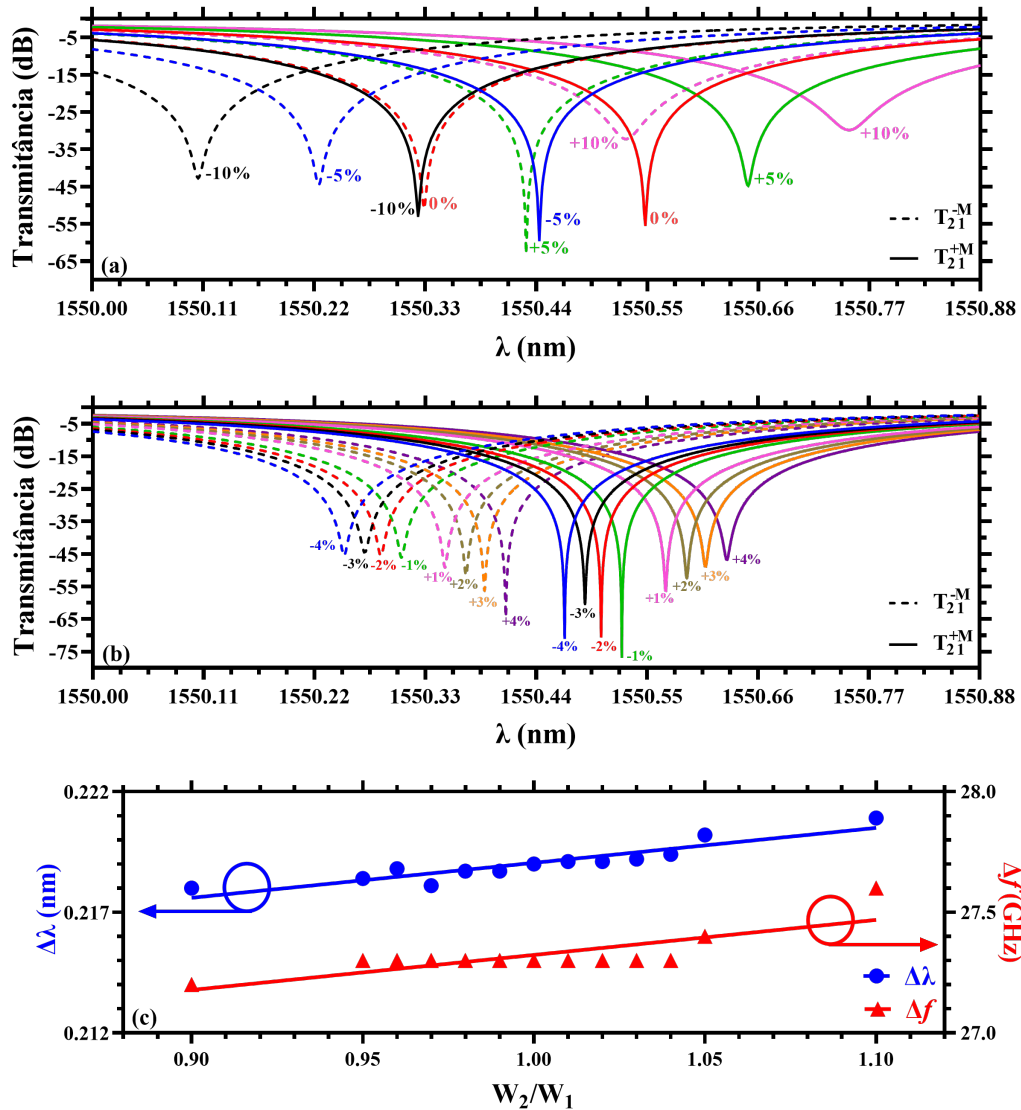


Figura 2.6: (a) Ressonâncias para o cenário em que há magnetização de mesma intensidade e polarizações opostas ( $\pm M$ ), considerando variações mais perceptíveis ( $\pm 10\%$ ) entre a largura dos guias ópticos  $W_1$  e  $W_2$ . (b) análogo a descrição prévia, mas com variações menores ( $\pm 4\%$ ) em passos de  $1\%$ . (c) Interpolação linear para  $\Delta\lambda$  em função da relação  $W_2/W_1$ .

fins de elucidação, a diferença entre as ressonâncias no domínio da frequência ( $\Delta f$ ) apresenta, também, aspecto constante, conforme pode ser observado. Por fim, pode-se inferir que erros de fabricação não devem ser superiores a  $W_2 = W_1 + 2\%W_1$ , objetivando garantir os mesmos níveis de transmitância e atividade MO no dispositivo, para  $\pm M$ .

Complementarmente, o dispositivo proposto no presente capítulo pode ter a sua aplicabilidade estendida ao longo de toda a banda óptica C, que compreende comprimentos de onda entre 1530 nm a 1560 nm, objetivando a modulação MO massiva

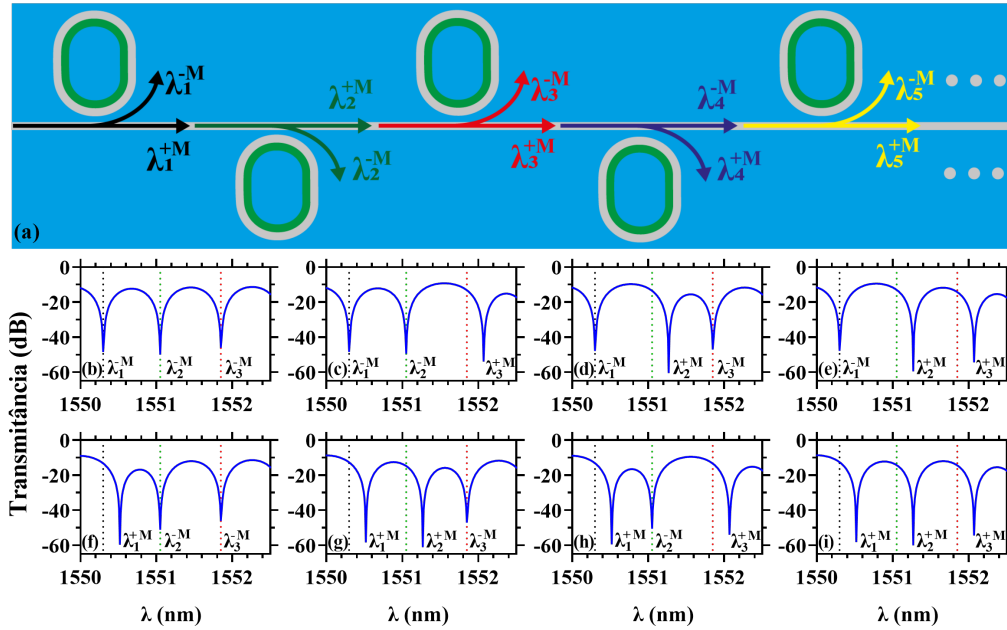


Figura 2.7: (a) Representação esquemática do PIC composto por um guia óptico reto, na função de barramento, associado a um arranjo de MO-MRRs, para o emprego em aplicações DWDM que requerem modulação massiva. (b)-(i) Modulação MO em região do espectro DWDM, para diferentes comprimentos de onda e magnetizações ( $\lambda_1^{\pm M}$ ,  $\lambda_2^{\pm M}$ ,  $\lambda_3^{\pm M}$ ).

aplicado em sistemas DWDM, através do emprego de um guia óptico reto na função de barramento (guia óptico comum a todos MO-MRR), que por sua vez é acoplado lateralmente a um arranjo de MO-MRR.

A representação esquemática do dispositivo descrito no parágrafo anterior, é ilustrada pela Figura 2.7(a), na qual observa-se o guia óptico na função de barramento associado aos MO-MRRs. Considerando que eletroímãs podem ser integrados ao PIC através do uso de técnicas de fabricação já disponíveis [113, 124], é possível assumir que o sentido de magnetização de cada MO-MRR pode ser individualmente manipulado. Esta última aplicação, portanto, possibilita um novo conceito em termos de modulação magnética DWDM ajustável, em virtude de permitir um melhor aproveitamento do espectro óptico, no qual canais com diferentes comprimentos de onda podem ser dinamicamente acessados e modulados, através de campos magnéticos aplicados localmente (entenda localmente como a região compreendida por cada MO-MRR pertencente ao arranjo). Indispensável redizer que é empregado o estado de magnetização saturada para o Ce:YIG, o que, em outras palavras, significa que campos magnéticos na ordem de 0,2 T são aplicados no sistema, considerando MRRs adequadamente espaçados (para que não haja nenhuma forma de acoplamento). Complementarmente, após o sistema magnetizado, a fonte de campo magnético externa pode ser desligada, para prevenir interferências ou outros efeitos indesejados que possam ser induzidos.

Tabela 2.2: Comprimento do MRR ( $A$ ) para cada canal óptico, considerando o espaçamento de 100 GHz em sistemas DWDM.

$A$ (nm)	$\lambda_{\text{res}}^-$ (nm)	$\lambda_{\text{res}}^{B=0}$ (nm)	$\lambda_{\text{res}}^+$ (nm)	$\Delta\lambda$ (nm)	IL (dB)	ER (dB)
561	1547.91	1548.02	1548.13	0.22	10.95	38.85
574	1548.73	1548.84	1548.95	0.22	10.76	43.31
587	1549.54	1549.64	1549.76	0.22	11.26	42.44
600	1550.33	1550.44	1550.55	0.22	12.34	46.70
613	1551.10	1551.21	1551.32	0.22	11.60	35.60
626	1551.87	1551.98	1552.09	0.22	11.37	33.47
639	1552.75	1552.86	1552.97	0.22	11.83	41.19
652	1553.54	1553.65	1553.76	0.22	11.81	35.25
665	1554.33	1554.44	1554.55	0.22	11.25	29.42
678	1555.16	1555.28	1555.39	0.23	10.92	24.76

Uma questão importante a ser evitada em um PIC com tais características, é o *cross-talk* (CT) entre canais ópticos adjacentes. Ao considerar canais DWDM, estes são separados por uma FSR fixa, que pode assumir valores de 200 GHz ( $\Delta\lambda = 1.6$  nm), 100 GHz ( $\Delta\lambda = 0.8$  nm), 50 GHz ( $\Delta\lambda = 0.4$  nm) e etc, de acordo com as especificações da ITU-T [125]. Após análises numéricas, constatou-se que o valor mínimo de FSR permitido, de modo a reduzir o CT, é igual a 0,8 nm, o que em outras palavras pode ser interpretado da seguinte forma, o dispositivo proposto pode operar em sistemas DWDM com FSR igual ou superior a 100 GHz. Sendo assim, o FSR foi fixado em 100 GHz e os MO-MRRs foram otimizados de forma a permitir a modulação de diferentes canais ópticos dentro da banda C. Os resultados numéricos correspondentes são apresentados nas Figuras 2.7(b)-(i), que, para fins de melhorar o entendimento, foram limitados a faixa de comprimento de onda entre 1550 nm e 1552,5 nm. Nestas últimas figuras, três canais ópticos foram rotulados  $\lambda_1^{-M} = 1550.3$  nm (linha vertical tracejada de cor preta),  $\lambda_2^{-M} = 1551.05$  nm (linha vertical tracejada de cor verde), e  $\lambda_3^{-M} = 1551.85$  nm (linha vertical tracejada de cor vermelha), com a finalidade de demonstrar que cada um dos canais pode ser modulado de forma individual, sem que haja interferência nos canais ópticos adjacentes. Importante ressaltar que a manipulação ativa de canais de comprimentos de onda de ressonância distintos, vide observado nas Figuras 2.7(b)-(i), pode ser utilizada no desenvolvimento de dispositivos elegíveis as futuras redes EONs.

Um guia para o projeto dos MO-MRRs é apresentado na Tabela 2.2, na qual os parâmetros geométricos utilizados para a obtenção das ressonâncias observadas na Figura 2.7 são apresentados. Em particular, observa-se que apenas a porção de guia reto que compõe os MRRs ( $A$ ) é alterada, para que se obtenha todas as diferentes ressonâncias compatíveis com as portadoras em sistemas DWDM [125]. Conforme

é notado, os comprimentos de onda de ressonância exibem um comportamento crescente/decrecente, de acordo com o aumento/decrécimo de  $A$ , o que evidencia uma técnica bastante útil ao se implementar este conceito. Em suma, a Figura 2.7 apresenta MO-MRRs com as dimensões  $A_1 = 600$  nm,  $A_2 = 613$  nm e  $A_3 = 626$  nm, que são espaçados por  $\Delta A = 13$  nm, que por sua vez resultam em deslocamentos do comprimento de ressonância na ordem de 0.8 nm (o que é requerido para que se atenda ao FSR mínimo de 100 GHz).

## Capítulo 3

# Filtro *Add/Drop* de Banda Ultralarga Baseado em Dois Microanéis Ressonadores

Neste capítulo são apresentados os resultados numéricos que foram obtidos para o filtro *add/drop* de banda ultra-larga, sendo este um PIC que apresenta grande potencial para ser empregado em sistemas de comunicações ópticas. A Figura 3.1 apresenta o dispositivo que é proposto em uma perspectiva 3D, na qual é possível observar que se trata de um PIC composto por dois MRRs, dispostos verticalmente em sequência, que por sua vez são acoplados lateralmente a dois guias ópticos retos, um superior e outro inferior. A preferência pelo uso de dois MRRs se deu para que a resposta observada nas saídas do circuito fossem otimizadas, ou seja, para que em comprimentos de onda da banda óptica passante a resposta se mantivesse a mais plana possível, e para que em comprimentos de onda localizados na banda óptica de rejeição, a resposta fosse a mais seletiva possível, em comportamento já descrito analiticamente na literatura disponível [126–128]. De forma complementar, visto que o objetivo do PIC é o de cobrir toda a região do espectro destinada aos sistemas de comunicações ópticas, com uma *Free Spectral Range* (FSR) relativamente estável e com o design o mais simples possível, ambos MRRs foram reputados, por permitir a obtenção de fatores de mérito  $Q$  ( $Q = \frac{\lambda_{\text{res}}}{\text{FWHM}}$ ) melhorados, com capacidade de filtragem otimizada [5] e com os menores valores possíveis de *full width at half-maximum* (FWHM) dentro da região do espectro de interesse [129]. Supletivamente, para que houvesse a compatibilidade com CMOS, tanto os MRRs quando os guias ópticos retos foram projetados considerando a sua fabricação em Si [130], crescidos sobre um substrato composto por SiO<sub>2</sub> [131, 132].

Na Figura 3.1(a), as entradas são indicadas pelos parâmetros  $P_1$  (*input*) e  $P_3$  (*add*),

e de forma complementar, as saídas são indicadas por  $P_2$  (*through*) e  $P_4$  (*drop*), respectivamente. Quando observada a Figura 3.1(b), nota-se que todos os parâmetros geométricos são detalhados, a começar pela largura apresentada por todos os guias ópticos (MRRs e guias retos), denotada por  $W_1$ . Os MRRs e os guias ópticos retos, localizados na parte superior e inferior da figura, são considerados espaçados por uma distância  $G_1$ , ilustrada pelo *inset* que apresenta o contorno tracejado em cor vermelha. Quanto ao formato dos MRRs, eles apresentam aspecto de uma pista de corrida oval, de forma que o raio interno da estrutura é dado por  $R$  e a seção reta de guia óptico que o compõe é dada por  $L_1$ . Ambos MRRs apresentam um espaçamento entre si, denotado pela variável  $G_2$  e que é ilustrado pelo *inset* de contorno tracejado na cor preta.

Uma vez que o espaçamento entre canais adjacentes, o que previamente neste documento foi denominado de FSR, é igual a 20 nm em sistemas CWDM (FSR<sub>ITU</sub> = 20 nm) [125], a estrutura desenvolvida foi otimizada de forma que o FSR obtido fosse igual a 40 nm na região central do espectro óptico simulado ( $\lambda = 1475$  nm), de tal modo que canais adjacentes nestes sistemas pudessem ser demultiplexados. Destarte, aqui concentramos em separar canais pares e ímpares em dois caminhos ópticos distintos, de forma que possam ser extraídos pelas portas  $P_2$  (*through*) e  $P_4$  (*drop*). Importante, esta abordagem permite que todo o espectro óptico seja explorado, sendo cobertas as bandas ópticas O, E, S, C, L e U, buscando oferecer melhorias no tráfego transportado pelos circuitos empregados em sistemas de comunicações ópticas.

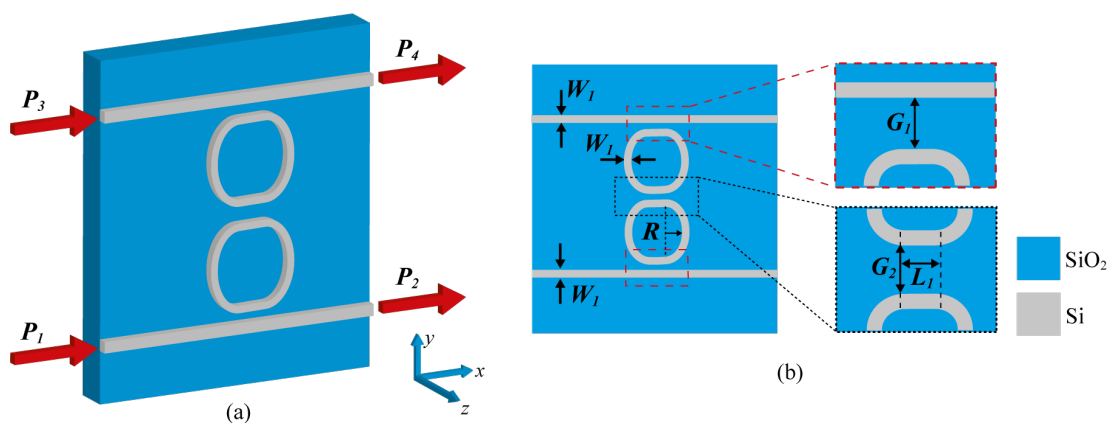


Figura 3.1: Representação esquemática do PIC composto por dois MRRs. Em (a) é apresentada uma visão 3D do dispositivo e suas portas utilizadas para entrada e saída. (b) apresenta a visão do PIC tendo como perspectiva o plano  $xy$ , além dos parâmetros geométricos utilizados. Os guias ópticos com largura igual a  $W_1$  e o raio do anel representado pela variável  $R$  também são ilustrados. O *inset* que apresenta o contorno tracejado em cor vermelha, ilustra o espaçamento entre o MRR e o guia óptico lateral, representado pela variável  $G_1$ . Por outro lado, o *inset* de que apresenta o contorno tracejado em cor preta, indica o espaçamento que existe entre ambos MRRs, representado pela variável  $G_2$ , bem como a porção de guia óptico reto que compõem os MRRs, indicado pela variável  $L_1$ .



### 3.1 Teoria para Dois Microanéis Ressonadores em Paralelo

Nesta seção, uma configuração mais elaborada é analisada, composta por dois MRRs e dois guias ópticos retos, que funcionam como entrada e saída para a estrutura. As mesmas considerações adotadas no capítulo anterior, quando somente um guia reto e um MRR eram analisados, são aqui tomadas, ou seja, somente um modo e polarização são considerados e todas as possíveis perdas introduzidas pela estrutura enquanto o feixe se propaga pelos guias são incorporadas ao coeficiente de atenuação ( $\alpha_c$ ) [119].

De forma análoga ao feito no capítulo anterior, a partir da Figura 3.2, podem ser extraídas as equações abaixo:

$$E_{t2} = E_{i1}t_1 + E_{tR4}k_1, \quad (3.1)$$

$$E_{tR4} = \alpha_{1/2}E_{iR4}e^{-\frac{i\beta L_1}{2}}, \quad (3.2)$$

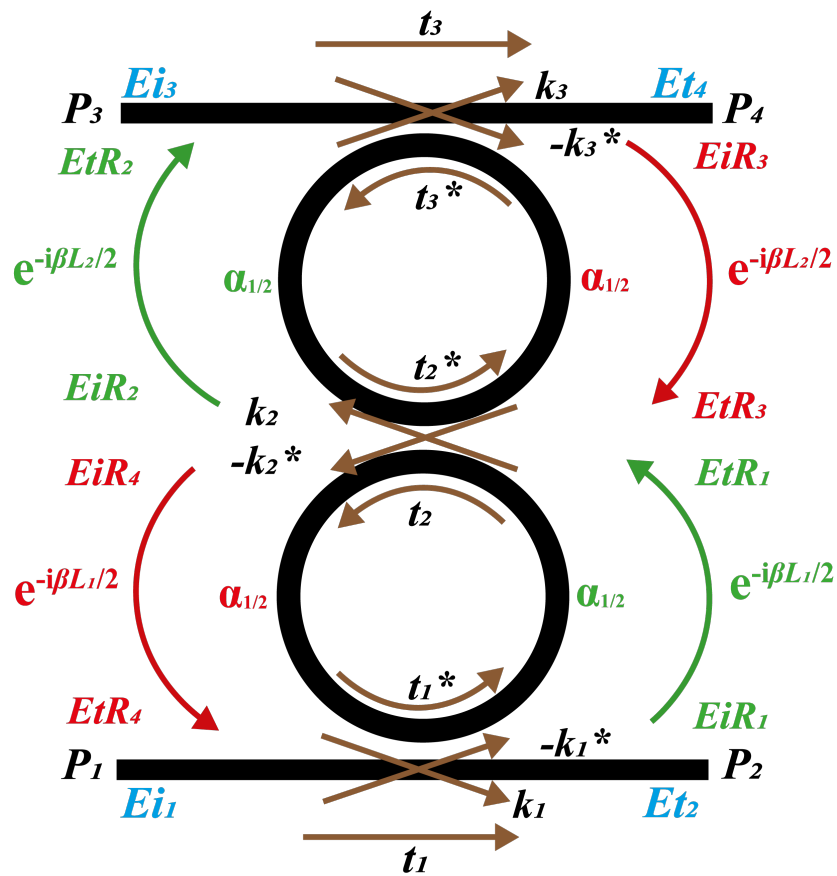


Figura 3.2: Estrutura composta por dois guias retos e dois MRRs e que é utilizada para a extração das equações utilizadas no estudo teórico deste capítulo.

$$E_{iR4} = E_{tR1}t_2 - E_{tR3}k_2^*, \quad (3.3)$$

$$E_{tR1} = \alpha_{1/2}E_{iR1}e^{-\frac{i\beta L_1}{2}}, \quad (3.4)$$

$$E_{tR3} = \alpha_{1/2}E_{iR3}e^{-\frac{i\beta L_2}{2}}, \quad (3.5)$$

$$E_{iR1} = E_{tR4}t_1^* - E_{i1}k_1^*, \quad (3.6)$$

$$E_{iR3} = E_{tR2}t_3^* - E_{i3}k_3^*, \quad (3.7)$$

$$E_{tR2} = \alpha_{1/2}E_{iR2}e^{-\frac{i\beta L_2}{2}}, \quad (3.8)$$

$$E_{iR2} = E_{tR3}t_2^* + E_{tR1}k_2. \quad (3.9)$$

Em que  $E_{i1}$  é a amplitude do modo complexo de entrada em  $P_1$ ,  $E_{i3}$  é a amplitude do modo complexo de entrada em  $P_3$ ,  $E_{t2}$  é a amplitude do modo complexo de saída na porta  $P_2$ ,  $E_{t4}$  é a amplitude do modo complexo de saída na porta  $P_4$ ,  $E_{iR1}$  corresponde a amplitude do modo complexo acoplado do guia reto inferior ao MRR inferior,  $E_{tR1}$  é a amplitude do modo complexo acoplado do MRR inferior ao MRR superior,  $E_{iR2}$  é a amplitude do modo complexo que foi acoplada ao MRR superior a partir do MRR inferior,  $E_{tR2}$  é a amplitude do modo complexo acoplado do MRR superior ao guia reto superior,  $E_{iR3}$  corresponde a amplitude do modo complexo acoplada do guia reto superior ao MRR superior,  $E_{tR3}$  é a amplitude do modo complexo acoplado do MRR superior ao MRR inferior,  $E_{iR4}$  é a amplitude do modo complexo que foi acoplado ao MRR inferior a partir do MRR superior e  $E_{tR4}$  a amplitude do modo complexo acoplado do MRR inferior ao guia reto inferior. Os parâmetros de acoplamento são denotados por  $t_1, k_1, t_2, k_2, t_3, k_3$  e seus respectivos conjugados (\*). O coeficiente de atenuação em metade do MRR corresponde a variável  $\alpha_{1/2}$ . Por fim, as exponenciais  $e^{-\frac{i\beta L_1}{2}}$  e  $e^{-\frac{i\beta L_2}{2}}$ , correspondem as defasagens sofridas pelos modos complexos, ao se propagarem pela metade correspondente do MRR.

A partir das 9 expressões que foram extraídas da estrutura, objetiva-se encontrar uma equação na qual a saída ( $E_{t2}$ ), seja somente função da entrada ( $E_{i1}$ ). E como a estrutura é simétrica, a equação que será encontrada também se aplicará ao sinal da saída ( $E_{t4}$ ), considerando o feixe óptico aplicado na entrada ( $E_{i3}$ ).

Uma série de substituições serão feitas a seguir, para que o objetivo seja atingido. Na substituição 1, o termo  $E_{iR2}$  da equação 3.9 é utilizado para substituição na equação 3.8:

$$E_{tR2} = \alpha_{1/2}(E_{tR3}t_2^* + E_{tR1}k_2)e^{-\frac{i\beta L_2}{2}}. \quad (3.10)$$

Na substituição 2, o termo  $E_{tR2}$  da equação 3.10 é inserido na equação 3.7:

$$E_{iR3} = \left[ \alpha_{1/2} (E_{tR3} t_2^* + E_{tR1} k_2) e^{-\frac{i\beta L_2}{2}} \right] t_3^* - E_{i3} k_3^*. \quad (3.11)$$

Na substituição 3,  $E_{iR1}$  da equação 3.6 é empregado em 3.4:

$$E_{tR1} = \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} (E_{tR4} t_1^* - E_{i1} k_1^*). \quad (3.12)$$

Na substituição 4,  $E_{iR3}$  da equação 3.11 é inserido na equação 3.5:

$$E_{tR3} = \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}} \left\{ \left[ \alpha_{1/2} (E_{tR3} t_2^* + E_{tR1} k_2) e^{-\frac{i\beta L_2}{2}} \right] t_3^* - E_{i3} k_3^* \right\}, \quad (3.13)$$

desta forma, a propriedade distributiva matemática pode ser aplicada nos termos entre parênteses e colchetes da equação acima:

$$E_{tR3} = \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}} \left\{ \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}} E_{tR3} t_2^* t_3^* + \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}} E_{tR1} k_2 t_3^* - E_{i3} k_3^* \right\}. \quad (3.14)$$

E fazendo uso da mesma propriedade na equação obtida anteriormente, obtêm-se:

$$\begin{aligned} E_{tR3} &= \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}} E_{tR3} t_2^* t_3^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}} \\ &+ \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}} E_{tR1} k_2 t_3^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}} - E_{i3} k_3^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}}. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Na próxima etapa, é possível agrupar as equações exponenciais, além de simplificar  $\alpha_{1/2}$ , tomando como referência que a atenuação total do anel é igual a  $\alpha_c = 2\alpha_{1/2}$ :

$$E_{tR3} = \alpha_c e^{-i\beta L_2} E_{tR3} t_2^* t_3^* + \alpha_c e^{-i\beta L_2} E_{tR1} k_2 t_3^* - E_{i3} k_3^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}}. \quad (3.16)$$

Após feita a simplificação acima, os termos em função de  $E_{tR3}$  são agrupados a esquerda do sinal de igualdade:

$$E_{tR3} - \alpha_c e^{-i\beta L_2} E_{tR3} t_2^* t_3^* = \alpha_c e^{-i\beta L_2} E_{tR1} k_2 t_3^* - E_{i3} k_3^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}}, \quad (3.17)$$

o que permite que  $E_{tR3}$  seja colocado em evidência:

$$E_{tR3} (1 - \alpha_c e^{-i\beta L_2} t_2^* t_3^*) = \alpha_c e^{-i\beta L_2} E_{tR1} k_2 t_3^* - E_{i3} k_3^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}}. \quad (3.18)$$

Por fim, o termo que multiplica  $E_{tR3}$  é passado para a direita da igualdade, como

denominador desta parcela, resultando na equação 3.19 abaixo:

$$E_{tR3} = \frac{\alpha_c e^{-i\beta L_2} E_{tR1} k_2 t_3^* - E_{i3} k_3^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}}}{(1 - \alpha_c e^{-i\beta L_2} t_2^* t_3^*)}. \quad (3.19)$$

Na sequência, a equação 3.12 é inserida na equação 3.19, resultando na equação 3.20:

$$E_{tR3} = \frac{\alpha_c e^{-i\beta L_2} \left[ \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} (E_{tR4} t_1^* - E_{i1} k_1^*) \right] k_2 t_3^* - E_{i3} k_3^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}}}{(1 - \alpha_c e^{-i\beta L_2} t_2^* t_3^*)}. \quad (3.20)$$

Neste momento, a equação 3.20 e a equação 3.12 devem ser utilizadas para substituir seus respectivos termos na equação 3.3:

$$E_{iR4} = \left[ \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} (E_{tR4} t_1^* - E_{i1} k_1^*) \right] t_2 - k_2^* \left\{ \frac{\alpha_c e^{-i\beta L_2} \left[ \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} (E_{tR4} t_1^* - E_{i1} k_1^*) \right] k_2 t_3^* - E_{i3} k_3^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}}}{(1 - \alpha_c e^{-i\beta L_2} t_2^* t_3^*)} \right\}, \quad (3.21)$$

e após obtida a equação 3.21, ela é utilizada para substituir  $E_{iR4}$  na equação 3.2:

$$E_{tR4} = \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} \left\{ \left[ \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} (E_{tR4} t_1^* - E_{i1} k_1^*) \right] t_2 - k_2^* \left\{ \frac{\alpha_c e^{-i\beta L_2} \left[ \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} (E_{tR4} t_1^* - E_{i1} k_1^*) \right] k_2 t_3^* - E_{i3} k_3^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}}}{(1 - \alpha_c e^{-i\beta L_2} t_2^* t_3^*)} \right\} \right\}, \quad (3.22)$$

em seguida, expande-se a equação acima, aplicando a propriedade distributiva da matemática nos termos que estão dentro dos parênteses, colchetes e chaves:

$$E_{tR4} = \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} \left\{ \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} t_2 E_{tR4} t_1^* - \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} t_2 E_{i1} k_1^* - \left[ \frac{\alpha_c k_2 t_3^* e^{-i\beta L_2} \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} E_{tR4} t_1^* k_2^* - \alpha_c k_2 t_3^* e^{-i\beta L_2} \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} E_{i1} k_1^* k_2^*}{1 - \alpha_c e^{-i\beta L_2} t_2^* t_3^*} - E_{i3} k_3^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}} k_2^* \right] \right\}. \quad (3.23)$$

No próximo passo, a propriedade distributiva é aplicada em todos os termos entre

chaves:

$$\begin{aligned}
E_{tR4} &= \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} t_2 E_{tR4} t_1^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} - \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} t_2 E_{i1} k_1^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} \\
&\quad - \frac{\alpha_c k_2 t_3^* e^{-i\beta L_2} \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} E_{tR4} t_1^* k_2^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}}}{1 - \alpha_c e^{-i\beta L_2} t_2^* t_3^*} \\
&\quad + \frac{\alpha_c k_2 t_3^* e^{-i\beta L_2} \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} E_{i1} k_1^* k_2^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}}}{1 - \alpha_c e^{-i\beta L_2} t_2^* t_3^*} \\
&\quad + E_{i3} k_3^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}} k_2^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}},
\end{aligned} \tag{3.24}$$

desta forma, as parcelas que possuem  $E_{tR4}$  podem ser posicionadas a esquerda do sinal de igualdade, para que posteriormente seja isolado:

$$\begin{aligned}
&E_{tR4} - \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} t_2 E_{tR4} t_1^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} \\
&\quad + \frac{\alpha_c k_2 t_3^* e^{-i\beta L_2} \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} E_{tR4} t_1^* k_2^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}}}{1 - \alpha_c e^{-i\beta L_2} t_2^* t_3^*} \\
&= -\alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} t_2 E_{i1} k_1^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} \\
&\quad + \frac{\alpha_c k_2 t_3^* e^{-i\beta L_2} \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}} E_{i1} k_1^* k_2^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}}}{1 - \alpha_c e^{-i\beta L_2} t_2^* t_3^*} \\
&\quad + E_{i3} k_3^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}} k_2^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}},
\end{aligned} \tag{3.25}$$

evidenciando  $E_{tR4}$ , chegamos a:

$$\begin{aligned}
E_{tR4} \left[ 1 - \alpha_c e^{-i\beta L_1} t_2 t_1^* + \frac{\alpha_c k_2 t_3^* e^{-i\beta L_2} e^{-i\beta L_1} t_1 k_2^*}{1 - \alpha_c e^{-i\beta L_2} t_2^* t_3^*} \right] &= \\
\alpha_c e^{-i\beta L_1} t_2 E_{i1} k_1^* + \frac{\alpha_c k_2 t_3^* e^{-i\beta L_2} e^{-i\beta L_1} E_{i1} k_1^* k_2^*}{1 - \alpha_c e^{-i\beta L_2} t_2^* t_3^*} & \\
+ E_{i3} k_3^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_2}{2}} k_2^* \alpha_{1/2} e^{-\frac{i\beta L_1}{2}}, &
\end{aligned} \tag{3.26}$$

e por conseguinte, o termo entre colchetes que multiplica  $E_{tR4}$  é passado para a direita da igualdade, como denominador e o MMC é obtido na parcela superior e na inferior da equação, sendo na sequência a propriedade distributiva matemática aplicada, resultando em:

$$E_{tR4} = \frac{\Gamma}{\Psi}, \tag{3.27}$$

sendo  $\Gamma$  igual a:

$$\begin{aligned}
\Gamma &= -\alpha_c t_2 k_1^* E_{i1} e^{-i\beta L_1} + \alpha_c^2 t_2 t_2^* t_3^* k_1 E_{i1} e^{-i\beta(L_1+L_2)} \\
&\quad + \alpha_c^2 t_3^* k_1^* k_2 k_2^* E_{i1} e^{-i\beta(L_1+L_2)} + \alpha_c k_2^* k_3^* E_{i3} e^{-\frac{i\beta(L_1+L_2)}{2}} \\
&\quad - \alpha_c \alpha_{1/2} t_2^* t_3^* k_3^* E_{i3} e^{-i\beta(L_2+\frac{L_2}{2})},
\end{aligned} \tag{3.28}$$

e  $\Psi$  igual a:

$$\begin{aligned} \Psi = 1 - \alpha_c t_2^* t_3^* e^{-i\beta L_2} - \alpha_c t_1^* t_2 e^{-i\beta L_1} \\ + \alpha_c^2 t_1^* t_2 t_2^* t_3^* e^{-i\beta(L_1+L_2)} + \alpha_c^2 t_1^* t_3^* k_2 k_2^* e^{-i\beta(L_1+L_2)}. \end{aligned} \quad (3.29)$$

Por fim, a equação 3.27 é utilizada para substituir  $E_{tR4}$  na equação 3.1, que por sua vez assume a seguinte forma:

$$E_{t2} = E_{i1} t_1 + \frac{\Gamma}{\Psi} k_1. \quad (3.30)$$

A partir da equação 3.30 e da natureza geométrica da estrutura proposta, em que  $L_1 = L_2$ ,  $t_1 = t_3$  e  $k_1 = k_3$ , pode-se fazer as seguintes considerações:

$$T_{21} = |E_{t2}|^2, \quad (3.31)$$

para  $E_{i1} = 1$  e  $E_{i3} = 0$ ,

$$T_{43} = |Et_4|^2, \quad (3.32)$$

para  $E_{i1} = 0$  e  $E_{i3} = 1$ . Sendo  $T_{21}$  a transmitância, dada como a amplitude do modo complexo guiado observado na porta  $P_2$ , a partir de um feixe óptico aplicado em  $P_1$ , e  $T_{43}$  a transmitância observada em  $P_4$  tomando como entrada a porta  $P_3$ .

## 3.2 Resultados Numéricos Obtidos

A geometria apresentada no início deste capítulo foi modelada em duas dimensões e otimizada para apresentar um FSR igual a 40 nm em um comprimento de onda ( $\lambda = 1475$  nm) localizado na faixa central do espectro óptico simulado, compreendido entre as regiões delimitadas por  $\lambda = 1250$  nm e  $\lambda = 1700$  nm. Mais especificadamente, simulações numéricas foram executadas para encontrar os valores mais exímios para os parâmetros indicados na Figura 3.1(b) ( $W_1$ ,  $R$ ,  $G_1$ ,  $G_2$  e  $L_1$ ), com o propósito de se encontrar, concomitantemente, a FSR requerida e os melhores níveis de transmitância nas portas  $P_2$  e  $P_4$ .

Os cálculos foram todos realizados através do método FEM e da utilização do software comercial COMSOL Multiphysics®. Quatro portas do tipo *numerical gate* foram empregadas, dentro das quais duas foram excitadas com 1 mW para que pudessem assumir o papel de entrada (sendo estas as portas  $P_1$  e  $P_3$ ), as outras duas portas, por conseguinte, não foram excitadas e assumiram o papel de saída ( $P_2$  e  $P_4$ ). A malha do modelo também foi otimizada em todas as regiões da geometria, apresentando aspecto refinado nas regiões compreendidas pelos MRRs e guias ópticos utilizados como

entrada e saída, com o intuito de se obter resultados mais precisos. Pormenorizada-mente, neste espaço os elementos da malha assumiram tamanho mínimo igual a  $\lambda/10$ . Complementarmente, nas áreas mais distantes, localizadas no substrato, os elementos da malha assumiram dimensões máximas na ordem de  $\lambda/5$ . A taxa de crescimento dos elementos da malha foi considerada linear, sendo configurado o valor para este parâmetro igual a 1,1. Por fim, condições de contorno de espalhamento (*scattering boundary conditions*) e PML com característica absorvente foram utilizadas, alme- jando atravancar a presença de reflexões numéricas indesejadas.

### 3.2.1 O Fundamento da Utilização de Dois MRRs

De forma a incorporar as análises que serão apresentadas, bem como de funda- mentar a aplicação de dois MRRs, esta subseção do presente trabalho irá expor os benefícios do projeto que foi desenvolvido, quando comparado a outro modelo que foi simulado e que apresenta estrutura similar, sendo o último composto por um único MRR.

O descrito no parágrafo anterior é evidenciado pela Figura 3.3, na qual é possível visualizar a grande discrepância entre as curvas das transmitâncias ( $T_{21}$  - transmitância da porta  $P_2$ , tendo como referência o feixe óptico aplicado na porta  $P_1$ ) que foram ob- tidas para o sistema com um MRR, ilustrado pela curva tracejada e que apresenta cor vermelha, e pelo sistema composto por dois MRRs, que por sua vez apresenta a curva de aspecto sólido e de cor azul. O contraste entre ambas curvas é evidenciado principal- mente em comprimentos de onda superiores a 1500 nm, para os quais é possível notar que a curva vermelha apresenta menores FSR, associado a menores valores de trans- mitância e supletivamente, menor seletividade para comprimentos de onda localizados na banda óptica de rejeição. Tendo em consideração que as perdas oriundas dos ma- teriais são diminutas dentro desta faixa de frequência, a crescente dissemelhança pode ser explicada pela filtragem aprimorada do dispositivo, associada a sua capacidade de confinamento de campo combinando ressonâncias de ambos os MRRs. Ulteriormente à exposição das vantagens encontradas no dispositivo desenvolvido, quando compa- rado a outro semelhante e composto por apenas um MRR, serão expostos na sequência dois diferentes cenários em PICs elegíveis para sistemas de comunicações ópticas. Pri- meiramente serão apresentados os resultados para o cenário denominado *input*, no qual o feixe óptico é aplicado na porta  $P_1$  (utilizado como entrada do sistema). O segundo cenário, de outro modo, é denominado *add* e neste o feixe óptico é aplicado na porta  $P_3$ . Em ambos os cenários, as portas  $P_2$  e  $P_4$  são utilizadas como saída.

Para diferenciar os resultados que foram obtidos em ambos os cenários, as trans-

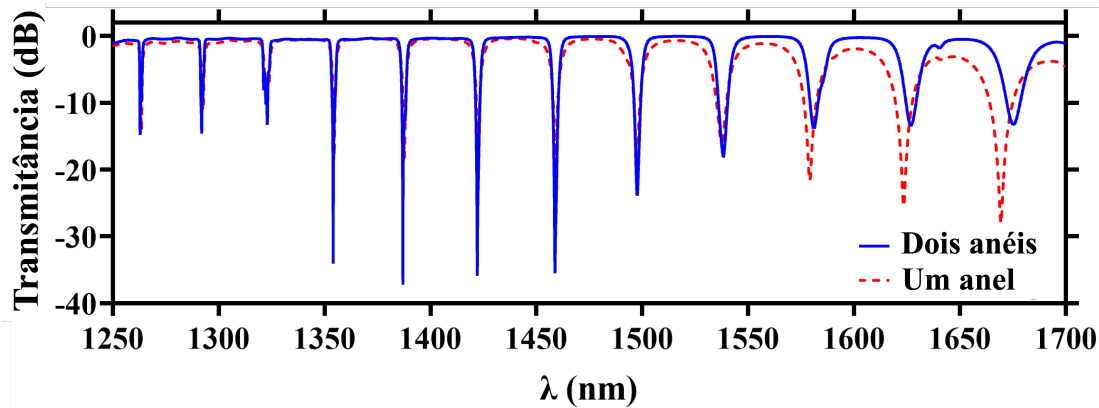


Figura 3.3: Comparação das curvas de transmitância ( $T_{21}$ ) obtidas para filtros add/drop que são compostos por dois MRRs (curva de aspecto contínuo e cor azul) e um MRR (curva tracejada e de cor vermelha).

mitâncias  $T_{21}$  e  $T_{23}$  (transmitância medida na porta  $P_3$  tendo como referência o feixe óptico aplicado na porta  $P_2$ ) foram coletadas e rotuladas, tendo em vista as portas de entrada que foram excitadas,  $P_1$  e  $P_3$ , respectivamente.

Por fim, dado que se trata de um PIC de aspecto simétrico, para ambos os casos indicados anteriormente (*input* e *add*) é obtida a mesma performance. Os parâmetros otimizados e que são presentes na Figura 3.1(b), assumiram os seguintes valores:  $W_1 = 260$  nm,  $G_1 = 125$  nm and  $G_2 = 250$  nm,  $R = 1.73$   $\mu$ m and  $L_1 = 600$  nm.

### 3.2.2 Cenário *Input*

Neste cenário, o feixe óptico é aplicado na porta de entrada  $P_1$  (*input*) e pode se propagar por dois caminhos distintos, de acordo com as condições de ressonância dos MRRs, de tal forma que componentes ópticas do feixe aplicado anteriormente podem ser extraídas em  $P_2$  e  $P_4$ , denominadas *through* e *drop*, respectivamente. A curva de transmitância, tomando como referência o nível observado na porta  $P_2$  com relação a porta  $P_1$  ( $T_{21}$ ), é apresentado na Figura 3.4(a), para todo o espectro óptico simulado (1250 – 1700 nm).

Os resultados nesta figura, indicam que o FSR sofre pequenas variações ao considerar as extremidades da região do espectro óptico de interesse. Em particular, na extremidade mais a esquerda do gráfico é possível observar um FSR igual a 32 nm, ao passo que na extremidade mais a direita o valor apresentado é igual a 48 nm. O FSR de projeto, igual a 40 nm, é encontrado somente na região central do espectro simulado, para  $\lambda = 1475$  nm. Estas variações de FSR observadas nas bordas, quando comparado ao valor de projeto (40 nm em  $\lambda = 1475$  nm), podem ser explicadas pela dispersão da luz ao se propagar pelos guias de Si, em condição imposta na equação que



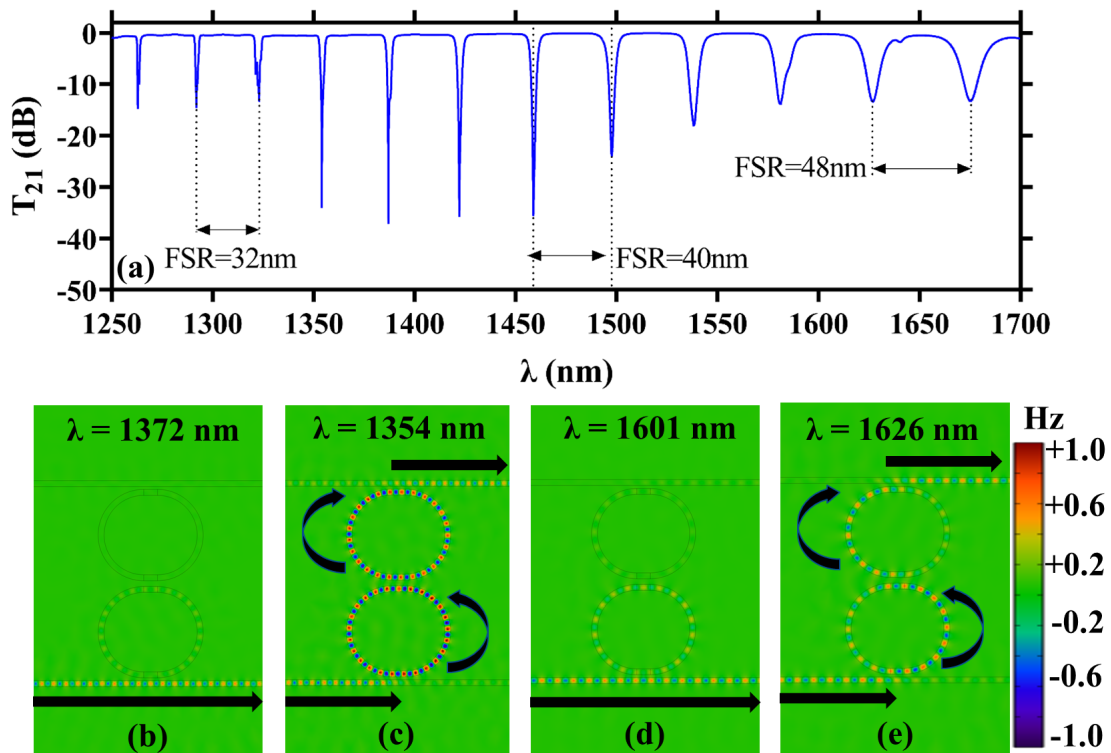


Figura 3.4: (a) A curva de transmitância da porta  $P_2$  tomando como referência a porta  $P_1$  ( $T_{21}$ ), em função do comprimento de onda do feixe óptico. O perfil do campo eletromagnético normalizado  $H_z$  é apresentado em dois comprimentos de onda diferentes dos de ressonância em (b)  $\lambda = 1372$  nm e (d)  $\lambda = 1601$  nm, bem como para dois comprimentos de onda que atendem a condição de ressonância, em (c)  $\lambda = 1354$  nm e (e)  $\lambda = 1626$  nm.

define os comprimentos de onda de ressonância [5]. Ainda observando as curvas de transmitância presentes na Figura 3.4(a), nota-se que a largura das ressonâncias apresenta comportamento crescente, a medida que o comprimento de onda aumenta, o que pode ser explicado como resultado do baixo confinamento dos campos associados aos modos ressonantes.

Complementarmente, as simulações que foram executadas permitiram medir uma IL média igual a 0,42 dB, resultando em um baixo nível de perda. Estes valores, vale ressaltar, estão em concordância com outros trabalhos experimentais recentes, baseados em MRRs e outros tipos de acopladores em PICs e voltados a sistemas CWDM [133, 134]. O princípio de operação do modelo, por sua vez, é ilustrado nas Figuras 3.4(b)-(e), nas quais foram plotados os perfis de campo magnético normalizado ( $H_z$ ), para quatro comprimentos de ondas distintos, sendo que dois destes não atendem as condições de ressonância e outros atendem. Para o primeiro caso, quando a condição de ressonância não é atendida, o feixe óptico aplicado em  $P_1$  não é acoplado ao MRR adjacente e se propaga em direção a porta  $P_2$ , conforme ilustrado nas Figuras 3.4(b) e 3.4(d). Já no segundo caso, a condição de ressonância é atendida, e o feixe

aplicado em  $P_1$  se acopla ao MRR adjacente, que por sua vez se acopla ao segundo MRR do PIC e por fim ao guia óptico reto superior, sendo extraído em  $P_4$ , conforme ilustrado pelas figuras 3.4(c) e 3.4(e).

### 3.2.3 Cenário *Add*

Neste segundo cenário, o feixe óptico TM é aplicado na porta  $P_3$  (*add*), que a depender das condições de ressonância dos MRRs, pode ser extraído por  $P_4$  (*drop*) ou  $P_2$  (*through*), em comportamento similar ao descrito para o cenário anterior, em virtude da simetria que pode ser observada na estrutura do PIC.

Os resultados neste caso são observados através da transmitância medida da porta  $P_4$  quando comparada a porta  $P_3$  ( $T_{43}$ ), que é ilustrada na Figura 3.5(a). Neste momento, vale ressaltar que são observadas as mesmas ressonâncias que foram apresentadas no cenário anterior para a curva  $T_{21}$ , da Figura 3.4(a). As outras características, como FSR e o aspecto das ressonâncias, também são idênticas às descritas no cenário anterior, uma vez que os acoplamentos dos modos entre os guias acontecem de forma simétrica. De forma análoga, o perfil de campo magnético normalizado ( $H_z$ ) é apresentado, em quatro comprimentos de onda distintos, conforme apresentado pela Figura 3.5(b)-(e). Aqui, as Figuras 3.5(b) e 3.5(d) correspondem aos comprimentos de onda que não atendem a condição de ressonância,  $\lambda = 1371$  nm e  $\lambda = 1601$  nm, respectivamente. Por fim, as Figuras 3.5(c) e 3.5(e) exibem o perfil de campo para comprimentos de onda que atendem a condição de ressonância, ou seja,  $\lambda = 1354$  nm e  $\lambda = 1626$  nm.

### 3.2.4 Discussão

Até o presente momento, foram apresentadas as curvas características para as transmitâncias  $T_{21}$  e  $T_{43}$  e como os MRRs são capazes de satisfazer os requisitos das configurações *add/drop* que foram expostas. Significativamente, as portadoras ópticas roteadas da porta  $P_1$  para a porta  $P_4$  (quando considerado o cenário *input*), ou da porta  $P_3$  para a  $P_2$  (quando considerado o cenário *add*), podem ser aprovionadas por outras novas, proporcionando uma melhor utilização do sistema CWDM, que por sua vez possibilita uma forma de lidar com a alta demanda de tráfego de dados em circuitos ópticos.

Mais especificadamente, o padrão ITU-T G.694.2 especifica que canais adjacentes em sistemas CWDM sejam espaçados em 20 nm [125], no qual o dispositivo proposto pode ser empregado para filtrar, e ou, segmentar canais pares em uma das portas de saída e canais ímpares em outra. Como um exemplo, pode ser considerada a

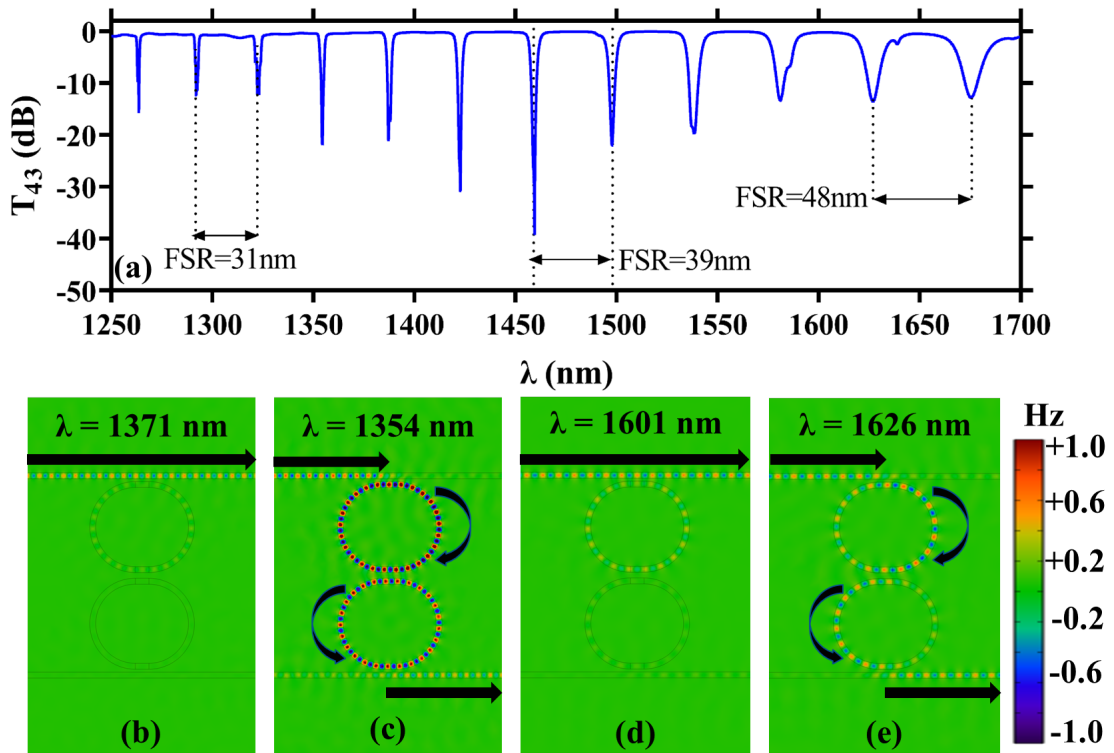


Figura 3.5: (a) A curva de transmitância da porta  $P_2$  tomando como referência a porta  $P_1$  ( $T_{21}$ ), em função do comprimento de onda do feixe óptico. O perfil do campo eletromagnético normalizado  $H_z$  é apresentado em dois comprimentos de onda diferentes dos de ressonância em (b)  $\lambda = 1372$ nm e (d)  $\lambda = 1601$ nm, bem como para dois comprimentos de onda que atendem a condição de ressonância, em (c)  $\lambda = 1354$ nm e (e)  $\lambda = 1626$ nm.

segmentação de canais pares em  $P_2$  e ímpares em  $P_4$ , conhecido como dispositivos *interleaving*, de tal modo que seja evitado o uso de dispositivos elétricos adicionais e de *design* mais complexo, sendo utilizado um único dispositivo, totalmente óptico e passivo. Os resultados para as transmitâncias  $T_{21}$  (ilustrado pela curva de cor azul) e  $T_{23}$  (representado pela curva de cor vermelha) são comparados, conforme ilustrado pela Figura 3.6. Nela, é possível constatar que há uma grande uniformidade nos picos que são resultado do comportamento de natureza ressonante dos MRRs. A perda por inserção obtida, apresentou valores na ordem de 1.64 dB, em consonância com os níveis de perda de potência de ondas eletromagnéticas que são encontrados na teoria dos modos acoplados entre anéis e guias de onda [135–137]. Ao observar a Figura 3.6(a), nota-se que as FSRs foram enumeradas (associadas as ressonâncias obtidas em  $T_{21}$  e  $T_{23}$ ), para fins de avaliação. E complementarmente, na Figura 3.6(b) é possível constatar que há excelente acordo entre os valores de FSR que são rotulados, indicados por  $FSR_{T_{21}}$  and  $FSR_{T_{23}}$ . Por fim, ao perscrutar o FWHM para cada uma das ressonâncias ilustradas pela Figura 3.6(c), é possível constatar o seu comportamento de aspecto não linear (interpolação representada pela curva de cor vermelha), sendo os valores logrados, de

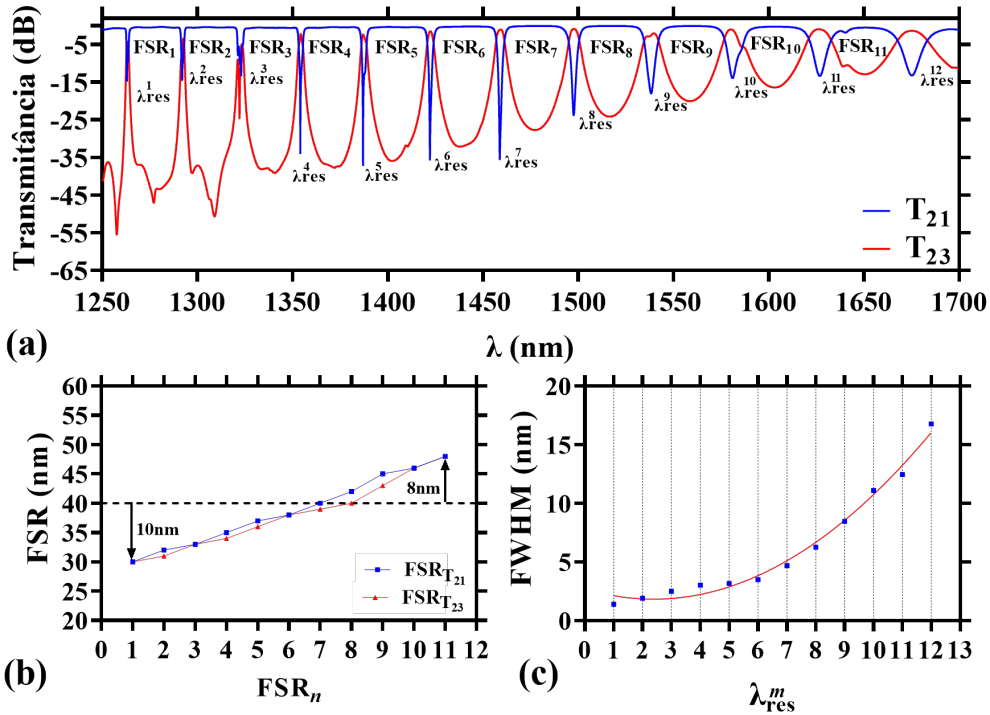


Figura 3.6: (a) Resultados comparativos para as transmitâncias  $T_{21}$  (linha de cor azul) e  $T_{23}$  (linha de cor vermelha). (b) Resultados comparativos para  $FSR_{T_{21}}$  e  $FSR_{T_{23}}$ , validando o espaçamento contínuo entre canais adjacentes. A linha tracejada horizontal é usada como guia visual para medir a mudança no FSR para ressonâncias acima e abaixo de  $\lambda = 1475$  nm. (c) FWHM em função do comprimento de onda ressonante  $\lambda_{res}^m$ . O superíndice  $m$  é usado para indicar as ressonâncias sucessivas enumeradas da esquerda para a direita..

1.39 nm a 16.78 nm, proporcionais ao comprimento de onda do feixe óptico aplicado em sua entrada, de  $\lambda = 1263$  nm a  $\lambda = 1675$  nm, respectivamente.

O *add/drop* proposto neste capítulo trás consigo uma importante vantagem para os futuros componentes ópticos passivos, facilitando uma ampliação extrema da faixa de comprimento de onda operacional com um único dispositivo.

De acordo com as dimensões do PIC apresentado, circuitos ópticos altamente integrados (entenda por circuitos com dimensões na ordem de  $26,9361 \mu\text{m}^2$ ) podem ser desenvolvidos para aplicações emergentes e que demandam bandas ultra largas de operação, associado a baixo custo, como por exemplo, canais ópticos em EONs, que por sua vez são redes ópticas que apresentam canais com largura de banda variável. Em particular, para este último caso, as diferentes FSRs e FWHM podem suportar canais com diferentes larguras de banda, dentro da região do espectro de operação do dispositivo proposto [86]. Além disso, os materiais e a geometria dos guias ópticos empregados são compatíveis com as reputadas para compor o *fronthaul* e o *backhaul*

dos sistemas de comunicações móveis de próxima geração [84, 85], além dos *payloads* empregados em sistemas de comunicação por satélite [79], permitindo a concepção de sistemas CWDM altamente robustos e adequados à operação em ambientes hostis, como o espacial.

Embora o dispositivo proposto neste trabalho possa ser concebido com dimensões ainda mais reduzidas, ao utilizar modos elétricos transversais (TE), que permitem a obtenção de MRRs com tamanhos de raios reduzidos, o desempenho do dispositivo poderia ser significativamente prejudicado, em virtude das maiores perdas por curvaturas que seriam observadas. Em contrapartida, a configuração que se baseia no modo TM, que é o modo empregado neste trabalho, permite que novos conceitos de *add/drop* de canais ópticos sejam explorados, utilizando como mecanismo de configuração, campos magnéticos externos aplicados a estrutura, através de efeitos magneto ópticos [114].



# Capítulo 4

## Considerações Finais

### 4.1 Conclusões

A presente dissertação detalhou e apresentou a teoria e os resultados que foram obtidos a partir de simulações computacionais em eletromagnetismo aplicado, para dois dispositivos baseados em MRR e elegíveis a sistemas de comunicações ópticas, sendo o primeiro um modulador que faz uso do efeito MO para o ajuste de sua curva de ressonância e o segundo um *add/drop*. Dentre as contribuições que podem ser destacadas para o modulador, temos: i) o design de um dispositivo composto por materiais já amplamente utilizados, de pequeno *footprint* (apenas  $1723 \mu\text{m}^2$ ), elevada ER de 46,7 dB (sendo esta a maior a qual tem-se conhecimento) e capaz de modular múltiplas portadoras ópticas individualmente; ii) é apresentada a principal contribuição do *add/drop*, que reside em sua capacidade de operar em uma ampla região do espectro óptico, cobrindo as bandas O, E, S, C, L e U (1260 – 1675 nm).

No capítulo 1 foi apresentada a evolução dos sistemas de comunicações móveis, do 1G ao 6G, frisando as principais características de cada uma destas gerações. Na sequência foi exposta a motivação, correlacionando os dispositivos de fônica integrada às principais aplicações disruptivas que são esperadas. Por fim, são apresentados os objetivos e contribuições do presente documento, bem como a sua estrutura.

No capítulo 2, o modulador MO é detalhado, sendo este formado por uma estrutura composta por um guia reto e um MO-MRR, sendo o mecanismo de modulação utilizado o MO. Foi apresentado como o efeito de modulação pode ser obtido, a partir de uma fonte de campo magnético externa sendo chaveada por um fluxo de bits codificado em NRZ. Observou-se que há um deslocamento em termos de comprimento de onda igual a 0,11 nm, quando é aplicado um campo magnético externo na estrutura proposta e foi obtida uma ER elevada, igual a 46,7 dB. Suplementarmente, dado o design

modular proposto, foi validado o emprego do dispositivo em bancos de moduladores, com o objetivo de modular, simultaneamente, múltiplos canais DWDM.

No capítulo 3, foi apresentado o *add/drop*, projetado com materiais compatíveis com o CMOS, objetivando simplificar e tornar o custo de produção mais baixo. O PIC proposto apresenta uma estrutura composta por dois guias retos, que possuem a finalidade de operar como entrada e saída dos feixes ópticos e dois MRRs. E as simulações que foram executadas, permitiram obter um PIC capaz de operar em uma região do espectro superior a 300 nm dentro do espectro óptico.

## 4.2 Trabalhos Futuros

Por fim, como propostas de trabalhos futuros, é ambicionado o design de um banco de moduladores MO, para sistemas DWDM, UDWDM (com FSR igual a 50 GHz, 25 GHz e 12,5 GHz) e CWDM (com FSR igual a 20 nm), de modo que ocorra a modulação massiva de múltiplas portadoras ópticas. Adicionalmente, deseja-se fazer uma análise de desempenho para este dispositivo, levando em consideração as taxas máximas de transmissão suportadas em um dispositivo real (fabricado). Além disso, é também vislumbrado o emprego do efeito MO no *add/drop* composto por dois MRRs, de forma que possam ser selecionados quais os canais que devem ser filtrados, sejam eles pares ou ímpares, por exemplo.



# Referências Bibliográficas

- [1] M. M. d. Silva and J. Guerreiro, “On the 5G and beyond,” *Applied Sciences*, vol. 10, no. 20, 2020. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2076-3417/10/20/7091>
- [2] A. I. Salameh and M. E. Tarhuni, “From 5G to 6G—Challenges, Technologies, and Applications,” *Future Internet*, vol. 14, no. 4, apr 12 2022.
- [3] P. Iovanna, A. Bigongiari, F. Cavaliere, A. Bianchi, F. Testa, S. Marconi, M. Romagnoli, V. Sorianello, A. Sgambelluri, F. Denis-Le Coarer, L. Milord, M. Peyrou, and S. Menezo, “Optical components for transport network enabling the path to 6G,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 40, no. 2, pp. 527–537, 2022.
- [4] C. J. Kaalund, “Critically coupled ring resonators for add-drop filtering,” *Opt. Commun.*, vol. 237, no. 4-6, pp. 357–362, 2004.
- [5] W. Bogaerts, P. De Heyn, T. Van Vaerenbergh, K. De Vos, S. Kumar Selvaraja, T. Claes, P. Dumon, P. Bienstman, D. Van Thourhout, and R. Baets, “Silicon microring resonators,” *Laser Photonics Rev.*, vol. 6, pp. 47–73, 2012.
- [6] Y. Zhang, H. Zhang, M. Li, P. Feng, L. Wang, X. Xiao, and S. Yu, “200 Gbit/s optical PAM4 modulation based on silicon microring modulator,” in *2020 European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2020, pp. 1–4.
- [7] J. V. S. Neto, W. O. F. Carvalho, and J. R. Mejía-Salazar, “Magnetically tunable micro-ring resonators for massive magneto-optical modulation in dense wavelength division multiplexing systems,” *Sensors*, vol. 22, no. 21, 2022. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1424-8220/22/21/8163>
- [8] J. Agrawal, R. Patel, P. Mor, P. Dubey, and J. M. Keller, “Evolution of mobile communication network: from 1G to 4G,” *International journal of multidisciplinary and current research*, vol. 3, 2015.
- [9] L. Roberts, “Beyond moore’s law: Internet growth trends,” *Computer*, vol. 33, no. 1, pp. 117–119, 2000.

- [10] K. Richardson, “UMTS overview,” *Electronics & Communication Engineering Journal*, vol. 12, no. 3, pp. 93–100, jun 1 2000.
- [11] P. Chen, P. Wang, and J. Sun, “Design and implement of the OFDM communication system,” in *2011 IEEE International Workshop on Open-source Software for Scientific Computation*, 2011, pp. 59–63.
- [12] “Release 9,” <https://www.3gpp.org/specifications/releases/71-release-9>, [Online; accessed 2022-06-22].
- [13] A. Elnashar and M. A. El-Saidny, *Practical Guide to LTE-A, VoLTE and IoT: Paving the way towards 5G*. John Wiley & Sons, 2018.
- [14] Br, “Imt traffic estimates,” [https://www.itu.int/dms\\_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-M.2370-2015-PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-M.2370-2015-PDF-E.pdf), [Online; accessed 2022-07-05].
- [15] K. David and H. Berndt, “6G vision and requirements: Is there any need for beyond 5G?” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 13, no. 3, pp. 72–80, 2018.
- [16] S. Han, C.-l. I, Z. Xu, and C. Rowell, “Large-scale antenna systems with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5G,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 1, pp. 186–194, 2015.
- [17] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. L. Marzetta, “Massive MIMO for next generation wireless systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 186–195, 2014.
- [18] F. Griffiths and M. Ooi, “The fourth industrial revolution - industry 4.0 and IoT [trends in future i&m],” *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 21, no. 6, pp. 29–43, 2018.
- [19] G. A. Akpakwu, B. J. Silva, G. P. Hancke, and A. M. Abu-Mahfouz, “A survey on 5G networks for the internet of things: Communication technologies and challenges,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 3619–3647, 2018.
- [20] M. Marjani, F. Nasaruddin, A. Gani, A. Karim, I. A. T. Hashem, A. Siddiqua, and I. Yaqoob, “Big IoT data analytics: Architecture, opportunities, and open research challenges,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 5247–5261, 2017.
- [21] Z. Rajnai and I. Kocsis, “Labor market risks of industry 4.0, digitization, robots and AI,” in *2017 IEEE 15th International Symposium on Intelligent Systems and Informatics (SISY)*, 2017, pp. 000 343–000 346.
- [22] I. Parvez, A. Rahmati, I. Guvenc, A. I. Sarwat, and H. Dai, “A survey on low latency towards 5G: RAN, core network and caching solutions,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 20, no. 4, pp. 3098–3130, 2018.

- [23] S. Gangakhedkar, H. Cao, A. R. Ali, K. Ganesan, M. Gharba, and J. Eichinger, “Use cases, requirements and challenges of 5G communication for industrial automation,” in *2018 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*, 2018, pp. 1–6.
- [24] Z. Zhang, Y. Xiao, Z. Ma, M. Xiao, Z. Ding, X. Lei, G. K. Karagiannidis, and P. Fan, “6G wireless networks: Vision, requirements, architecture, and key technologies,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 14, no. 3, pp. 28–41, 2019.
- [25] V. Bochechka, G.; Tikhvinskiy, “Proceedings of the 2014 itu kaleidoscope academic conference: Living in a converged world - impossible without standards?, saint-petersburg, russia, june 3-5, 2014,” in *Kaleidoscope*, 2014, pp. 69–72.
- [26] T. S. Rappaport, Y. Xing, O. Kanhere, S. Ju, A. Madanayake, S. Mandal, A. Alkhateeb, and G. C. Trichopoulos, “Wireless communications and applications above 100 GHz: Opportunities and challenges for 6G and beyond,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 78 729–78 757, 2019.
- [27] T. Kürner and S. Priebe, “Towards THz Communications - Status in Research, Standardization and Regulation,” *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 35, no. 1, pp. 53–62, aug 25 2013, [Online; accessed 2022-08-03].
- [28] M. Xiao, S. Mumtaz, Y. Huang, L. Dai, Y. Li, M. Matthaiou, G. K. Karagiannidis, E. Björnson, K. Yang, C.-L. I, and A. Ghosh, “Millimeter wave communications for future mobile networks,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 9, pp. 1909–1935, 2017.
- [29] M. Mozaffari, X. Lin, and S. Hayes, “Toward 6G with connected sky: UAVs and beyond,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 59, no. 12, pp. 74–80, 2021.
- [30] J. He, K. Yang, and H.-H. Chen, “6G cellular networks and connected autonomous vehicles,” *IEEE Network*, vol. 35, no. 4, pp. 255–261, 2021.
- [31] P. Schulz, M. Matthe, H. Klessig, M. Simsek, G. Fettweis, J. Ansari, S. A. Ashraf, B. Almeroth, J. Voigt, I. Riedel, A. Puschmann, A. Mitschele-Thiel, M. Muller, T. Elste, and M. Windisch, “Latency critical IoT applications in 5G: Perspective on the design of radio interface and network architecture,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 70–78, 2017.
- [32] A. Varghese and D. Tandur, “Wireless requirements and challenges in industry 4.0,” in *2014 International Conference on Contemporary Computing and Informatics (IC3I)*, 2014, pp. 634–638.
- [33] G. Berardinelli, N. H. Mahmood, I. Rodriguez, and P. Mogensen, “Beyond 5G

- wireless IRT for industry 4.0: Design principles and spectrum aspects,” in *2018 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2018, pp. 1–6.
- [34] S. J. Nawaz, S. K. Sharma, S. Wyne, M. N. Patwary, and M. Asaduzzaman, “Quantum machine learning for 6G communication networks: State-of-the-art and vision for the future,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 46 317–46 350, 2019.
- [35] W. Saad, M. Bennis, and M. Chen, “A vision of 6G wireless systems: Applications, trends, technologies, and open research problems,” *IEEE Network*, vol. 34, no. 3, pp. 134–142, 2020.
- [36] S. Mumtaz, J. Jornet, J. Aulin, W. Gerstacker, X. Dong, and b. ai, “Terahertz communication for vehicular networks,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, pp. 5617–5625, 07 2017.
- [37] M. Z. Chowdhury, M. Shahjalal, S. Ahmed, and Y. M. Jang, “6G wireless communication systems: Applications, requirements, technologies, challenges, and research directions,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 1, pp. 957–975, 2020.
- [38] “6G,” <http://mmwave.dei.unipd.it/research/6g/>, apr 1 2019, [Online; accessed 2022-08-04].
- [39] B. Li, Z. Fei, and Y. Zhang, “UAV communications for 5G and beyond: Recent advances and future trends,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 6, no. 2, pp. 2241–2263, 2019.
- [40] A. K. Tripathy, S. Chinara, and M. Sarkar, “An application of wireless brain–computer interface for drowsiness detection,” *Biocybernetics and Biomedical Engineering*, vol. 36, no. 1, pp. 276–284, 2016. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0208521615000595>
- [41] S. R. Jafri, T. Hamid, R. Mahmood, M. A. Alam, T. Rafi, M. Z. Ul Haque, and M. W. Munir, “Wireless brain computer interface for smart home and medical system,” *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 106, no. 4, p. 2163–2177, jun 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1007/s11277-018-5932-x>
- [42] “The Internet of Everything (IoE),” <https://ioe.org/>, [Online; accessed 2022-08-04].
- [43] R. O. jr. and X. Meng, *Principles of Photonic Integrated Circuits: Materials, Device Physics, Guided Wave Design*. Springer Nature, may 21 2021, [Online; accessed 2022-08-10].
- [44] B. Jalali and S. Fathpour, “Silicon photonics,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 12, pp. 4600–4615, 2006.

- [45] S. Y. Siew, B. Li, F. Gao, H. Y. Zheng, W. Zhang, P. Guo, S. W. Xie, A. Song, B. Dong, L. W. Luo, C. Li, X. Luo, and G.-Q. Lo, “Review of silicon photonics technology and platform development,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 39, no. 13, pp. 4374–4389, 2021.
- [46] C. Henry, G. Blonder, and R. Kazarinov, “Glass waveguides on silicon for hybrid optical packaging,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 7, no. 10, pp. 1530–1539, 1989.
- [47] L. Eldada and L. Shacklette, “Advances in polymer integrated optics,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 54–68, 2000.
- [48] Y. Shen, X. Meng, Q. Cheng, S. Rumley, N. Abrams, A. Gazman, E. Manzhosov, M. S. Glick, and K. Bergman, “Silicon photonics for extreme scale systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 2, pp. 245–259, 2019.
- [49] Y. Sun and X. Fan, “Optical ring resonators for biochemical and chemical sensing,” *Anal. Bioanal. Chem. Res.*, vol. 399, pp. 205–211, 2011.
- [50] M. Iodice, L. De Stefano, G. Coppola, V. Mocella, I. Rea, E. De Tommasi, E. Orabona, and I. Rendina, “Label-free biosensing by means of optical microring resonator,” in *Optical Sensors 2009*, vol. 7356. International Society for Optics and Photonics, 2009, p. 735603.
- [51] L. M. Weituschat, W. Dickmann, J. Guimbao, D. Ramos, S. Kroker, and P. A. Postigo, “Photonic and thermal modelling of microrings in silicon, diamond and GaN for temperature sensing,” *Nanomaterials*, vol. 10, no. 5, p. 934, 2020.
- [52] Z. Xie, Z. Cao, Y. Liu, Q. Zhang, J. Zou, L. Shao, Y. Wang, J. He, and M. Li, “Highly-sensitive optical biosensor based on equal FSR cascaded microring resonator with intensity interrogation for detection of progesterone molecules,” *Opt. Express*, vol. 25, no. 26, pp. 33 193–33 201, 2017.
- [53] S. N. Zheng, J. Zou, H. Cai, J. F. Song, L. K. Chin, P. Y. Liu, Z. P. Lin, D. L. Kwong, and A. Q. Liu, “Microring resonator-assisted Fourier transform spectrometer with enhanced resolution and large bandwidth in single chip solution,” *Nat. Commun.*, vol. 10, no. 1, p. 2349, 2019.
- [54] Y. Liu, A. Wichman, B. Isaac, J. Kalkavage, E. J. Adles, T. R. Clark, and J. Klamkin, “Tuning optimization of ring resonator delays for integrated optical beam forming networks,” *J. Light. Technol.*, vol. 35, no. 22, pp. 4954–4960, 2017.
- [55] Y. Tian, L. Zhang, R. Ji, L. Yang, P. Zhou, H. Chen, J. Ding, W. Zhu, Y. Lu,

- L. Jia, Q. Fang, and M. Yu, “Proof of concept of directed OR/NOR and AND/NAND logic circuit consisting of two parallel microring resonators,” *Opt. Lett.*, vol. 36, no. 9, pp. 1650–1652, 2011.
- [56] A. Godbole, P. P. Dali, G. Singh, and T. Tanabe, “Microring resonator based all optical XOR and XNOR logic gates,” in *2016 International Conference on Computational Techniques in Information and Communication Technologies (ICCTICT)*. IEEE, 2016, pp. 540–543.
- [57] J. Sun, R. Kumar, M. Sakib, J. B. Driscoll, H. Jayatilleka, and H. Rong, “A 128 Gb/s PAM4 silicon microring modulator with integrated thermo-optic resonance tuning,” *J. Light. Technol.*, vol. 37, pp. 110–115, 2019.
- [58] L. Chen, Q. Xu, M. G. Wood, and R. M. Reano, “Hybrid silicon and lithium niobate electro-optical ring modulator,” *Optica*, vol. 1, no. 2, pp. 112–118, 2014.
- [59] S. Moazeni, S. Lin, M. Wade, L. Alloatti, R. J. Ram, M. Popović, and V. Stojanović, “A 40-Gb/s PAM-4 transmitter based on a ring-resonator optical DAC in 45-nm SOI CMOS,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 52, no. 12, pp. 3503–3516, 2017.
- [60] S. Palermo, K. Yu, A. Roshan-Zamir, B. Wang, C. Li, M. A. Seyedi, M. Fiorentino, and R. Beausoleil, “PAM4 silicon photonic microring resonator-based transceiver circuits,” in *Optical Interconnects XVII*, vol. 10109, International Society for Optics and Photonics. SPIE, 2017, pp. 97 – 103.
- [61] A. H. K. Park, A. S. Ramani, L. Chrostowski, and S. Shekhar, “Comparison of DAC-less PAM4 modulation in segmented ring resonator and dual cascaded ring resonator,” in *2017 IEEE Optical Interconnects Conference (OI)*. IEEE, 2017, pp. 7–8.
- [62] C. Wang, M. Zhang, B. Stern, M. Lipson, and M. Lončar, “Nanophotonic lithium niobate electro-optic modulators,” *Opt. Express*, vol. 26, no. 2, pp. 1547–1555, 2018.
- [63] Q. Cheng, S. Rumley, M. Bahadori, and K. Bergman, “Photonic switching in high performance datacenters,” *Opt. Express*, vol. 26, no. 12, pp. 16 022–16 043, 2018.
- [64] Q. Xu and R. Soref, “Reconfigurable optical directed-logic circuits using microresonator-based optical switches,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 6, pp. 5244–5259, 2011.
- [65] S. Park, K.-J. Kim, I.-G. Kim, and G. Kim, “Si micro-ring MUX/DeMUX WDM filters,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 14, pp. 13 531–13 539, 2011.

- [66] A. Bagheri, F. Nazari, and M. K. Moravvej-Farshi, “Tunable optical demultiplexer for dense wavelength division multiplexing systems using graphene–silicon microring resonators,” *J. Electron. Mater.*, vol. 49, no. 12, pp. 7410–7419, 2020.
- [67] I. Krasnokutska, J.-L. J. Tambasco, and A. Peruzzo, “Tunable large free spectral range microring resonators in lithium niobate on insulator,” *Sci. Rep.*, vol. 9, p. 11086, 2019.
- [68] N. Eid, R. Boeck, H. Jayatilleka, L. Chrostowski, W. Shi, and N. A. Jaeger, “FSR-free silicon-on-insulator microring resonator based filter with bent contra-directional couplers,” *Opt. Express*, vol. 24, no. 25, pp. 29 009–29 021, 2016.
- [69] A. K. Seyfari, M. Bahadoran, and P. Yupapin, “Design and modeling of double Panda-microring resonator as multi-band optical filter,” *Nano Commun. Netw.*, vol. 29, p. 100352, 2021.
- [70] L.-W. Luo, N. Ophir, C. P. Chen, L. H. Gabrielli, C. B. Poitras, K. Bergmen, and M. Lipson, “WDM-compatible mode-division multiplexing on a silicon chip,” *Nat. Commun.*, vol. 5, no. 1, p. 3069, 2014.
- [71] D. T. H. Tan, A. Grieco, and Y. Fainman, “Towards 100 channel dense wavelength division multiplexing with 100 GHz spacing on silicon,” *Opt. Express*, vol. 22, no. 9, pp. 10 408–10 415, May 2014.
- [72] Z. Zhang, J. Yang, X. He, Y. Han, J. Zhang, J. Huang, and D. Chen, “Plasmonic filter and demultiplexer based on square ring resonator,” *Appl. Sci.*, vol. 8, no. 3, 2018.
- [73] R. A. Cohen, O. Amrani, and S. Ruschin, “Response shaping with a silicon ring resonator via double injection,” *Nat. Photonics*, vol. 12, no. 11, pp. 706–712, 2018.
- [74] N. A. Cholan, S. Khabollah, and R. Talib, “Analysis and design of microring resonator as an add drop filter for coarse wavelength division multiplexing (CWDM) application,” in *2008 IEEE International RF and Microwave Conference*, 2008, pp. 348–351.
- [75] M. K. Chhipa, M. Radhouene, M. Najjar, S. Robinson, and K. Srimannarayana, “Dual micro ring resonator structure based band pass filter for CWDM applications using photonics technology,” in *Conference on Lasers and Electro-Optics/Pacific Rim*. Optica Publishing Group, 2017, p. s1327.
- [76] S. Saseendran, K. Bhowmick, and T. Sreenivasulu, “Design of photonic crystal based demultiplexer for CWDM technology,” in *2017 IEEE International Conference on Advanced Networks and Telecommunications Systems (ANTS)*, 2017,

- pp. 1–4.
- [77] A. Tank and R. Mehra, “Two dimensional add drop filter based on photonic crystal ring resonator,” in *2017 International Conference on Computing and Communication Technologies for Smart Nation (IC3TSN)*, 2017, pp. 75–78.
- [78] J. Divya, S. Selvendran, and A. S. Raja, “Two-dimensional photonic crystal ring resonator-based channel drop filter for CWDM application,” *Photonic Netw. Commun.*, vol. 35, no. 3, pp. 353–363, 2018.
- [79] H. J. White, M. A. Watson, G. M. Proudley, A. Proudfoot, and N. B. Aldridge, “CWDM for aerospace applications - temperature testing of COTS technologies,” in *2007 IEEE Avionics, Fiber-Optics and Photonics Technology Conference*, 2007, pp. 38–39.
- [80] T. Nagatsuma, G. Ducournau, and C. C. Renaud, “Advances in terahertz communications accelerated by photonics,” *Nature Photonics*, vol. 10, no. 6, pp. 371–379, 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1038/nphoton.2016.65>
- [81] S. Ummethala, T. Harter, K. Koehnle, Z. Li, S. Muehlbrandt, Y. Kutuvantavida, J. Kemal, P. Marin-Palomo, J. Schaefer, A. Tessmann, S. K. Garlapati, A. Bacher, L. Hahn, M. Walther, T. Zwick, S. Randel, W. Freude, and C. Koos, “THz-to-optical conversion in wireless communications using an ultra-broadband plasmonic modulator,” *Nature Photonics*, vol. 13, no. 8, pp. 519–524, 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1038/s41566-019-0475-6>
- [82] G. T. Reed, G. Mashanovich, F. Y. Gardes, and D. J. Thomson, “Silicon optical modulators,” *Nat. Photonics*, vol. 4, no. 8, pp. 518–526, jul 30 2010.
- [83] A. H. Atabaki, S. Moazeni, F. Pavanello, H. Gevorgyan, J. Notaros, L. Alloatti, M. T. Wade, C. Sun, S. A. Kruger, H. Meng, K. Al Qubaisi, I. Wang, B. Zhang, A. Khilo, C. V. Baiocco, M. A. Popović, V. M. Stojanović, and R. J. Ram, “Integrating photonics with silicon nanoelectronics for the next generation of systems on a chip,” *Nature*, vol. 556, no. 7701, pp. 349–354, 4 2018.
- [84] E.-S. Kim, M. Sung, J. H. Lee, J. K. Lee, S.-H. Cho, and J. Kim, “Coverage extension of indoor 5G network using RoF-based distributed antenna system,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 194 992–194 999, 2020.
- [85] B. Skubic, M. Fiorani, S. Tombaz, A. Furuskär, J. Mårtensson, and P. Monti, “Optical transport solutions for 5G fixed wireless access,” *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 9, no. 9, pp. D10–D18, 2017.
- [86] G. Shen, Y. Li, and H. Zhao, “Quasi-CWDM optical network: cost effective and spectrum efficient architecture for future optical networks,” in *2015 Internati-*



- onal Conference on Optical Network Design and Modeling (ONDM)*. IEEE, 2015, pp. 1–6.
- [87] C. Porzi, F. Fresi, N. Sambo, L. Potì, and A. Bogoni, “On the performance of advanced integrated microring filters for switching applications in next-generation elastic optical networks,” *Photonic Netw. Commun.*, vol. 31, no. 3, pp. 503–513, 2016.
- [88] D. Sharma and S. Kumar, “An overview of elastic optical networks and its enabling technologies,” *Int. J. Eng. Technol.*, vol. 9, pp. 1643–1649, 2017.
- [89] Z. Chen, P. Zhu, J. Li, Y. Xu, Z. Wu, X. Chen, Y. Chen, and Y. He, “Key technologies for elastic optical networks,” *2014 13th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON)*, pp. 1–3, 2014.
- [90] G. Shen, Y. Li, and M. Gao, “Capacity efficiency of sub-wavelength traffic grooming in IP over quasi-CWDM optical networks (invited),” *2015 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp. 1–4, 2015.
- [91] J. Dong, L. Liu, D. Gao, Y. Yu, A. Zheng, T. Yang, and X. Zhang, “Compact notch microwave photonic filters using on-chip integrated microring resonators,” *IEEE Photon. J.*, vol. 5, no. 2, pp. 5 500 307–5 500 307, 2013.
- [92] S. Song, S. X. Chew, X. Yi, L. Nguyen, and R. Minasian, “Tunable single pass-band microwave photonic filter using a cascaded pair of microring resonators,” in *2017 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, 2017, pp. 1–4.
- [93] C. Ciminelli, F. Dell’Olio, G. Brunetti, D. Conteduca, and M. N. Armenise, “New microwave photonic filter based on a ring resonator including a photonic crystal structure,” in *2017 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 2017, pp. 1–4.
- [94] Y. Liu, J. Hotten, A. Choudhary, B. J. Eggleton, and D. Marpaung, “All-optimized integrated RF photonic notch filter,” *Opt. Lett.*, vol. 42, pp. 4631–4634, 2017.
- [95] D. Janner, D. Tulli, M. García-Granda, M. Belmonte, and V. Pruneri, “Microstructured integrated electro-optic LiNbO<sub>3</sub> modulators,” *Laser Photonics Rev.*, vol. 3, no. 3, pp. 301–313, 2009.
- [96] R. Luo, H. Jiang, S. Rogers, H. Liang, Y. He, and Q. Lin, “On-chip second-harmonic generation and broadband parametric down-conversion in a lithium niobate microresonator,” *Opt. Express*, vol. 25, no. 20, pp. 24 531–24 539, 2017.
- [97] T. Liljeberg, “Silicon photonics and the future of optical connectivity in the data

- center,” in *2017 IEEE Optical Interconnects Conference (OI)*. IEEE, 2017, pp. 1–2.
- [98] H. Yang, Y. Wang, Z. C. Tiu, S. J. Tan, L. Yuan, and H. Zhang, “All-optical modulation technology based on 2D layered materials,” *Micromachines*, vol. 13, no. 1, p. 92, 2022.
- [99] Q. Xu, B. Schmidt, S. Pradhan, and M. Lipson, “Micrometre-scale silicon electro-optic modulator,” *Nature*, vol. 435, no. 7040, pp. 325–327, 5 2005.
- [100] J. Sun, R. Kumar, M. Sakib, J. B. Driscoll, H. Jayatilleka, and H. Rong, “A 128 Gb/s PAM4 silicon microring modulator with integrated thermo-optic resonance tuning,” *J. Light. Technol.*, vol. 37, no. 1, pp. 110–115, 2019.
- [101] S. L. Jenkins, K. Carothers, S. A. Showghi, J. Pyun, and R. A. Norwood, “Magneto-optic modulator fabricated using polymer-coated magnetic nanoparticles with 4.75dB extinction ratio,” in *OSA Advanced Photonics Congress 2021*. Optica Publishing Group, 2021, p. NoF2C.2.
- [102] D. Petrosyan and Y. P. Malakyan, “Magneto-optical rotation and cross-phase modulation via coherently driven four-level atoms in a tripod configuration,” *Phys. Rev. A*, vol. 70, p. 023822, Aug 2004.
- [103] P. Dong, S. Liao, D. Feng, H. Liang, D. Zheng, R. Shafiqi, C.-C. Kung, W. Qian, G. Li, X. Zheng, A. V. Krishnamoorthy, and M. Asghari, “Low  $V_{pp}$ , ultralow-energy, compact, high-speed silicon electro-optic modulator,” *Opt. Express*, vol. 17, no. 25, pp. 22 484–22 490, Dec 2009.
- [104] C. T. Phare, Y.-H. Daniel Lee, J. Cardenas, and M. Lipson, “Graphene electro-optic modulator with 30 GHz bandwidth,” *Nat. Photonics*, vol. 9, no. 8, pp. 511–514, jul 13 2015.
- [105] D. Shekhawat and R. Mehra, “Design of ultra-compact and highly-sensitive graphene assisted silicon micro-ring resonator modulator for switching applications,” *Silicon*, pp. 1–8, 2021.
- [106] B. N. O. Andrade, W. O. F. Carvalho, F. Beltrán-Mejía, and J. R. Mejía-Salazar, “Polarization-insensitive optical modulator based on single-layer graphene sheets,” *IEEE Transactions on Nanotechnology*, vol. 20, pp. 883–888, 2021.
- [107] L. Chen, Q. Xu, M. G. Wood, and R. M. Reano, “Hybrid silicon and lithium niobate electro-optical ring modulator,” *Optica*, vol. 1, no. 2, pp. 112–118, Aug 2014.
- [108] K. Padmaraju, J. Chan, L. Chen, M. Lipson, and K. Bergman, “Thermal stabilization of a microring modulator using feedback control,” *Opt. Express*, vol. 20,

- no. 27, pp. 27 999–28 008, Dec 2012.
- [109] H. Yamahara, B. Feng, M. Seki, M. Adachi, M. S. Sarker, T. Takeda, M. Kobayashi, R. Ishikawa, Y. Ikuhara, Y. Cho, and H. Tabata, “Flexoelectric nanodomains in rare-earth iron garnet thin films under strain gradient,” *Commun. Mater.*, vol. 2, p. 95, 2021.
- [110] M. Mollae, X. Zhu, S. Jenkins, J. Zong, E. Temyanko, R. Norwood, A. Chavez-Pirson, M. Li, D. Zelmon, and N. Peyghambarian, “Magneto-optical properties of highly  $\text{dy}_3$  doped multicomponent glasses,” *Opt. Express*, vol. 28, no. 8, pp. 11 789–11 796, Apr 2020. [Online]. Available: <http://opg.optica.org/oe/abstract.cfm?URI=oe-28-8-11789>
- [111] Y. Zhang, Q. Du, C. Wang, T. Fakhrol, S. Liu, L. Deng, D. Huang, P. Pintus, J. Bowers, C. A. Ross, J. Hu, and L. Bi, “Monolithic integration of broadband optical isolators for polarization-diverse silicon photonics,” *Optica*, vol. 6, no. 4, pp. 473–478, 2019. [Online]. Available: <http://opg.optica.org/optica/abstract.cfm?URI=optica-6-4-473>
- [112] P. Pintus, D. Huang, P. A. Morton, Y. Shoji, T. Mizumoto, and J. E. Bowers, “Broadband te optical isolators and circulators in silicon photonics through ce:yig bonding,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 5, pp. 1463–1473, 2019.
- [113] T. Murai, Y. Shoji, N. Nishiyama, and T. Mizumoto, “Nonvolatile magneto-optical switches integrated with a magnet stripe array,” *Opt. Express*, vol. 28, no. 21, pp. 31 675–31 685, Oct 2020.
- [114] W. O. F. Carvalho and J. R. Mejía-Salazar, “Magneto-optical micro-ring resonators for dynamic tuning of add/drop channels in dense wavelength division multiplexing applications,” *Opt. Lett.*, vol. 46, no. 10, pp. 2396–2399, 2021.
- [115] Y. Yuan, W. V. Sorin, Z. Huang, X. Zeng, D. Liang, A. Kumar, S. Palermo, M. Fiorentino, and R. G. Beausoleil, “A 100 Gb/s PAM4 two-segment silicon microring resonator modulator using a standard foundry process,” *ACS Photonics*, vol. 9, no. 4, p. 1165–1171, 2022.
- [116] L. Chen, Q. Xu, M. G. Wood, and R. M. Reano, “Hybrid silicon and lithium niobate electro-optical ring modulator,” *Optica*, vol. 1, no. 2, pp. 112–118, Aug 2014.
- [117] S. Palermo, K. Yu, A. Roshan-Zamir, B. Wang, C. Li, M. A. Seyedi, M. Fiorentino, and R. Beausoleil, “PAM4 silicon photonic microring resonator-based transceiver circuits,” in *Optical Interconnects XVII*, vol. 10109, International

- Society for Optics and Photonics. SPIE, 2017, pp. 97 – 103.
- [118] Y. Zhang, H. Zhang, M. Li, P. Feng, L. Wang, X. Xiao, and S. Yu, “200 Gbit/s optical PAM4 modulation based on silicon microring modulator,” in *2020 European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2020, pp. 1–4.
- [119] D. G. Rabus and C. Sada, *Ring Resonators: Theory and Modeling*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2020, pp. 3–46.
- [120] J. M. Senior and M. Y. Jamro, *Optical Fiber Communications: Principles and Practice*. Pearson Education, 2009.
- [121] Y. Zhang, L. Deng, and L. Bi, “Silicon integrated dysprosium substituted ce:ytb thin films for integrated optical isolator applications,” in *2019 Asia Communications and Photonics Conference (ACP)*, 2019, pp. 1–2.
- [122] Q. Du, C. Wang, Y. Zhang, Y. Zhang, T. Fakhrol, W. Zhang, C. Gonçalves, C. Blanco, K. Richardson, L. Deng, C. A. Ross, L. Bi, and J. Hu, “Monolithic on-chip magneto-optical isolator with 3 dB insertion loss and 40 dB isolation ratio,” *ACS Photonics*, vol. 5, no. 12, pp. 5010–5016, dec 2018. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1021/acsp Photonics.8b01257>
- [123] B. Mulyanti, P. S. Menon, S. Shaari, T. Hariyadi, L. Hasanah, and H. Haroon, “Design and optimization of coupled microring resonators (MRRs) in silicon-on-insulator,” *Sains Malays.*, vol. 43, no. 2, pp. 247–252, 2014.
- [124] T. Mizumoto, R. Baets, and J. E. Bowers, “Optical nonreciprocal devices for silicon photonics using wafer-bonded magneto-optical garnet materials,” *MRS Bulletin*, vol. 43, no. 6, p. 419–424, 2018.
- [125] ITU-T, “Spectral grids for WDM applications: CWDM frequency grid,” 2020.
- [126] B. E. Little, S. T. Chu, H. A. Haus, J. Foresi, and J. . Laine, “Microring resonator channel dropping filters,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, no. 6, pp. 998–1005, 1997.
- [127] C. K. Madsen and J. H. Zhao, *Optical filter design and analysis*. John Wiley & Sons New York, 1999.
- [128] I. Chremmos, O. Schwelb, and N. Uzunoglu, *Photonic microresonator research and applications*. Springer, 2010, vol. 156.
- [129] V. R. Kolli, T. Srinivasulu, G. Hegde, T. Badrinarayana, and S. Talabattula, “Design and analysis of serially coupled double microring resonator based force sensor for  $1\mu\text{N}$  range measurement,” *Optik*, vol. 131, pp. 1063–1070, 2017.
- [130] H. H. Li, “Refractive index of silicon and germanium and its wavelength and

- temperature derivatives,” *J. Phys. Chem. Ref. Data*, vol. 9, no. 3, pp. 561–658, 1980.
- [131] I. H. Malitson, “Interspecimen comparison of the refractive index of fused silica,” *J. Opt. Soc. Am.*, vol. 55, no. 10, pp. 1205–1209, 1965.
- [132] C. Tan, “Determination of refractive index of silica glass for infrared wavelengths by IR spectroscopy,” *J. Non. Cryst. Solids*, vol. 223, no. 1, pp. 158–163, 1998.
- [133] B. Naghdi and L. R. Chen, “Subwavelength-grating-based 4-channel add-drop multiplexers in silicon photonics,” *2018 IEEE 15th International Conference on Group IV Photonics (GFP)*, pp. 1–2, 2018.
- [134] M. Bahadori, M. Nikdast, S. Rumley, L. Y. Dai, N. S. Janosik, T. V. Vaerenbergh, A. Gazman, Q. Cheng, R. P. Polster, and K. Bergman, “Design space exploration of microring resonators in silicon photonic interconnects: Impact of the ring curvature,” *J. Light. Technol.*, vol. 36, pp. 2767–2782, 2018.
- [135] M. Geng, L. Jia, L. Zhang, L. Yang, P. Chen, and Y. Liu, “Compact four-channel reconfigurable optical add-drop multiplexer using silicon photonic wire,” *Optics Communications*, vol. 282, no. 17, pp. 3477–3480, 2009. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0030401809005598>
- [136] P. D. Heyn, B. Kuyken, D. Vermeulen, W. Bogaerts, and D. V. Thourhout, “High-performance low-loss silicon-on-insulator microring resonators using tm-polarized light,” in *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference 2011*. Optica Publishing Group, 2011, p. OThV2. [Online]. Available: <https://opg.optica.org/abstract.cfm?URI=OFC-2011-OThV2>
- [137] X. Zhang, Y. Wang, J. An, J. Zhang, H. Wang, J. Li, L. Wang, X. Hu, and Y. Wu, “Novel optical add-drop multiplexer based on dual racetrack resonators,” *Optics Communications*, vol. 285, no. 10, pp. 2536–2540, 2012. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0030401812001022>

