

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DE CAMPINAS

**CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS AMBIENTAIS E DE
TECNOLOGIAS**

CLAUDINEI MARTINS

**AVALIAÇÃO DE DISPOSITIVOS DE FOTÔNICA DE
SILÍCIO PARA O PROJETO DE FILTROS ÓPTICOS DE
BANDA ESTREITA**

CAMPINAS

2015

CLAUDINEI MARTINS

**AVALIAÇÃO DE DISPOSITIVOS DE FOTÔNICA DE
SILÍCIO PARA O PROJETO DE FILTROS ÓPTICOS DE
BANDA ESTREITA**

Dissertação apresentada ao Centro de Ciências Exatas, Ambientais e de Tecnologias – CEATEC, da Pontifícia Universidade Católica – PUC – Campinas, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Gerência de Redes de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Luís Francisco Abbade

CAMPINAS

2015

Ficha Catalográfica
Elaborada pelo Sistema de Bibliotecas e
Informação - SBI - PUC-Campinas

t621.3827
M386a

Martins, Claudinei.

Avaliação de dispositivos de fotônica de silício para o projeto de filtros ópticos de banda estreita / Claudinei Martins. - Campinas: PUC-Campinas, 2015.
70p.

Orientador: Marcelo Luís Francisco Abbade.

Dissertação (mestrado) – Pontifícia Universidade Católica de Campinas, Centro de Ciências Exatas, Ambientais e de Tecnologias, Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui bibliografia.

1. Comunicações óticas. 2. Silício – Propriedades elétricas. 3. Ótica de fibras. 4. Telecomunicações. 5. Circuitos eletrônicos. 6. Ótica integrada. I. Abbade, Marcelo Luís Francisco. II. Pontifícia Universidade Católica de Campinas. Centro de Ciências Exatas, Ambientais e de Tecnologias. Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

22.ed. CDD – t621.3827

AVALIAÇÃO DE DISPOSITIVOS DE FOTÔNICA DE SILÍCIO PARA O PROJETO DE FILTROS ÓPTICOS DE BANDA ESTREITA

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Profissional em Gestão de Redes de Telecomunicações do Centro de Ciências Exatas, Ambientais e de Tecnologias – CEATEC, da Pontifícia Universidade Católica – PUC – Campinas, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Gerência de Redes de Telecomunicações.

Área de Concentração: Gestão de Redes de Telecomunicações

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Luís Francisco Abbade

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Marcelo Luis Francisco Abbade
Orientador da Dissertação e Presidente da Comissão Examinadora
Pontifícia Universidade Católica de Campinas



Prof. Dr. Eric Alberto de Mello Fagotto
Pontifícia Universidade Católica de Campinas



Prof. Dr. Luis Alberto Mijam Barea
Universidade Federal de São Carlos

Campinas, 30 de junho de 2015

Aos meus pais, Jesus e Marluce, pelo exemplo de perseverança e trabalho.

A minha querida esposa, Denise pelo companheirismo e apoio.

A minhas filhas, Melissa e Nivea pela paciência e resignação.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, por permitir que chegasse até aqui.

Ao Prof. Dr. Marcelo Luís Francisco Abbade,
Como Orientador e incentivador dos meus trabalhos.

Ao Prof. Eric Alberto de Melo Fagotto,
Pelas dicas preciosas e o apoio no desenvolvimento dos meus trabalhos.

Aos colegas do grupo de redes ópticas, Carlos Messani, Guilherme Taniguti, Cleiton Alves e Guilherme Alves.

Aos Prof. Omar Branquinho,
Pelas palavras de incentivo nos momentos de dúvida.

Ao apoio da minha família.

Aos Amigos Cilene Real e Lucas Leão,
Pela amizade e apoio no desenvolvimento dos trabalhos acadêmicos.

À Pontifícia Universidade Católica de Campinas,
Pela bolsa de estudos do Mestrado e pelo ótimo ambiente de estudo e aprendizado.

Ao CNPq e a FAPESP pelo financiamento de hardware e software utilizado neste trabalho, dentro do Fotonicom.

“Nunca ande pelo caminho traçado,
pois ele conduz somente até onde
os outros já foram.”

Alexander Graham Bell

RESUMO

MARTINS, Claudinei. **AVALIAÇÃO DE DISPOSITIVOS DE FOTÔNICA DE SILÍCIO PARA O PROJETO DE FILTROS FINOS**, 2015. Dissertação de Conclusão de Curso para Mestrado Profissional em Gerência de Redes de Telecomunicações. Campinas 2015.

O uso intensivo de aplicações de alta densidade de dados tem impulsionado a busca constante por redes capazes de prover elevada capacidade de tráfego. As redes ópticas transparentes são capazes de atender a estas demandas e cumprem um papel relevante no núcleo da infraestrutura de telecomunicações. As novas tecnologias para redes de terabits por segundo criaram uma nova etapa do desenvolvimento das comunicações ópticas e novos componentes com capacidade não só de transporte, mas também de processamento do sinal óptico tornaram-se necessários. A abrangência destas redes estende-se do núcleo da infraestrutura até o usuário final, chegando à última milha e, mais recentemente, também aos dispositivos finais, tais como computadores, televisores e Internet. Neste contexto, a Fotônica de Silício ganhou impulso, na última década, como uma alternativa à necessidade de levar o processamento dos sinais ópticos a níveis semelhantes aos já realizados pela tecnologia de semicondutores no processamento de sinais elétricos. Em nosso trabalho, pesquisamos de forma sistemática, utilizando simulações, para o projeto de filtros com anéis ressoantes, construídos em Fotônica de Silício, para desenvolvimento de dispositivos miniaturizados capazes de tratar sinais ópticos. Em particular, investigou-se o projeto de filtros ópticos passa-faixa, de banda inferior à utilizada, para separação de canais em sistemas de multiplexação por divisão de comprimento de onda, para aplicação em diversas áreas das redes ópticas, tais como rádio sobre fibra, multiplexadores, moduladores e codificadores totalmente ópticos. Neste trabalho, utiliza-se estrutura de anéis ressonantes para construção destes filtros, de ordem elevada e de tamanho reduzido, em um substrato de alguns micrômetros de área. Tais filtros poderão ser construídos em *microchips* e integrados com outros componentes ópticos e óptico-eletrônicos, dando origem a sistemas mais complexos no futuro próximo. O principal resultado obtido foi um filtro óptico passa banda com 8,6 GHz de largura de banda, baseado em anéis ressoantes assimétricos, composto de duas estruturas de três anéis de raios 5 μm , 2,5 μm e 5 μm , utilizando uma área de substrato de 6840 μm^2 ou 57 μm x 120 μm .

Palavras Chave: Criptografia Óptica, Redes Ópticas, Rádio sobre Fibra, Filtros Ópticos, Filtros Estreitos.

ABSTRACT

MARTINS, Claudinei. *EVALUATION OF SILICON PHOTONICS DEVICES FOR THE DESIGN OF NARROW-BANDWIDTH OPTICAL FILTERS*, 2015. Dissertation for Completion of course Master in Telecommunications Network Management. Campinas 2015.

The intensive use of high-density data applications has driven the relentless pursuit of networks capable to provide high traffic capacity. The transparent optical networks plays an important role in the telecommunications infrastructure core, being able to meet these demands. New technologies to terabits per second networks have created a new stage of development for optical communications. New optical components that allows signal process in addition to just transportation, are needed. The scope of these networks extends from the core of the infrastructure to the end user, reaching the last mile, and recently also end devices such as computers, televisions and Internet. In this context, Silicon Photonics gained momentum in the last decade, as an alternative to the need to take the processing of optical signals to levels similar to those already made by semiconductor technology, in processing electrical signals. In our work, we studied systematically using simulations, ring resonators structure in Silicon Photonics, as technology to build miniaturized devices capable of handling optical signals. In particular, we investigated optical band-pass filter design narrower than such filters used to the separation channel in wavelength division multiplexing systems, for application in various areas of optical networks such as radio over fiber, multiplexers, all optical encoders and modulators. In this work uses ring resonators structure for construction of these high order filters with reduced size, with a substrate of some micrometers area. Such filters could be built into microchips and integrated with other optical and optical-electronic components, resulting in more complex systems, in the near future. The main result was an optical band-pass filter with 8.6 GHz bandwidth based on asymmetric ring resonators with two sets of three rings, with following radii 5 μm , 2.5 μm and 5 μm using a substrate area of 1840 μm^2 or, 57 μm x 120 μm .

Keywords: Optical Cryptography, Optical Networks, Radio over Fiber, Optical Filters Narrowband Filters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estrutura básica de filtro com anel ressonante.....	04
Figura 2 – Estrutura básica dos anéis ressonantes.....	10
Figura 3 – Modelo de anel ressonante simples com um guia linear.....	11
Figura 4 – Estrutura com múltiplos anéis ressonantes.....	12
Figura 5 – Estrutura com múltiplos anéis ressonantes com as matrizes de acoplamento.....	14
Figura 6 – Espectro das saídas anel ressonante unitário com saídas transmissiva e reflexiva.....	16
Figura 7– Espectro das saídas <i>drop</i> para filtro com anel ressoante de diferentes diâmetros.....	19
Figura 8– Gráfico para condição de Mono Modo para guias de onda tipo tira extraído da referência [20], com detalhe das dimensões do guia.....	20
Figura 9–Gráfico da função de transferência para:(a) anéis não acoplados; (b) anéis acoplados.....	21
Figura 10 –Discretização do campo magnético em Grids pelo algoritmo FDTD.....	24
Figura 11– Tempo de simulação em minutos, para estrutura com 3 anéis ressoantes de 1,7 μm de diâmetro.....	25
Figura 12 - Deslocamento do comprimento de onda central, relativo a 1,334 μm , para estrutura com 3 anéis ressoantes com 1,7 μm de diâmetro.....	26
Figura 13– Influência do tempo de observação na resolução das simulações.....	27
Figura 14 – (a). Arranjo OBPF com um anel; (b) Arranjo de OBPF com dois anéis; (c) arranjo de OPBF com três anéis; (d) arranjo de OBPF com cinco anéis, operando na região de 1,334. μm	29
Figura 15 – (a). Arranjo OBPF com um anel; (b) Arranjo de OBPF com dois anéis; (c) arranjo de OPBF com três anéis; (d) arranjo de OBPF com cinco anéis, operando na região de 1,55. μm	30

Figura 16 – (a). Arranjo OBPF com um anel; (b) Arranjo de OBPF com três anéis; (c) arranjo de OPBF com seis anéis; (d) arranjo de OBPF com nove anéis.....	31
Figura 17 – (a). Arranjo OBPF assimétrico com três anéis; (b) Arranjo de OBPF assimétrico com seis anéis; (c) arranjo de OPBF assimétrico com nove anéis.....	32
Figura 18 – (a). Arranjo OBPF assimétrico com quatro anéis.....	33
Figura 19 – (a) Ressonâncias Analíticas; (b) gráfico extraído do artigo B. E. Little[15] © [IEEE 1997].....	35
Figura 20 – (a) Função de Transferência Analíticas; (b) gráfico extraído do artigo B. E. Little[15] © [IEEE 1997].....	36
Figura 21 – (a) Função de Transferência obtidas no RSOFT; (b) Ressonâncias obtidas no RSOFT.....	37
Figura 22 – Função de Transferência obtidas no RSOFT das estruturas da seção 3.2.2.....	39
Figura 23 – Funções de Transferência simuladas das estruturas da seção 3.2.3.....	42
Figura 24 – Funções de Transferência simuladas e calculadas das estruturas da seção 3.2.3.....	42
Figura 25 – Função de Transferência obtidas no RSOFT das estruturas da seção 3.2.4.....	44
Figura 26 – (a) Função de transferência simulada e calculada para estrutura de seis anéis em série; (b) Função de transferência simulada e calculada para estrutura de nove anéis em série.....	45
Figura 27 – Função de Transferência obtida pela simulação Rsoft para quatro anéis assimétricos, da seção 3.2.5.....	46
Figura 28 – Comparativo entre arranjos simulados:(a) Largura de banda em função do número de anéis;(b) Fator de forma em função do número de anéis.....	48
Figura 29 – Topologia típica de Rádio sobre Fibra RoF.....	50
Figura 30 – Arranjo para simulação de OBPF em RoF.....	52
Figura 31 – Potência do sinal em função do comprimento da fibra, medida no arranjo para simulação de enlace RoF, para: a) Até 10 km; b) Até 50 km	53

Figura 32 - Arranjo para simulação separação canal WDM; a) Espectro do sinal multiplexado transmitido; b) Espectro Canal demultiplexado; c) Arranjo para simulação de separação de canais WDM com filtros em fotônica de Silício; d) Diagrama do filtro em fotônica de Silício com cinco anéis.....54

LISTA DE TABELAS

Tabela 01 – Resumo das medições da estrutura da seção 3.2.1.....	38
Tabela 02 – Resumo das medições da estrutura da seção 3.2.2.....	40
Tabela 03 – Resumo das medições da estrutura da seção 3.2.3.....	41
Tabela 04 – Resumo das medições da estrutura da seção 3.2.4.....	44
Tabela 05 – Resumo das medições da estrutura da seção 3.2.5.....	46

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

2D	Duas Dimensões
3D	Três Dimensões
AONSSE	Criptografia óptica por fatiamento espectral (<i>All-optical narrowband spectral slicing encryption</i>)
ASE	Emissão espontânea amplificada (<i>amplified spontaneous emission</i>)
CMOS	Semicondutor de óxido metálico complementar (<i>complementary metal-oxide semiconductor</i>)
EB	Estação Base
EC	Estação Central
EDFA	Amplificadores a fibra dopada com Érbio (<i>Erbium doped fiber amplifier</i>)
EO	Eletro-ópticas
ERB	Estação Rádio Base
FBG	Grades de Bragg a fibra (<i>Fiber Bragg Gratings</i>)
FDTD	Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (<i>Finite Difference Time Domain</i>)
FF	Fator de forma
FSR	Intervalo espectral livre (<i>free spectral range</i>)
FTTx	Fibra para x (<i>Fiber to the x</i>)
FWHM	Largura de banda à meia altura (<i>full width at half maximum</i>)
ITS	Simpósio Internacional de Telecomunicações (<i>International Telecommunications Symposium</i>)
MZI	Interferômetro Mach-Zehnder (<i>Mach-Zehnder Interferometer</i>)
OBPF	Filtro óptico passa banda (<i>optical band pass filter, OBPF</i>)
OE	Óptico-elétricas
OFDM	Modulação por divisão ortogonal de frequência (<i>orthogonal frequency-division multiplexing</i>)
PMD	Dispersão por modo de polarização (<i>polarization mode dispersion</i>)
RF	Rádio frequência
RoF	Rádio sobre fibra (<i>Radio over Fiber</i>)
TE	Modo Transversal elétrico
TM	Modo Transversal magnético

TONs	Redes ópticas transparentes (<i>transparent optical networks</i>)
VoD	Vídeo sob demanda (<i>Video on demand</i>)
VoIP	Voz sobre IP (<i>Voice over</i>)
WDM	Multiplexação por divisão em comprimentos de onda (<i>wavelength division multiplexing</i>)
WSS	Chaveadores seletivos de comprimento de onda (<i>wavelength selective switch</i>)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	01
	1.1. Contexto.....	01
	1.2. Fotônica integrada de Silício.....	02
	1.3. Filtros em fotônica de Silício.....	03
	1.4. Descrição do problema.....	05
	1.5. Proposta.....	07
	1.6. Organização.....	08
2	TEORIA.....	09
	2.1. Filtros baseados em anéis ressonantes.....	09
	2.2. Propriedade dos Anéis ressonantes.....	10
	2.3. Figuras de mérito do Filtro passa banda com anel ressonante.....	15
	2.4. Anéis ressoantes assimétricos.....	18
	2.5. Projeto dos guias de onda.....	19
	2.6. Classificação dos arranjos de filtros.....	20
	2.7. Conclusão do capítulo.....	22
3	ESTRUTURAS INVESTIGADAS.....	23
	3.1 Considerações gerais sobre as simulações.....	23
	3.2 Estruturas investigadas.....	28
	3.2.1 Estruturas com um, dois, três e cinco anéis operando em 1,31 μ m.....	29
	3.2.2 Estruturas com um, dois, três e cinco anéis operando em 1,55 μ m.....	29
	3.2.3 Estruturas com múltiplos anéis não acoplados operando em 1,55 μ m.....	30
	3.2.4 Estruturas com múltiplos anéis assimétricos operando em 1,55 μ m.....	31
	3.2.5 Estruturas com quatro anéis assimétricos operando em 1,55 μ m.....	32
4	RESULTADOS.....	34
	4.1 Resultados das simulações da seção 3.2.1.....	34
	4.2 Resultados das simulações da seção 3.2.2.....	38
	4.3 Resultados das simulações da seção 3.2.3.....	40
	4.4 Resultados das simulações da seção 3.2.4.....	43
	4.5 Resultados das simulações da seção 3.2.5.....	45
	4.6 Análise comparativa das estruturas.....	47
5	APLICAÇÃO.....	49
	5.1 Aplicação em Rádio sobre Fibra.....	49
	5.2 Aplicação em filtragem de canal WDM.....	53
6	CONCLUSÃO.....	56
7	TRABALHOS PUBLICADOS.....	58
	REFERÊNCIAS.....	59
	ANEXOS.....	62
	1.0.Código do Scilab.para matrizes de propagação.....	62
	2.0 Autorização de uso de dados de artigo IEEE.....	68

1. INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTO

Nas três últimas décadas, observou-se um salto na capacidade de transmissão de algumas centenas de Megabits por segundo (Mbps) para redes de dezenas de Terabits por segundo (Tbps). Tal crescimento deve-se à utilização acentuada de redes de dados corporativas, à popularização da Internet e, em especial, ao uso progressivo de aplicações de alta largura de banda como Internet banda larga, voz sobre IP (*Voice over IP, VoIP*), TV a cabo, compartilhamento de vídeo e vídeo sobre demanda (*video on demand, VoD*), jogos em tempo real, e mais recentemente, a computação em nuvem (*cloud computing*) [1]. Como consequência destes avanços, a elevada largura de banda e a baixa atenuação proporcionadas pelas fibras ópticas, a existência de amplificadores ópticos na janela de 1550 nm [2] e o surgimento da tecnologia de multiplexação por divisão em comprimentos de onda (*wavelength division multiplexing, WDM*) [3] conferiram um papel fundamental às tecnologias de transmissão óptica. Além de enlaces submarinos, a malha de fibras ópticas estende-se pelo núcleo das redes de telecomunicações, pelas redes metropolitanas e, mais recentemente, ganha espaço também na última milha, com a tecnologia fibra para x (*Fiber to the x, FTTx*), em que o “x” pode ser casa, escritório ou prédio, por exemplo.[4]

Neste cenário, destacam-se as redes ópticas transparentes (*transparent optical networks, TONs*) [5] que constituem domínios de rede em que sinais ópticos trafegam sem conversões óptico-elétricas (OE) e eletro-ópticas (EO). As TONs são assim chamadas porque, em princípio, são transparentes às mudanças na taxa de transmissão e/ou nos formatos de modulação dos sinais que nelas trafegam. Nas redes chamadas opacas, que possuem roteadores eletrônicos, a

rede deve ser reconfigurada a cada mudança de modulação ou taxa de transmissão. Atualmente, o diâmetro das TONs está limitado pela ação de impedimentos físicos, como dispersão cromática, dispersão por modo de polarização (*polarization mode dispersion, PMD*), não-linearidades e acúmulo de ruído decorrente da emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission, ASE*) em amplificadores ópticos [2]. Assim, a extensão física das TONs depende do surgimento de novos dispositivos, que permitam não só a regeneração óptica, mas também o processamento óptico de sinais capazes de reproduzir operações facilmente implementadas no domínio eletrônico. Esta necessidade é uma das motivações para a construção integrada em escala miniaturizada de dispositivos fotônicos [6].

1.2 -FOTÔNICA INTEGRADA DE SILÍCIO

Materiais baseados em compostos semicondutores das famílias III-V, como Arseneto de Gálio (GaAs) e Fosfeto de Índio (InP), apresentam boa eficiência em conversões EO e são candidatos naturais para a implementação da fotônica integrada [6]. No entanto, o Silício é o material mais utilizado na fabricação de semicondutores para eletrônica. Já existe uma infraestrutura instalada e bem estabelecida há décadas para produção de, por exemplo, semicondutores baseados na tecnologia de óxido metálico complementar (*complementary metal-oxide semiconductor, CMOS*) [6]. Assim, torna-se interessante o aproveitamento desta infraestrutura preexistente, com uma cadeia de produção madura e economicamente atrativa, para o desenvolvimento de dispositivos integrados em fotônica de Silício (*Silicon photonics*). Além de baixos custos, outro benefício sinérgico da Fotônica de Silício é a fácil integração aos dispositivos eletrônicos atuais, facilitando o desenvolvimento de componentes eletro-ópticos integrados

no mesmo substrato. Esta tecnologia permite, portanto, combinar o melhor das duas plataformas, elétrica e óptica, aliando o provimento de largura de banda oferecido pela fotônica e o acesso a milhões de transistores agrupados para realizar funções mais complexas, como a dos microprocessadores. Isso possibilita uma larga aplicação, não só no processamento de sinais em telecomunicações, mas também no uso desta tecnologia para o desenvolvimento de microprocessadores fotônicos [3] [4].

Atualmente a fotônica de silício tem sido utilizada para criar blocos de processamento de sinais, que podem ser criados a partir de várias propostas de arquitetura, como moduladores, comutadores e filtros. As primeiras aplicações comerciais já chegam ao mercado [8].

1.3 –FILTROS EM FOTÔNICA DE SILÍCIO

A primeira publicação sobre o uso de anéis ressonantes (*Ring Resonators*) data de 1969 [9] e nesta época eles eram baseados em fibra óptica. Atualmente, as estruturas de anéis ressonantes podem ser construídas de forma miniaturizada em fotônica de Silício [7]. Apresentam, portanto, grande potencial para utilização em filtros, osciladores e memórias ópticas. Uma das configurações típicas deste tipo de dispositivo, pode ser obtida a partir de dois guias lineares paralelos, chamados de barramentos, ambos no mesmo plano, separados por um anel, chamado ressonador, tangentes ao anel. O campo que circular entre eles e o anel são acoplados pelo campo evanescente, na região de interface. Na Figura 1, temos a ilustração de um arranjo típico de filtro com anel ressonante, que fornece na saída reflexiva um filtro estreito, rejeita banda (*notch-filter*) e na saída transmissiva um filtro passa banda [10][11]. Esta estrutura permite a construção

de filtros com alto fator de extinção e largura estreita de espectro, que será discutida detalhadamente nos capítulos seguintes.

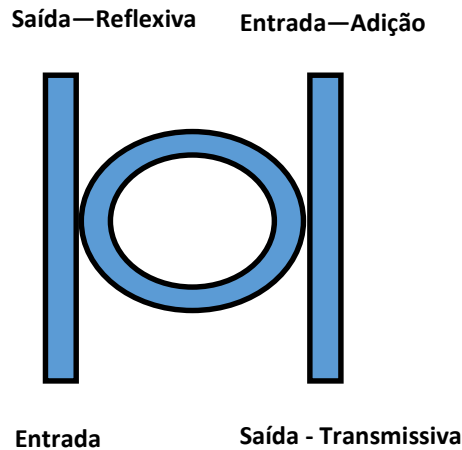


Figura 1 – Estrutura básica de filtro com anel ressonante.

Há grande potencial para filtros ópticos passa banda (*optical band-pass filter*, OBPF) em diversos dispositivos utilizados nas redes de comunicação ópticas. Embora a construção de OBPFs para a filtragem de sinais WDM seja bem dominada, há várias situações em que o projeto de filtros ópticos com perfil mais fino é desejável. Como exemplos podemos citar a seleção de fatias espectrais estreitas, tipicamente de 12,5 GHz, para chaveadores seletivos de comprimento de onda (*wavelength selective switch*, WSS) [12], a modulação por divisão ortogonal de frequência (*Orthogonal frequency-division multiplexing*, OFDM), a transmissão de múltiplos sinais, a filtragem de bandas laterais em sistemas de rádio sobre fibra (*Radio over Fiber*, RoF) [13] e a criptografia óptica por fatiamento espectral (*All-optical narrowband spectral slicing encryption*, AONSSE) [5]. Além destas aplicações, destacamos o artigo apresentado em Agosto de 2014 pelo nosso grupo no Simpósio Internacional de Telecomunicações, (*International Telecommunications Symposium*, ITS 2014) em São Paulo, em que abordamos a

utilização de filtros gaussianos reais na técnica de criptografia óptica por fatiamento espectral [14].

1.4 – DESCRIÇÃO DO PROBLEMA

Existem vários trabalhos na literatura sobre a construção de dispositivos em fotônica de Silício. Observa-se, no entanto, que ainda faltam aqueles que nos permitam explorar limites mais avançados do processo de miniaturização. Por isso, o desenvolvimento de OBPFs de banda estreita, com alta capacidade de integração, utilizando a fotônica de Silício, apresenta grande aplicabilidade nas redes de comunicações ópticas modernas. Neste trabalho investigam-se de forma sistemática, diferentes arranjos e ordens de filtros, com objetivo de determinar parâmetros críticos para o projeto de OBPF em fotônica de Silício.

Em [15], apresenta-se uma abordagem para construção de OBPF, utilizando múltiplos anéis ressonantes dispostos em série, de forma a prover um filtro de alta ordem e fator de extinção elevado, além de planificação no topo do perfil do filtro, tipo este muito semelhante ao observado nos filtros gaussianos de alta ordem. Consoante com o mesmo autor, os resultados obtidos na segunda janela 1334 nm, utilizam filtros de até terceira ordem ou três anéis e demonstram, o formalismo matemático para utilização de um maior número de anéis. Uma evidente desvantagem desta abordagem, nos dias de hoje, é a operação na segunda janela, que não permitiria o uso de amplificadores ópticos como amplificadores a fibra dopada com Érbio (*Erbium doped fiber amplifier*, EDFA), que operam na terceira janela das fibras ópticas, na região de 1550 nm. Um ponto positivo deste trabalho é a proposta de uma estrutura compacta, encadeando anéis de 1,7 μm de raio. Em [16], temos outra abordagem utilizando formato de

pista de corrida (*racetrack*), em que os guias são construídos com material semicondutor, AlGaAs-GaAs, utilizando até três *pistas* em série, com raio de 4,5 μm e o segmento retilíneo com 10 μm de comprimento. Neste arranjo, o OBPF opera em 1550 nm e os resultados indicam que a menor largura de banda, medida a -3 dB do pico, foi em torno de 100 GHz. Em [17], temos uma abordagem para construção de OBPF combinando anéis ressonantes com interferômetro Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Interferometer*, MZI), cujo arranjo permite a obtenção de um OBPF com largura de banda abaixo de 1 GHz, porém com dimensões acima de 1 mm, pois o perímetro dos anéis ressonantes é de 5 mm. Neste caso, a razão de extinção e a separação entre as ressonâncias apresentam resultados inferiores aos de outras estruturas apresentadas anteriormente.

Para ilustrar os desafios potenciais da combinação entre anéis ressonantes em fotônica de Silício, identificamos em [18], uma abordagem com quatro anéis ressoantes em série de 47 μm de raio, utilizando material de base vítrea, com alto índice de refração e baixas perdas, para construção dos guias de onda. O índice de acoplamento entre o guia linear e os anéis é controlado pela espessura da camada de separação entre eles na vertical, e o método de acoplamento não depende do processo de litografia, mas do controle da deposição desta camada intermediária. O resultado demonstrado é um OBPF de 8 GHz de largura de banda, operando em 1550 nm, com perfil aproximadamente retangular da função de transferência. Este arranjo, permitiu a obtenção de resultados de largura de banda dentro da faixa já obtida com os estudos de OBPF gaussianos [14]. No entanto, a estrutura utilizada requer uma grande área de substrato para comportar tal composição. Outro ponto relevante desta abordagem é a necessidade de

simulações em 3D, aspecto este que será discutido posteriormente na seção de considerações sobre simulações.

Em [19], temos outra tecnologia que também pode ser utilizada para fabricação de OBPF, obtendo-se filtros mais estreitos. Segundo o trabalho, o uso de Grades de Bragg a fibra (*Fiber Bragg Gratings*, FBG) demonstrou-se eficiente para OBPF de até 650 MHz de largura de banda, formato aproximadamente retangular do perfil, baixa perda de inserção e excelente razão de extinção. Em contrapartida, o comprimento do dispositivo, pode chegar a centenas de milímetros de comprimento.

Em suma existe um compromisso entre obter-se um dispositivo compacto e o resultado quanto ao desempenho do OBPF, seja em redução da largura de banda, razão de extinção e perfil da função de transferência do filtro. O objetivo no nosso trabalho será buscar soluções para este problema compatíveis com a fotônica de Silício.

1.5 – PROPOSTA

Nossa proposta é obter OBPFs que possam ser utilizados em aplicações de telecomunicações e que sejam construídos em fotônica de Silício. A estrutura utilizada será de múltiplos anéis ressoantes em série para a elaboração de filtros com perfis tipicamente Lorentzianos. Ao se modificar a ordem e os arranjos, espera-se obter filtros com perfil de espectros mais retangulares, semelhantes aos gaussianos de ordem mais elevada, tipo de abordagem descrita em [15]. Também objetivamos em nossa pesquisa filtros com banda estreita, em torno de 8 GHz e miniaturizados, a fim de que tal dispositivo possa, no futuro, ser fabricado em ma pastilha de Silício integrado com outros dispositivos. Outro aspecto considerado anteriormente foi o de que em alguns trabalhos, como o apresentado em [15], os

estudos são realizados na segunda janela, ou seja na região de 1310 nm, que é usada em redes metropolitanas sem amplificação. Nosso objetivo é reproduzir com simulações as etapas iniciais em 1334nm para, posteriormente, estudar a transposição do OBPF para a terceira janela, ou seja, na região de 1550nm, que possui algumas características importantes para TON. A terceira janela possui o coeficiente de atenuação próximo de 0,25 dB/km, enquanto a segunda, cerca de 0,4 dB/km, o que permite trabalhar com potências menores e propagar o sinal por distâncias maiores. Outra vantagem da terceira janela é a possibilidade de amplificação do sinal no domínio óptico, com o uso de amplificadores a fibra dopada com Érbio (*Erbium doped fiber amplifier*, EDFA), que opera somente na terceira janela, combinação esta de baixa atenuação e capacidade de amplificação, cuja aplicação tem estimulado a migração e o desenvolvimento de novos sistemas para a terceira janela [2].

1.6 – ORGANIZAÇÃO

Os demais capítulos desta dissertação estão organizados da seguinte maneira. O Capítulo 2 descreve o funcionamento dos anéis ressonantes, aborda a teoria das matrizes de propagação para múltiplos anéis, as figuras de mérito, os anéis ressonantes assimétricos, o dimensionamento de guias de onda, os tipos de arranjos de filtro e a conclusão do capítulo. O Capítulo 3 aborda considerações iniciais sobre as simulações e as estruturas investigadas. O Capítulo 4 apresenta os resultados obtidos nas simulações e uma análise comparativa entre as características das estruturas investigadas. O Capítulo 5 mostra-se o potencial de aplicação de alguns dos OBPFs analisados no Capítulo 4 para RoF e filtragem de canais WDM. Nossas conclusões são apresentadas no Capítulo 6.

2. TEORIA

Neste capítulo, de acordo com as seções indicadas a seguir, são descritas as propriedades dos anéis ressonantes e o tratamento matemático para a análise da matriz de transferência de múltiplos anéis em série, consoante com a seguinte subdivisão. A Seção 2.1 aborda algumas propriedades gerais desses anéis ressonantes. A Seção 2.2 aborda o tratamento matemático para desenvolvimento de filtros ópticos. A Seção 2.3 descreve algumas das principais figuras de mérito relativas a filtros com anéis ressonantes. A Seção 2.4 aborda a utilização de anéis ressonantes assimétricos e sua importância no projeto dos filtros. A Seção 2.5 há uma discussão sobre o dimensionamento dos guias de onda e sua influência no comportamento modal. A Seção 2.6 apresenta as principais características dos arranjos que serão estudados. Por fim, uma conclusão do Capítulo é feita na Seção 2.7.

2.1 – FILTROS BASEADOS EM ANÉIS RESSONANTES

Filtros ópticos podem ser construídos a partir de um anel e um conjunto de guias lineares, acoplados para entrada e saída de energia, como ilustrado na Figura 2. Ao introduzirmos a luz na entrada do guia linear, ela é guiada até a região de acoplamento com o anel. Nesta região, devido ao campo evanescente, ocorre um acoplamento entre o guia e o anel: parte da luz é acoplada, circula pelo anel e perfaz uma volta de comprimento $2\pi R$, em que R é o raio do anel; o campo propagado tem sua fase modificada continuamente ao longo do anel. Se o campo na saída do anel estiver em fase com o campo de entrada, haverá interferência construtiva nesta região de acoplamento e o anel tornar-se-á uma estrutura

ressonante. A luz que não atende à condição de ressonância é transmitida pelo barramento, cuja configuração com esse anel, ilustrado na Figura 2a é chamada de filtro rejeita faixa ou *notch filter*. O arranjo com dois guias lineares e um anel, ilustrado na Figura 2b é chamado de anel ressonador de inserção e derivação (*ring resonator add/drop*) e constitui um filtro rejeita faixa na saída do barramento sobre o qual a luz incide e um filtro passa-banda em uma das extremidades do outro barramento [20][21][10].

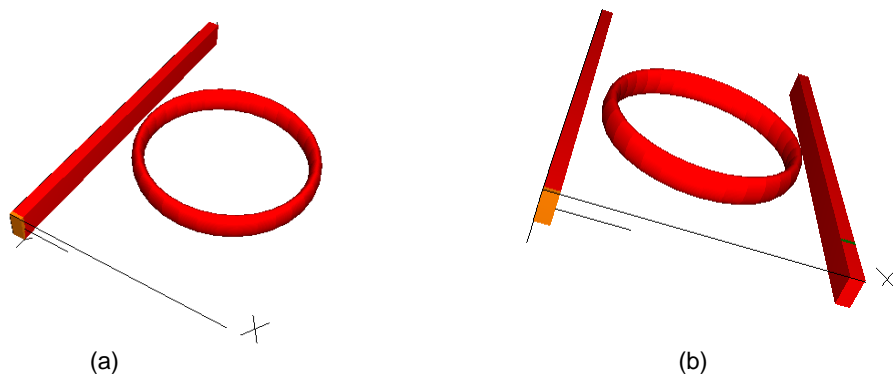


Figura 2 – Estrutura básica dos anéis ressonantes: (a) Anel Ressonante Rejeita Faixa; (b) Anel Ressonante de *add/drop*

2.2 – PROPRIEDADES DOS ANÉIS RESSONANTES

A descrição matemática dos campos que se propagam em anéis ressonantes está amplamente discutida na literatura e engloba tratamentos relativos à transformada Z, análise temporal e à matriz de transferência [22][23][21][10][11][24][25]. Neste trabalho, faremos uma breve descrição deste último método que, a despeito de sua simplicidade, proporciona uma visão adequada dos fenômenos envolvidos.

Se as perdas forem suficientemente pequenas no barramento, a amplitude complexa do campo incidente no guia, a_0 , propaga-se, sujeita a uma diferença de

fase, até a região de acoplamento com o anel. Nesta região, uma parcela $k_n a_0$ do sinal é acoplada ao anel e outra $a_0 t_n$ continua sendo transmitida pelo barramento. Os fatores k_n e t_n são chamados, respectivamente, de coeficientes de acoplamento e de transmissão. O campo c_n emergente no anel está sujeito a uma perda α e, ao se propagar por quase todo o anel e se reaproximar do guia, terá sofrido uma diferença de fase β . Nesta região, uma parcela do campo que circula no anel, $d_n k_n$, como ilustrado na Figura 3, é acoplada novamente ao guia a cada volta completa da luz pelo anel, criando uma interferência e resultando na saída b_0 . Se o regime de acoplamento estiver na condição $\alpha = |t_n|$, ocorrerá uma interferência destrutiva entre a parcela de $a_0 t_n$ e $d_n k_n$, anulando a potência $|b_0|^2$ na saída.

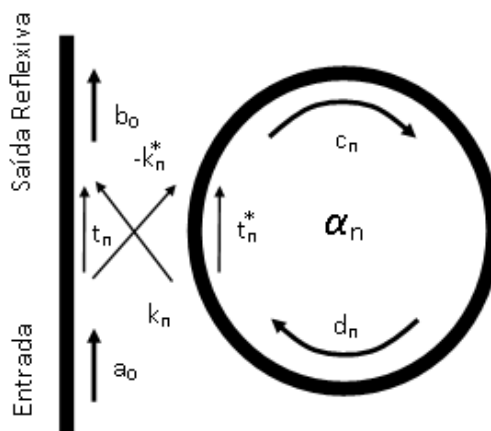


Figura 3 – Modelo de anel ressonante simples com um guia linear

A matriz de propagação para este fenômeno, pode ser expressa por:

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ c_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_1 & k_1^* \\ k_1 & -t_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_0 \\ d_n \end{pmatrix} \quad (1)$$

Os parâmetros t_n e k_n dependem do mecanismo de acoplamento utilizado. As amplitudes complexas dos coeficientes de transmissão e acoplamento são normalizadas, de modo que as amplitudes quadradas correspondam à unidade. Em nossa notação o ‘*’ denota o complexo conjugado da variável que o antecede. Como a matriz (1) é simétrica e a rede recíproca, tem-se a seguinte relação [24]:

$$|t_n|^2 + |k_n|^2 = 1 \quad (2)$$

Precisamos de uma abordagem que nos permita lidar com diferentes números de anéis que, na prática, restringem-se a algumas unidades. O método de matriz de transferência tem a vantagem de lidar com qualquer sequência arbitrária de ressonantes e acoplamentos, o que o torna interessante para o projeto de OBPFs. No arranjo ilustrado na Figura 4, temos os campos propagados entre os anéis adjacentes, circulando nos sentidos horário e anti-horário, sempre no sentido oposto ao de cada anel adjacente. Pode-se calcular a transmissão entre os anéis pela sucessiva multiplicação entre as matrizes de transferência, que caracterizam o acoplamento entre dois anéis adjacentes e outra matriz que distingue a propagação do campo nos anéis [24]. Assim, podemos obter a matriz de transferência para um conjunto de anéis ressonantes em série.

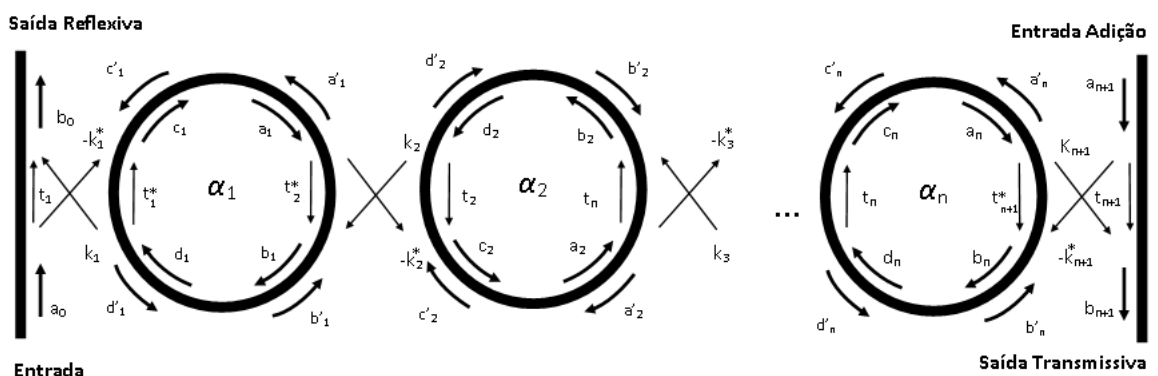


Figura 4 – Estrutura com múltiplos anéis ressonantes

Pode-se mostrar que a matriz de propagação entre dois anéis adjacentes (1) é dada por [24]:

$$\begin{pmatrix} b_n \\ a_n \end{pmatrix} = \mathbf{P} \begin{pmatrix} d_{n+1} \\ c_{n+1} \end{pmatrix} \quad (3)$$

Sendo que: $\mathbf{P} = \frac{1}{k_{n+1}} \begin{pmatrix} 1 & t_{n+1}^* \\ t_{n+1} & 1 \end{pmatrix}$ (4)

O campo propagado no anel acumula uma fase e uma atenuação, definidas pela matriz de transferência [24][26]:

$$\begin{pmatrix} b_n \\ a_n \end{pmatrix} = \mathbf{Q} \begin{pmatrix} d'_{n+1} \\ c'_{n+1} \end{pmatrix} \quad (5)$$

Sendo que: $\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{\alpha_n}} e^{\frac{j\theta}{2}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\alpha_n} e^{-\frac{j\theta}{2}} \end{pmatrix}$ (6)

sendo α_n a constante de atenuação (para sistemas sem perda, $\alpha_n=1$) e θ o deslocamento de fase causado pela circulação do campo pelo anel dado por [10]:

$$\theta = \beta L \quad (7)$$

em que β é a constante de propagação dentro do anel, expressa em função do comprimento de onda como [10]:

$$\beta = \frac{2\pi n_{eff}}{\lambda} \quad (8)$$

Sendo n_{eff} o índice de refração efetivo do guia e L o perímetro do anel definido por $L=2\pi R$. Podemos reescrever (7) como:

$$\theta = \left(\frac{4\pi^2 R n_{eff}}{\lambda} \right) \quad (9)$$

Combinando as matrizes de (4) e (6), pode-se reescrever a matriz de transferência da seguinte forma [24]:

$$\begin{pmatrix} b_n \\ a_n \end{pmatrix} = \mathbf{P}_n \mathbf{Q}_n \begin{pmatrix} d_{n+1} \\ c_{n+1} \end{pmatrix} \quad (10)$$

Para detalharmos mais nossa análise de múltiplos anéis ressonantes acoplados, utiliza-se o exemplo ilustrado pelo diagrama da Figura 5, em que três anéis ressonantes Q_n estão interligados por quatro acoplamentos P_n .

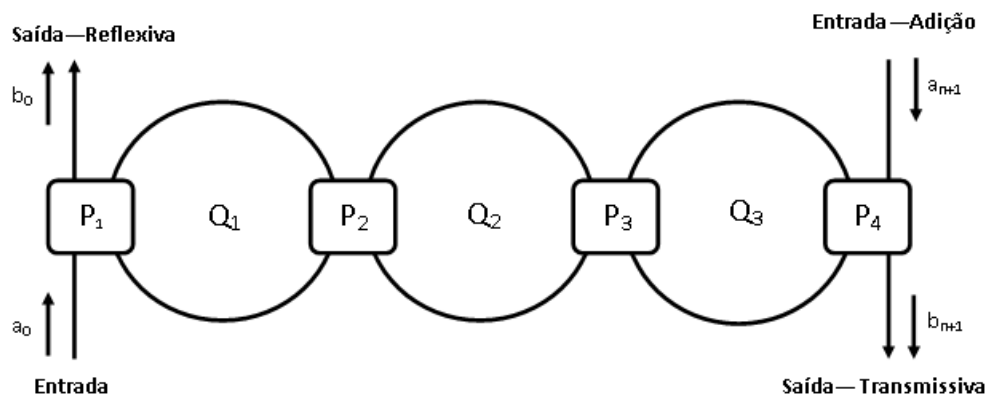


Figura 5 – Estrutura com múltiplos anéis ressonantes com as matrizes de acoplamento

Pode-se então reescrever a matriz de propagação (10) aplicada a três anéis da seguinte forma [24]:

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ a_0 \end{pmatrix} = P_1 Q_1 P_2 Q_2 P_3 Q_3 P_4 \begin{pmatrix} b_5 \\ a_5 \end{pmatrix} \quad (11)$$

Portanto, o produto sucessivo das matrizes PQ , pode ser expresso como [24]:

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ a_0 \end{pmatrix} = P_1 Q_1 P_2 Q_2 P_3 Q_3 P_4 \begin{pmatrix} b_{n+1} \\ a_{n+1} \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} b_5 \\ a_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_{n+1} \\ a_{n+1} \end{pmatrix} \quad (12)$$

em que [24]:

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ a_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_{n+1} \\ a_{n+1} \end{pmatrix} \quad (13)$$

O coeficiente de transmissão da saída reflexiva (*pass*) é representado por [24]:

$$\frac{b_0}{a_0} = \frac{T_{21}}{T_{11}} \quad (14)$$

e o coeficiente de transmissão da saída transmissiva (*drop*) como [24]:

$$\frac{b_{n+1}}{a_0} = \frac{1}{T_{11}} \quad (15)$$

2.3 – FIGURAS DE MÉRITO DO FILTRO PASSA-BANDA COM ANEL RESSONANTE.

O espectro das saídas transmissiva e reflexiva de um filtro com anel ressonante, estão ilustrados na Figura 6 e são expressos por [24]:

Potência na saída reflexiva:

$$P_R = \left(\frac{T_{21}}{T_{11}} \right)^2 \quad (16a)$$

Potência na saída transmissiva:

$$P_T = \left(\frac{1}{T_{11}} \right)^2 \quad (16b)$$

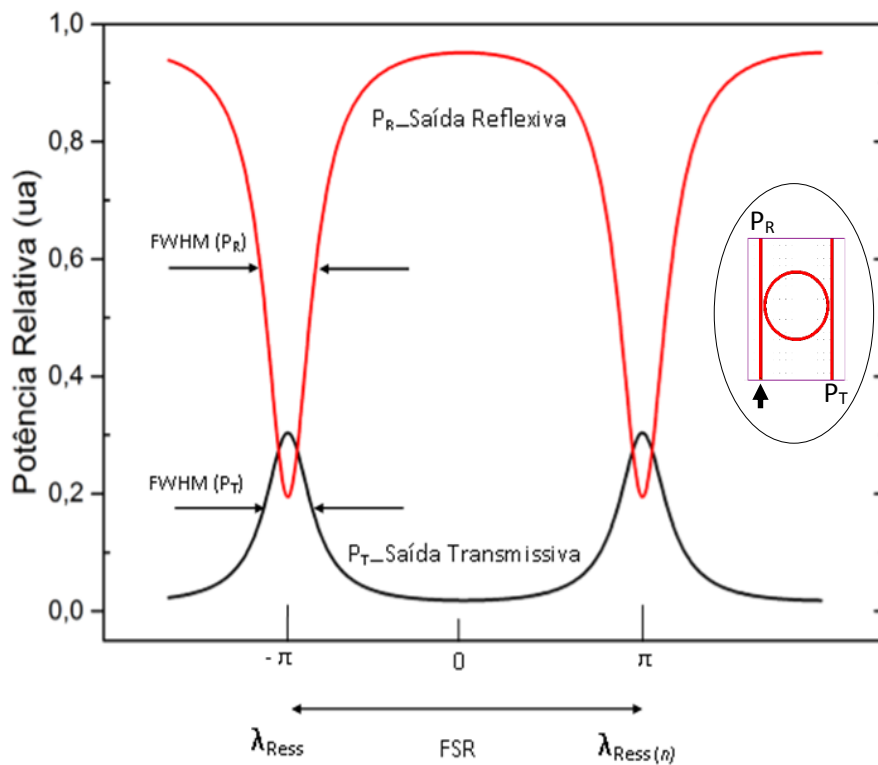


Figura 6 – Espectro das saídas com anel ressonante unitário com saídas Transmissiva e Reflexiva, com detalhe do arranjo de filtro com um anel ressonante.

Uma característica importante é que o espectro da saída transmissiva tem uma razão de extinção menor e perfil menos estreito que o da saída reflexiva, por causa de perdas adicionais introduzidas pelo segundo acoplamento [21]. Para anéis ressonantes simétricos, os comprimentos de onda de ressonância λ_{Ress} são expressos por [21]:

$$\lambda_{Ress} = \frac{Ln_{eff}}{m} \quad , \quad (17)$$

em que m é um inteiro maior que 1. O intervalo espectral livre (*free spectral range*, FSR), entre as ressonâncias, I_{FSR} é expresso por [10][21]:

$$I_{FSR} = \frac{\lambda^2}{Ln_{eff}} \quad (18)$$

e a largura de banda a -3 dB do pico ou largura de banda medida à meia altura (*full width at half maximum*, FWHM) para uma estrutura com um anel ressonante, BW_3 é dada por [10][21]:

$$BW_3 = \frac{k_1 k_2 \lambda_{Ress}^2}{\pi Ln_{eff}} \quad (19)$$

A finesse, f do filtro é a razão entre I_{FSR} e BW [10]:

$$f = \frac{I_{FSR}}{BW} \quad (20)$$

Ao passo que o fator de qualidade do filtro, Q , razão é dado por [10]:

$$Q = \frac{\lambda_{Ress}}{FWHM} \quad (21)$$

Uma última figura de mérito de importância para este trabalho é o fator de forma FF do filtro, dado pela razão entre a largura de banda medida em -3 dB e a largura de banda medida em -25 dB [19]:

$$FF = \frac{BW_3}{BW_{25}} \quad (22)$$

Observa-se que o fator de forma é uma medida de quão abrupta é a queda de amplitudes proporcionada por um filtro. Um filtro retangular (ideal) apresentaria um fator de forma próximo a unidade. Por outro lado, quanto menor o fator de forma, mais suave é o perfil do filtro.

2.4 – ANÉIS RESSONANTES ASSIMÉTRICOS.

As estruturas com anéis assimétricos em série abrem a possibilidade de manipulação do FSR para mínimo múltiplo comum do FSR dos ressonantes com anéis individuais. Esta alteração pode ser benéfica para projeto de filtros, e é obtida pela escolha dos raios dos anéis, denominada de operação Vernier. Além da influência no FSR, anéis assimétricos podem ocasionar mudanças no perfil das ressonâncias, tais como alterações na atenuação e largura de banda.

Temos então na saída transmissiva (*drop*), a luz que circula pelos anéis, satisfazendo a condição de ressonância dos múltiplos anéis. A relação entre os FSR é definida por [27]:

$$FSR = v_1 FSR_1 = v_2 FSR_2 = v_n FSR_n \quad (23)$$

sendo que os números v_1 , v_2 e v_n devem ser inteiros maiores que zero e primos.

Pode-se expressar a relação do FSR entre dois anéis da seguinte forma [27]:

$$FSR = |v_2 - v_1| \frac{FSR_1 FSR_2}{|FSR_1 - FSR_2|} \quad (24)$$

Ao combinar anéis com diferentes raios na mesma estrutura, introduz-se uma assimetria tanto nas ressonâncias quanto em seus FSRs na saída do filtro. A Figura 7 ilustra o espectro de um filtro com anéis assimétricos.

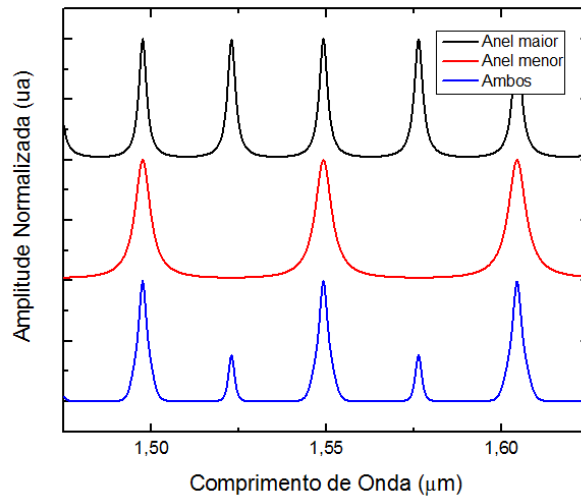


Figura 7 – Espectro das saídas *drop* para filtro com anel ressonante de diferentes diâmetros.

2.5 – PROJETO DOS GUIAS DE ONDA

As dimensões da secção transversal, largura e altura do guia são determinantes para o comportamento modal do guia. Além disso, essas dimensões interferem no cálculo do índice de refração efetivo [28] que é usado para representar estruturas tridimensionais (3D) em estruturas bidimensionais (2D). Tal representação é conveniente para reduzir o tempo computacional de simulações e, como em vários outros trabalhos [21][29], será extensamente utilizada nas investigações apresentadas em capítulos posteriores desta dissertação. Também é importante determinar se o guia escolhido operará na polarização de campo transversal elétrico (TE) ou de campo transversal magnético (TM) e se suportará um ou mais modos de propagação.

A partir de estudos realizados em [20], com simulações, para guias de Silício tipo fita ou *strip*, foram elaboradas equações que apresentam boa

consistência com a polarização TE e uma aproximação razoável para polarização TM [20]. O gráfico da Figura 8 ilustra os limites entre as regiões de monomodo, parte inferior do gráfico, e multimodo parte superior, que são determinados pelas equações [20]:

$$w \leq -1,605h + 0,746 \quad (25)$$

$$w \leq -1,405h + 0,746 \quad (26)$$

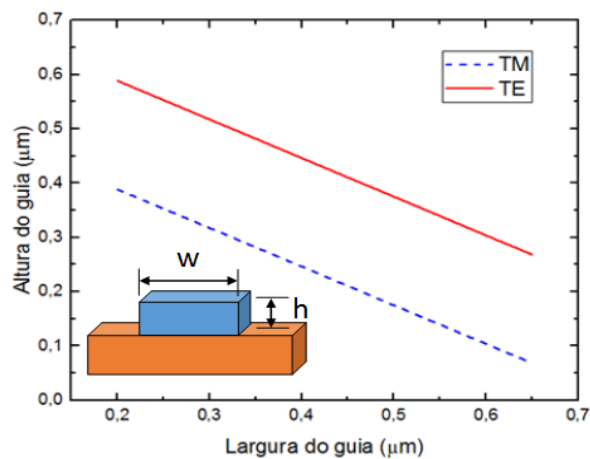


Figura 8– Gráfico para condição de Monomodo para guias de onda tipo fita ou *strip* extraído da referência [20], com detalhe das dimensões do guia.

2.6 – CLASSIFICAÇÃO DOS ARRANJOS DE FILTROS

Podemos classificar os arranjos estudados neste trabalho, conforme o tipo de estrutura a ser empregada. Como mencionado na Seção anterior, consideramos com arranjos simétricos, quando todos os anéis dentro da estrutura possuem o mesmo diâmetro. Caso exista algum anel com estrutura diferente, dos demais, este arranjo será considerado assimétrico.

Também classificamos os arranjos como acoplados ou não acoplados. De acordo com o formalismo de sistemas lineares, considera-se que os filtros não estejam acoplados, quando a função de transferência unitária $G_1(f)$ para filtro unitário, colocada em série com n filtros idênticos, tenha como resultante uma função transferência $H(f)$ determinada por:

$$H(f) = G_1(f)^n \quad (27)$$

sendo n o número de filtros. Por esta equação, é trivial verificar que o aumento de n implica uma redução de banda. A Figura 9 ilustra o conceito de acoplamento ou desacoplamento dos estágios ou anéis. Quando há concordância entre os resultados, simulados e calculados pela teoria de sistemas lineares, como ilustrado na Figura 9a, podemos afirmar que os estágios ou os anéis não estão acoplados. Quando há acoplamento, observa-se que não há concordância entre as funções de transferência calculada e simulada, como ilustrado na Figura 9b. Além de mudanças na amplitude, também podem ocorrer deslocamentos entre elas no eixo do comprimento de onda.

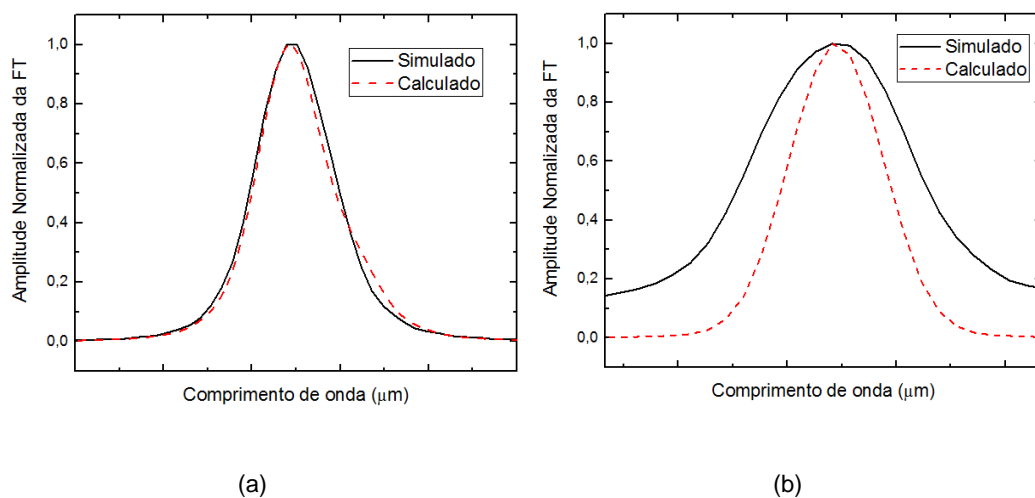


Figura 9– Gráfico da função de transferência para: (a) anéis não acoplados; (b) anéis acoplados.

2.7– CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, apresentamos alguns dos principais aspectos do funcionamento dos anéis ressonantes. O formalismo matemático abordado, referente à utilização de matrizes de propagação, permite a descrição adequada da potência do sinal emergente na saída de múltiplos anéis ressoantes em série. Também, abordamos as principais figuras de mérito relacionadas aos anéis ressonantes e descrevemos, como a introdução de anéis assimétricos em série pode permitir o ajuste do FSR. Estudamos também a influência da secção transversal do guia de onda no seu comportamento, indicando que este aspecto tem influência significativa no projeto de filtros com anéis ressonantes. Por fim, apresentamos as principais características dos arranjos que serão discutidos nos capítulos seguintes.

3. ESTRUTURAS INVESTIGADAS

Neste capítulo, apresentam-se as considerações gerais sobre as simulações realizadas neste trabalho. Das diversas estruturas investigadas para o desenvolvimento do projeto de OBPF de banda estreita, apresentamos aqui as mais importantes. Na Seção 3.1, temos as considerações gerais sobre as simulações. Na Seção 3.2, descrevem-se os arranjos, analisados nesta dissertação. Em particular, esta seção aborda as descrições: a) de múltiplos anéis em série, operando na região de 1,31 μm (Seção 3.2.1), b) dos arranjos de múltiplos anéis em série, operando na região de 1,55 μm (Seção 3.2.2), c) dos arranjos de múltiplos anéis não acoplados (Seção 3.2.3), d) Arranjos assimétricos com três anéis denominados de “OoO” e seus múltiplos (Seção 3.2.4) e, finalmente, e) de uma estrutura com 4 anéis assimétricos (Seção 3.2.5).

3.1 – CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE AS SIMULAÇÕES.

Projetos em fotônica de Silício, em certos aspectos, assemelham-se mais a projetos em rádio frequência (RF) que a projetos de dispositivos semicondutores. A geometria dos elementos e guias de onda têm influência significativa nos resultados do dispositivo. Utilizamos um software para projeto e simulação de dispositivos fotônicos, chamado *Rsoft® Design Suite* da empresa Synopsys® e uma *workstation* DELL T7610 com Processador Intel® Xeon® E5-2603 v2 (HT de quatro núcleos, 1,8 GHz, 10 MB), com 128 Giga-bytes de memória RAM e 1 Tera-byte de Disco. Este arranjo possibilitou o projeto das estruturas em fotônica de Silício e a aceleração de simulações utilizando o método de diferenças finitas no domínio do tempo (*finite difference time domain*, FDTD).

O método FDTD computacional é muito utilizado para resolução de equações fundamentais em eletromagnetismo. Neste algoritmo, há uma discretização do tempo e do espaço para formarem partições (*grids*) regulares, como ilustrado na Figura 10. No método FDTD, as equações diferenciais de Maxwell são resolvidas no domínio do tempo. O algoritmo é muito robusto e o tempo de resolução das equações é consideravelmente afetado pelo tamanho das partições [30]. Devido a isso, os recursos computacionais são críticos para determinação do tempo total de cálculo. Nas estruturas investigadas neste trabalho, as simulações podem chegar até alguns dias de processamento da estação de trabalho.

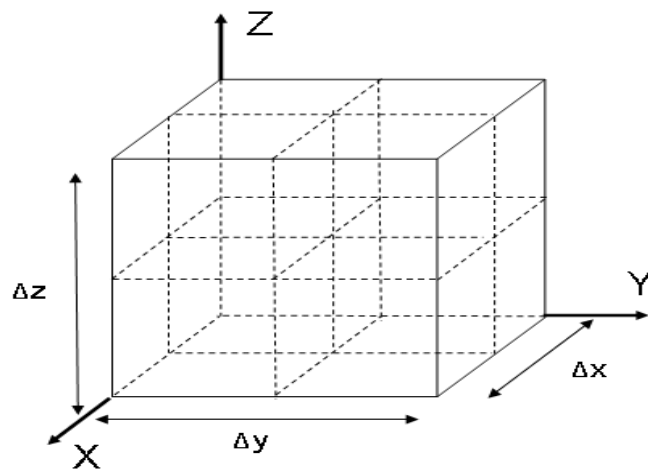


Figura 10 –Discretização do campo magnético em *Grids* pelo algoritmo FDTD.

Após cada rodada de simulação, é produzida uma série de dados e gráficos que demanda análise para que se estabeleça os próximos passos. O método FDTD pressupõe, que haja um compromisso entre tempo e precisão. Para auxiliar nossa avaliação deste quesito, na Figura 11 temos a ilustração dos dados de avaliação do tempo de simulação para estrutura com 3 anéis ressonantes de 1,7

μm de raio, em função da resolução adotada ou tamanho da partição (*grid size*), simulados em 2D.

Este tempo de simulação em 2D pode variar entre 20 e 400 minutos, ou seja, uma variação de 20 vezes no tempo de simulação, dependendo exclusivamente do tamanho da partição selecionada entre 0,01 μm e 0,05 μm .

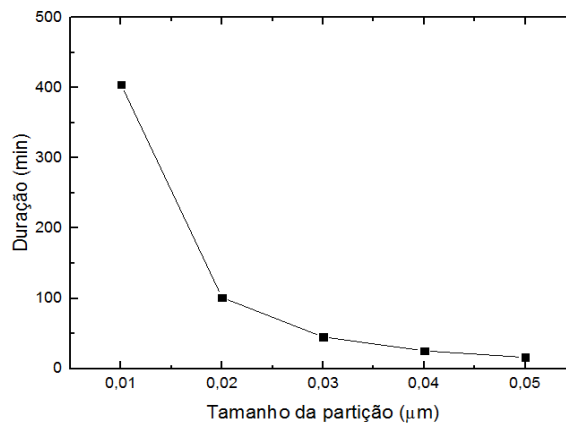


Figura 11 – Tempo de simulação em minutos, para estrutura com 3 anéis ressonantes de 1,7 μm de raio.

Foi investigado também o impacto do tamanho da grade no comprimento de onda central das leituras. Como ilustrado na Figura 12, à medida que aumentamos o tamanho da grade de 0,01 μm para 0,05 μm , observa-se também um deslocamento do comprimento de onda central das leituras de 0 para 14 nm. Apesar desta alteração, não houve mudança no FSR. Portanto, deve-se observar

com cuidado a redução do tempo de simulação pelo ajuste do tamanho da partição, pois há uma implicação no deslocamento das ressonâncias.

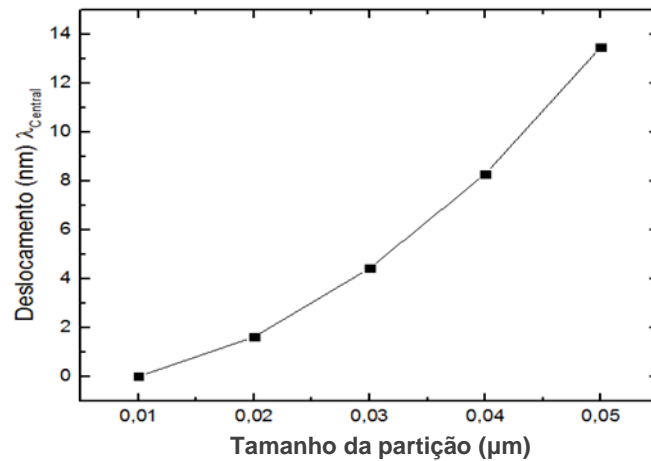


Figura 12- Deslocamento do comprimento de onda central, relativo à 1,334 μm , para estrutura com 3 anéis ressoantes com 1,7 μm de diâmetro.

Constatou-se que simulações em 3D consomem muito tempo e só se justificam se os resultados em 2D apresentarem algum tipo de imprecisão relevante para os parâmetros de análise.

Para obter-se uma boa qualidade nas simulações FDTD no Rsoft, deve-se determinar apropriadamente o tempo de observação ou tempo de parada (*stop time*), parâmetro este que determina a duração da simulação. O programa permite que se defina este tempo de parada de forma manual ou automática. Neste último, pode-se permitir que o Rsoft calcule um limite de convergência dos dados, para o qual um aumento no tempo de simulação não altera de forma significativa a qualidade do resultado. A Figura 13 ilustra um exemplo em que os dados são gerados com diferentes tempos de observação. Pode-se observar que quando aumentamos o tempo de parada, obtém-se uma série de dados com resolução maior, logo, pode-se observar que ao reduzirmos o número de pontos, eventualmente pode-se perder parte da informação. Como exemplo, em muitas

de nossas simulações, um tempo de parada igual a $7500 cT$, em que c é a velocidade da luz e T o tempo, mostrou-se baixo, ao passo que um tempo de $35000 cT$ mostrou-se suficiente.

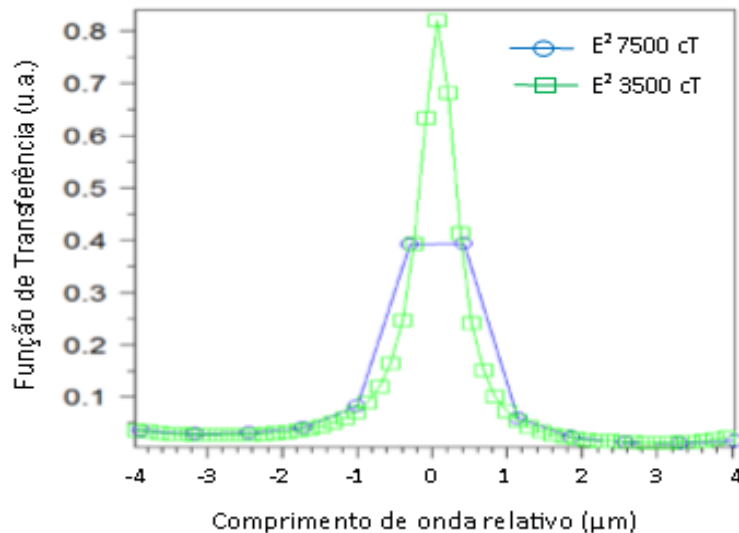


Figura 13– Influência do tempo de observação na resolução das simulações.

Devemos notar que ao desejarmos observar a estrutura funcionando ao longo de período de tempo maior, o tempo de simulação do Rsoft também será maior. Além disso, ao aumentarmos o tamanho físico da estrutura (por exemplo, a partir da adição de anéis, do aumento no raio desses anéis ou da utilização de barramentos mais longos), maior será o tempo necessário para propagação da luz pela estrutura completa e, por consequência, maior será o tempo necessário para simular este dispositivo. Tem-se então uma dupla penalidade neste caso, uma por parte do aumento no número de pontos, que é a área da estrutura dividida pelo tamanho da partição e a outra pela necessidade de observação do funcionamento da estrutura por mais tempo, o que exige esperar a propagação da luz no tempo desejado.

Outro aspecto da configuração do *software* é quanto ao modo de polarização TM ou TE propagado pelo guia. Para simulações em 2D, deve-se configurar o programa para a polarização oposta à que o guia possui em 3D, ou seja, para simular o modo TE propagando em um guia 3D, mas utilizando o modo de simulação 2D, deve-se configurar o programa em 2D com modo TM.

Os parâmetros adotados para nossas simulações, que possibilitaram bom compromisso entre tempo e precisão para simulação em 2D, são o tamanho da grade de $0,03 \mu\text{m}$, limite de parada por convergência, sem limite de tempo, espaçamento de frequência (*frequency spacing*) de $5 \times 10^{-6} \mu\text{m}^{-1}$ e limite de parada (*stop criteria*) 10^{-3} cT, para simulações em que a largura de banda medida em -3dB seja superior a 15 GHz. Para larguras de banda inferiores, utiliza-se o limite de parada de 10^{-5} cT. Com estes parâmetros as leituras são realizadas aproximadamente a cada $0,0122 \text{ nm}$ ou $1,468 \text{ GHz}$.

Para complementar nosso estudo, fizemos uma análise mais criteriosa entre os resultados do RSOFT e o formalismo das matrizes de transferência. Para isso, foi desenvolvido um programa no *Scilab*®, utilizando as equações do Capítulo 2 deste trabalho. As diferenças entre as duas abordagens são antecipadamente esperadas, pois o Rsoft leva em conta a dispersão e as perdas do guia de onda, que não são contempladas no modelo matemático desenvolvido a partir das matrizes de propagação.

3.2 – ESTRUTURAS INVESTIGADAS

Nesta seção, serão apresentadas as principais estruturas investigadas, começando pela estrutura com múltiplos anéis ressonantes operando em $1,334 \mu\text{m}$ e passando para um arranjo semelhante com múltiplos anéis, operando na

região de $1,55 \mu\text{m}$. A seguir, apresenta-se a estrutura com múltiplos anéis desacoplados e depois uma estrutura com anéis assimétricos, baseados em uma célula de três anéis e por último, uma célula de quatro anéis.

3.2.1 – ESTRUTURAS COM UM, DOIS, TRÊS E CINCO ANÉIS SIMÉTRICOS OPERANDO EM $1,334 \mu\text{m}$.

As estruturas iniciais utilizadas nas simulações são as mesmas de [15], do qual retiramos as informações para montar os primeiros cenários de simulações com anéis ressonantes em série. O estudo está baseado em uma estrutura 2D, que possui anéis com raio de $1,70 \mu\text{m}$, guia de onda de largura de $0,20 \mu\text{m}$ e espaçamento entre anéis entre $0,20 \mu\text{m}$ e $0,36 \mu\text{m}$. O índice de refração do guia é $3,0$ e ele está envolvido em um material cujo índice é $1,0$. Ainda em [15], há exemplos da ordem de um a três anéis e equacionamento para múltiplos anéis. Figura 14 ilustra os arranjos desta seção que serão investigados no próximo capítulo.

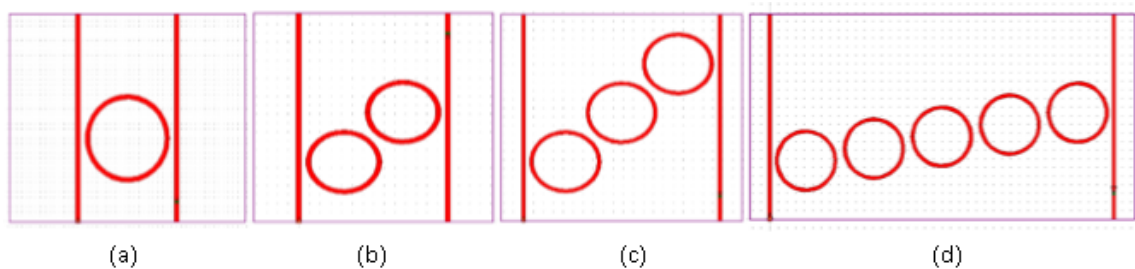


Figura 14 – (a). Arranjo OBPF com um anel; (b) arranjo de OBPF com dois anéis; (c) arranjo de OPBF com três anéis; (d) arranjo de OBPF com cinco anéis, todos operando na região de $1,334 \mu\text{m}$.

3.2.2 – ESTRUTURAS COM UM, DOIS, TRÊS E CINCO ANÉIS SIMÉTRICOS OPERANDO EM $1,55 \mu\text{m}$.

Os arranjos apresentados nesta seção têm a mesma estrutura daqueles apresentados na anterior, como ilustrado na Figura 15, porém as dimensões dos

anéis foram ajustadas para que os comprimentos de onda de ressonância estejam na janela de $1,55 \mu\text{m}$. Os raios dos anéis foram alterados para $5 \mu\text{m}$ e a largura dos guias para $0,45 \mu\text{m}$, tomando como referência as dimensões utilizadas em [21][31][29]. Os parâmetros 3D deste guia foram utilizados para determinação de padrões equivalentes para simulação em 2D, de modo que a simulação 2D reproduza os resultados da estrutura 3D. Os índices de refração são de 3,45 para o guia e de 1,45 para o substrato e a cobertura, Foram realizados ajustes nos espaçamentos entre os guias para obtermos melhores resultados no perfil do filtro, observando-se um espaçamento mínimo de $0,20 \mu\text{m}$.

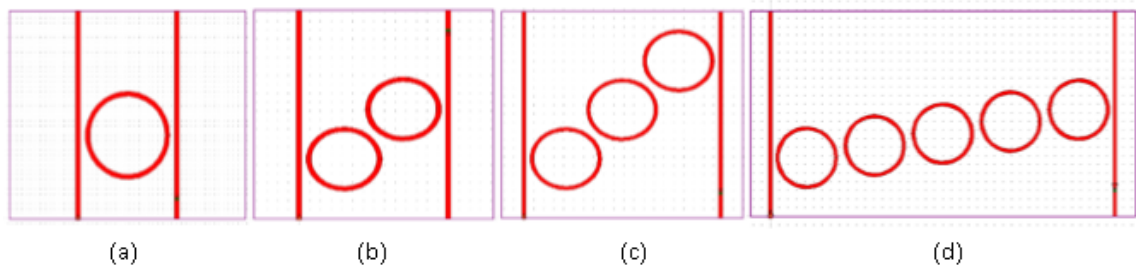


Figura 15– (a). Arranjo OBPF com um anel; (b) arranjo de OBPF com dois anéis; (c) arranjo de OPBF com três anéis;(d) arranjo de OBPF com cinco anéis, todos operando na região de $1,55 \mu\text{m}$.

3.2.3 – ESTRUTURAS COM MÚLTIPLOS ANÉIS SIMÉTRICOS NÃO ACOPLADOS OPERANDO EM $1,55 \mu\text{m}$

Nesta fase das simulações, foi utilizada a mesma configuração de guias da fase anterior, porém os arranjos foram realizados de modo que os anéis não estivessem acoplados entre si, como ilustrado na Figura 16. Foram simulados um, três, seis e nove anéis em série, cujos raios são de $5 \mu\text{m}$ e a largura dos guias de $0,45 \mu\text{m}$, a distância entre os anéis é de $38,5 \mu\text{m}$ e o espaçamento entre os guias e os anéis é de $0,22 \mu\text{m}$.

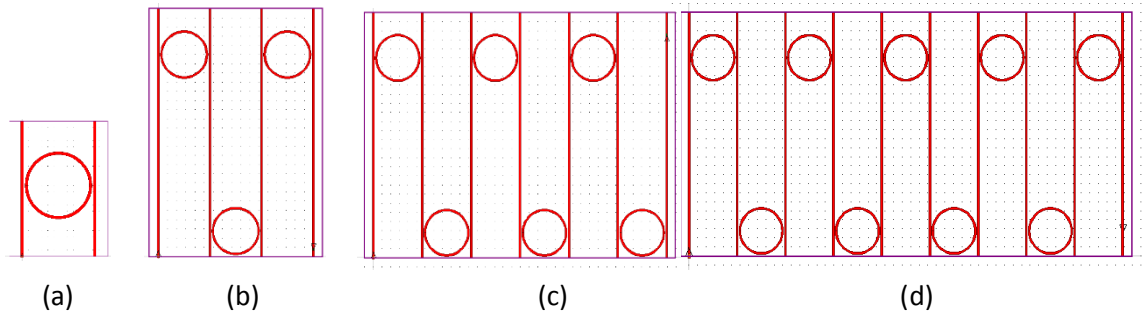


Figura 16– (a). Arranjo OBPF com um anel; (b) arranjo de OBPF com três anéis; (c) arranjo de OPBF com seis anéis; (d) arranjo de OBPF com nove anéis.

3.2.4 – ESTRUTURAS COM MÚLTIPLOS ANÉIS ASSIMÉTRICOS OPERANDO

EM 1,55 μm .

Nesta fase das simulações, foram utilizados os mesmos parâmetros das Seções 3.2.3 e 3.2.4, porém criando uma assimetria na estrutura com três anéis. Caracterizada pela alteração do raio do anel central de 5 μm para 2,5 μm . O propósito destas simulações foi estudar o impacto da assimetria dos anéis no perfil das ressonâncias. Esta estrutura foi chamada de “OoO” pelo formato dos arranjos, quando reduzimos o anel central. Foram simuladas disposições em forma de cascata deste arranjo, com um total de seis a nove anéis, como ilustrado na Figura 17.

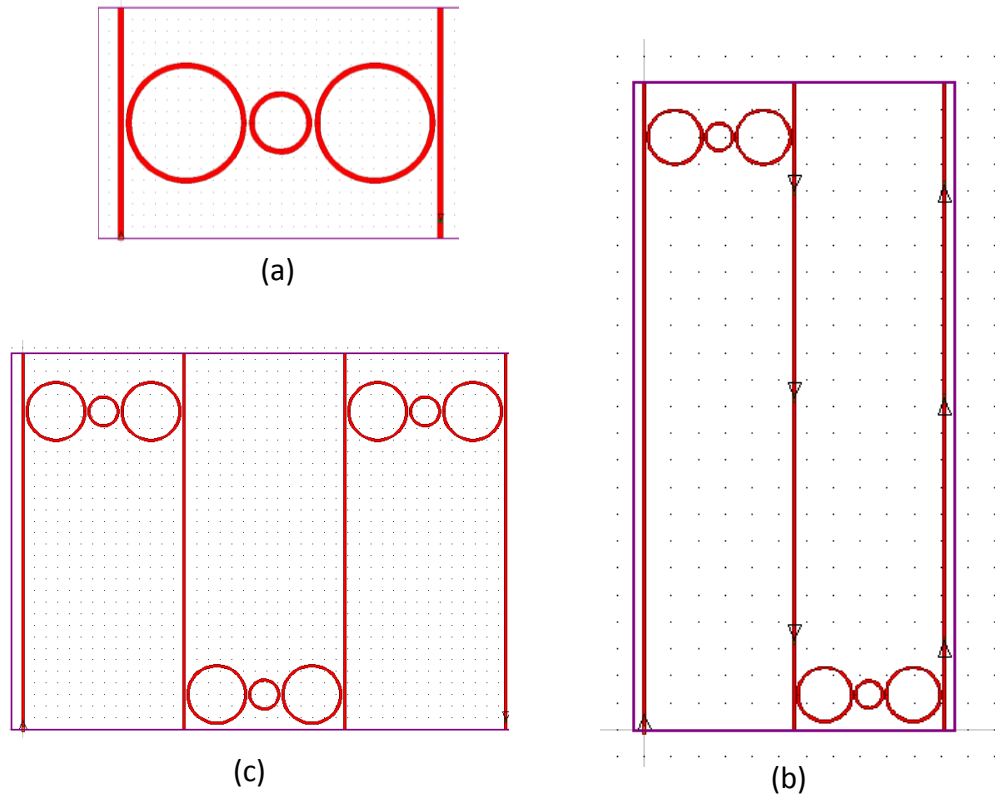


Figura 17 – (a) arranjo OBPF assimétrico com três anéis; (b) arranjo de OBPF assimétrico com seis anéis; (c) arranjo de OPBF assimétrico com nove anéis

3.2.5 – ESTRUTURAS COM QUATRO ANÉIS ASSIMÉTRICOS OPERANDO EM 1,55 μm .

Na estrutura ilustrada na Figura 17 temos 4 anéis ressonantes em série, sendo que os das extremidades são maiores e possuem raio de 5 μm e os centrais, raio de 2,5 μm . Os parâmetros 3D deste guia foram utilizados para determinação de parâmetros equivalentes para simulação em 2D. Os índices de refração são de 3,45 para o guia e 1,45 para o substrato e cobertura, valores estes também utilizados nas demais simulações na região de 1,55 μm . Esta estrutura, é denominada de OooO, e o propósito de estudá-la é averiguar se haveria algum benefício no perfil do espectro do filtro ao se adicionar mais um anel central de diâmetro reduzido à estrutura.

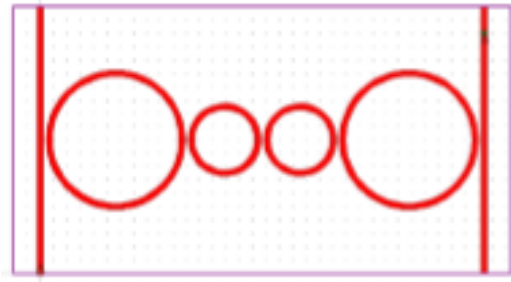


Figura 18 – (a). Arranjo OBPF assimétrico com quatro anéis

4. RESULTADOS

Neste capítulo, apresentam-se os resultados das simulações listadas no Capítulo 3. Na Seção 4.1, discutimos os resultados do arranjo de múltiplos anéis em $1,334\mu\text{m}$ e sua comparação com os resultados da teoria. Na Seção 4.2, os resultados das simulações dos arranjos com múltiplos anéis simétricos em série, operando na região de $1,55\mu\text{m}$, são abordados. Na Seção 4.3, são mostrados os resultados das simulações dos arranjos com múltiplos anéis simétricos não acoplados. Na Seção 4.4, apresentam-se os resultados dos arranjos assimétricos com três anéis denominados de “OoO” e as disposições em forma de cascata deste arranjo. Na Seção 4.5, exibe os resultados da estrutura com quatro anéis assimétricos. Por fim na Seção 4.6, é feita uma análise comparativa entre as estruturas.

4.1 – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES DA SEÇÃO 3.2.1

Nestas simulações iniciais, objetivou-se comparar os resultados da ferramenta de simulação com os previstos na teoria. Em [15] temos o equacionamento de anéis ressonantes em 2D, sendo que os guias de onda de índice de refração 3,0 estão imersos no ar, com índice de refração 1,0 e operam em modo TE.

Realizou-se uma análise comparativa entre os resultados de [15], e os resultados analíticos, obtidos a partir de um programa elaborado no *Scilab*, baseado nas matrizes de transferência apresentadas no Capítulo 2. Na Figura 19, temos a ilustração das ressonâncias obtidas em [15] com os resultados analíticos. Observa-se que o comprimento de onda das ressonâncias calculadas e apresentada em [15] estão com boa concordância. As amplitudes das

ressonâncias podem ter sido afetadas pela resolução utilizada, causando certa diferença nos valores máximos. Já mencionamos esse efeito na Seção 3.1, especialmente neste tipo de configuração que os picos são muito estreitos.

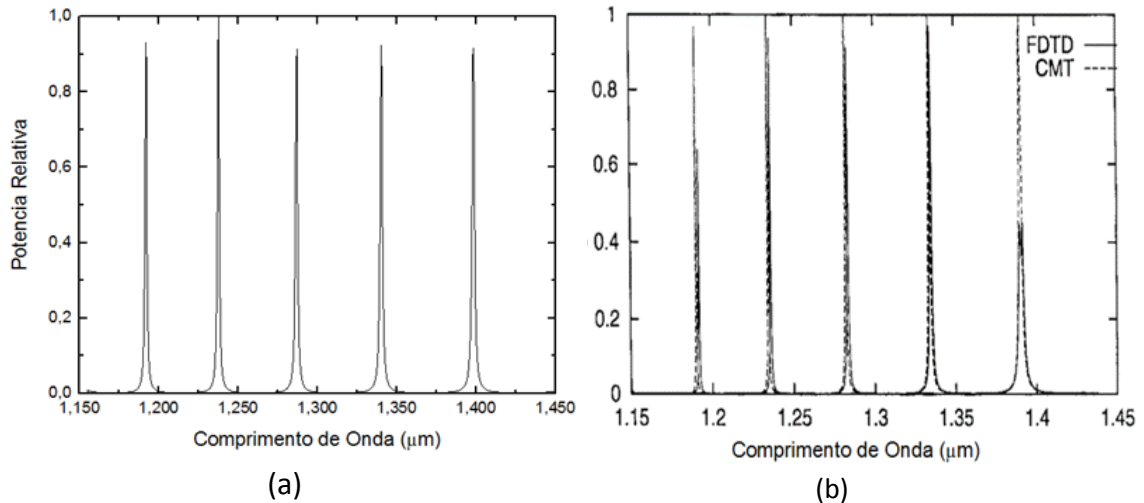


Figura 19 – (a) Ressonâncias Analíticas calculadas no *Scilab*;
(b) Gráfico extraído do artigo B. E. Little [15] © [IEEE 1997].

A Figura 20 ilustra os gráficos das funções de transferência para um, dois e três anéis. A função de transferência foi definida em (16b) como,

$$P_T = \left(\frac{1}{T_{11}} \right)^2 .$$

As amplitudes dos sinais normalizadas e apresentadas em dB estão muito próximas, e o deslocamento no comprimento de onda é de apenas 1,0 nm. Observa-se, portanto, uma excelente concordância entre os dados de [15] e os resultados analíticos neste caso também.

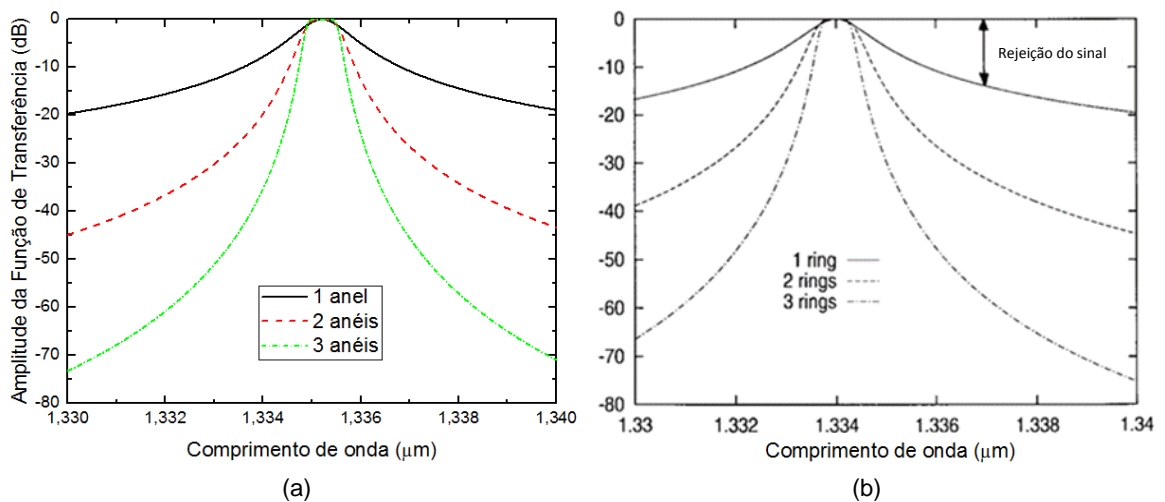


Figura 20 – (a) Funções de Transferência Analíticas calculadas no *Scilab*;

(b) Gráfico extraído do artigo B. E. Little [15] © [IEEE 1997].

Os resultados da simulação no Rsoft indicaram que as ressonâncias aparecem na faixa de observação do artigo, quando o índice do guia foi aumentado para valores acima de 3,2, ou a espessura do guia foi aumentada para 0,23 μm , uma vez que nestas simulações do Rsoft a dispersão e as perdas dos guias de onda são consideradas. Para podermos reproduzir as ressonâncias na mesma região indicada no artigo, optamos por não alterar os índices de refração indicados em [15], uma vez que qualquer alteração neste parâmetro teria impacto significativo no valor do FSR. Neste caso, somente aumentamos o tamanho do guia da simulação, uma vez que esta mudança tem impacto mais direto somente no índice de acoplamento entre os guias.

Comparando-se os dados simulados com os dados de [15] observam-se algumas diferenças, como: o aumento no número de ressonâncias de cinco para sete no intervalo espectral observado, com a conseqüente redução do FSR e as mudanças no espectro do ponto central da função de transferência. Esta função é aqui definida por:

$$H(\omega) = \frac{|E_{out}(\omega)|^2}{|E_{in}(\omega)|^2} \quad (28)$$

sendo $E_{in}(\omega)$ o campo de entrada e $E_{out}(\omega)$ de saída.

O ponto central da função de transferência, ocorre em 1,328 μm em vez de 1,334 μm , como nos dados de origem. Nota-se também um pequeno deslocamento entre os espectros, em função do número de anéis. Houve forte redução no valor máximo da atenuação, sendo mais acentuada nas simulações com três e cinco anéis, como ilustrado na Figura 21. O fator de forma, que é obtido pelo quociente entre a largura de banda, em -3dB, e a largura da banda, em -25dB, teve crescimento linear com o aumento do número de anéis, sendo mais influenciado pelo efeito de redução acentuada da largura de banda em -25dB. Este efeito não aparece de forma tão acentuada na largura de banda medida em -3dB, em cujo ponto se observa o contrário, isto é, um aumento da largura de banda, quando comparamos o resultado de um para dois, assim como de três para cinco anéis.

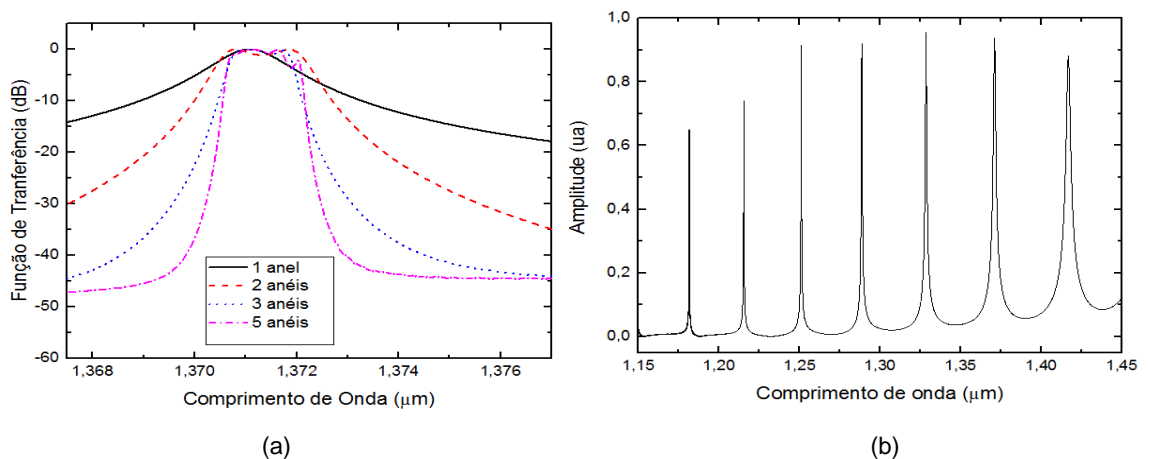


Figura 21 – (a) Função de Transferência obtidas no RSOFT.

(b) Ressonâncias obtidas no RSOFT

Há uma pequena variação na perda de inserção, que é o decréscimo de potência no ponto máximo da função de transferência, entre 0,4 dB e 1,24 dB para um e cinco anéis, respectivamente. A atenuação também cresce com o número de anéis, indo de cerca de 28 dB para cerca de 60 dB. O FSR medido apresentou uma pequena variação, para as diferentes configurações, devido às oscilações ou *ripple* no topo do perfil da função de transferência. Outro fator que será explorado mais adiante, neste trabalho, será em relação à área do arranjo e os compromissos entre tamanho e desempenho do filtro. A Tabela 1 apresenta os detalhes dos dados coletados das simulações.

Tabela 1 – Resumo das medições da estrutura da seção 3.2.1

Número de Anéis	Perda de Inserção (dB)	ATENUAÇÃO (dB)	AREA (μm^2)	FSR (μm)	Fator de Forma	λ Central (μm)	Largura de banda @ -3dB (GHz)	Largura de banda @ -25dB (GHz)
1	0,40	28,49	30	0,04205	0,06	1,32855	135,9	2.376,3
2	0,67	57,46	86	0,04252	0,14	1,32868	191,9	1.370,8
3	0,54	61,46	122	0,04250	0,45	1,32860	122,3	271,7
5	1,24	59,96	242	0,04287	0,74	1,32863	144,4	195,3

4.2 – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES DA SEÇÃO 3.2.2

Nesta etapa das simulações, foram elaborados arranjos com um, dois, três e cinco anéis em série, simulados para operação na região de $1,55\mu\text{m}$. O guia de onda também foi modificado para um guia utilizado em [29][21], tipo fita ou *strip*, de dimensões $0,450\mu\text{m}$ de largura por $0,220\mu\text{m}$ de altura, com índices de refração do núcleo dos guias de 3,45 e do substrato de 1,45. Realizou-se, no simulador, a conversão do guia de 3D para 2D. Os raios dos anéis são de $5\mu\text{m}$ e os espaçamentos entre guias e anéis variam de $0,20\mu\text{m}$ a $0,45\mu\text{m}$. Como será demonstrado a seguir, esta configuração levou aos melhores resultados de nossa análise em termos de largura de banda e ondulação no topo do perfil do espectro.

Nestas simulações, observamos alguns aspectos do funcionamento dos arranjos de anéis ressonantes para elaboração de filtros. Observa-se que o fator de forma responde de maneira monotônica ao aumento da ordem, de 0,06 para 0,65, quando passamos de um para cinco anéis. Este resultado é influenciado pela resposta na base do perfil do espectro, na medida da largura de banda em -25 dB. Na região mais ao topo do perfil do espectro, ou seja, na largura de banda medida em -3 dB, não houve redução acentuada da largura de banda com o aumento da ordem do OBPF. Neste ponto, este arranjo, respondeu de forma negativa ao aumento da ordem. Observa-se também um pequeno deslocamento menor que 0,1 nm no comprimento de onda central, calculado com base nas medições de largura de banda em -3 dB. Os espectros estão ilustrados na Figura 20.

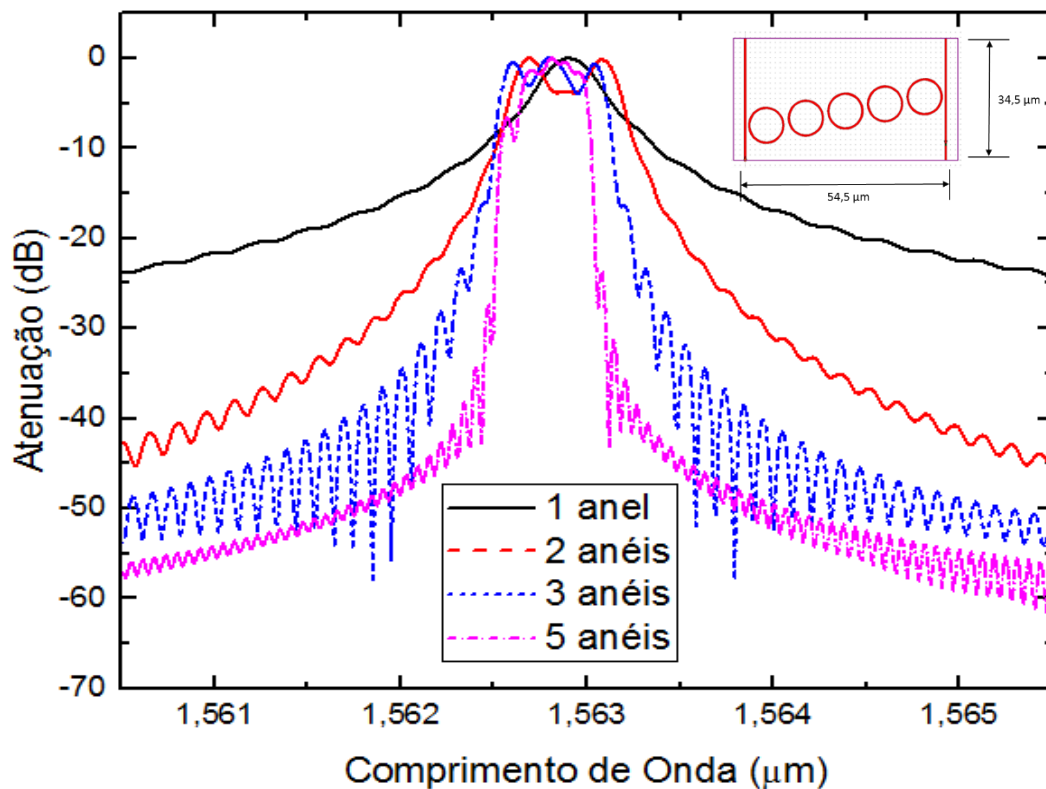


Figura 22 – Função de Transferência obtida no RSOFIT das estruturas da seção 3.2.2. e detalhe do arranjo com cinco anéis acoplados.

Observa-se ainda nos resultados das simulações que nestes arranjos há uma região em que ocorre o favorecimento da formação de um patamar de planicidade no topo do perfil do espectro. Esta região é importante para o nosso estudo, e pode ser controlada pelo índice de acoplamento entre os anéis durante o projeto ou termicamente após fabricação, com a introdução de aquecedores junto aos anéis. A atenuação máxima muda de 33 dB para um anel, para um patamar de aproximadamente 60 dB de atenuação, mas a partir de dois anéis não há mais um crescimento significativo deste parâmetro. Observa-se que as perdas de inserção mantiveram-se baixas e que o FSR também se manteve igual em todas as 4 configurações. Este tipo de dispositivo tem aplicação para filtragem de canais WDM. A Tabela 2 traz detalhes dos dados coletados para estas simulações.

Tabela 2 – Resumo das medições da estrutura da seção 3.2.2

Número de Anéis	Perda de Inserção (dB)	ATENUAÇÃO (dB)	AREA (μm^2)	FSR (μm)	Fator de Forma	λ Central (μm)	Largura de banda @-3dB (GHz)	Largura de banda @ -25dB (GHz)
1	0,426	33,22	228	0,0246	0,06	1,56291	40,5	711,8
2	0,860	61,44	561	0,0245	0,34	1,56285	61,4	178,0
3	0,618	60,25	940	0,0245	0,52	1,56282	66,3	127,7
5	0,830	63,30	1.880	0,0245	0,65	1,56280	44,2	67,5

4.3 – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES DA SEÇÃO 3.2.3

Nesta etapa foram simulados arranjos com um, três, seis e nove anéis não acoplados, cujo objetivo foi estudar o comportamento das simulações, como se fossem sucessivos filtros independentes em série, sem que os anéis estivessem acoplados e interagindo entre si. A região original de observação é em torno de 1,55 μm e o guia de onda é o mesmo utilizado em [29][21], tipo fita, com dimensões 0,450 μm de largura por 0,220 μm de altura, com índices de refração dos núcleos dos guias de 3,45 e do substrato de 1,45, convertidos para 2D no

simulador. Os raios dos anéis são de 5 μm e os espaçamentos entre guias e anéis são sempre 0,22 μm .

Os resultados obtidos nestas simulações demonstram que os patamares de largura de banda obtidos foram menores que nos arranjos anteriores, em que os anéis estavam acoplados, conforme indicado na Tabela 3.

Tabela 3 – Resumo das medições da estrutura da seção 3.2.3

Número de Anéis	Perda de Inserção (dB)	ATENUAÇÃO (dB)	AREA (μm^2)	FSR (μm)	Fator de Forma	λ Central (μm)	Largura de banda @-3dB (GHz)	Largura de banda @ -25dB (GHz)
1	0,42	33,33	252	0,02490	0,06	1,56291	40,5	710,6
3	1,28	61,88	718	0,02448	0,26	1,56292	23,3	89,0
6	9,00	52,16	3692	0,02449	0,25	1,56291	16,0	63,8
9	18,54	46,82	5562	0,02461	0,14	1,56289	23,3	171,8

A largura de banda medida em -3 dB, para os arranjos com três e seis anéis atingiram os valores de 23,3 GHz e 16 GHz, respectivamente. A largura de banda medida em -25 dB reduz entre um e seis anéis, porém, para nove anéis, o resultado apresenta um aumento na largura de banda. Este fato ocorre devido ao parâmetro de limite de parada (*stop criteria*), que, por tornar a simulação muito longa não, foi reduzido de 10^{-3} para 10^{-5} . Foi constatado que para larguras de banda inferiores a 15 GHz, há um comprometimento nas leituras, caso este parâmetro não seja alterado. Estes arranjos também não apresentam perfil com planicidade no topo do espectro, como ilustrado na Figura 23. O fator de forma responde crescendo progressivamente ao aumento da ordem do filtro, no intervalo entre um e seis anéis. Neste mesmo intervalo, observa-se um crescimento mais moderado do fator de forma em relação aos anéis acoplados, o melhor resultado para fator de forma foi de 0,26. Há um acréscimo mais substancial na perda de inserção em relação aos arranjos da seção anterior, sendo seus valores entre 0,42 dB até

18,55 dB, para um e nove anéis, respectivamente. Observa-se também que a atenuação máxima não cresce com o aumento da ordem do filtro.

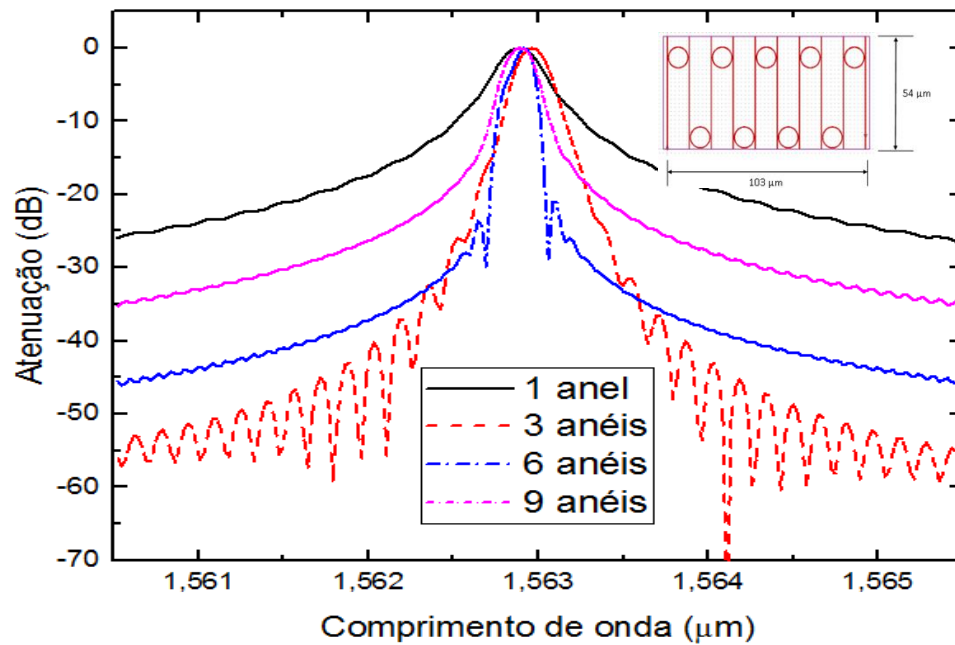


Figura 23 – Função de Transferência simuladas das estruturas da seção 3.2.3

Na Figura 24, temos a ilustração das funções de transferência simuladas, comparadas com as calculadas. Para o cálculo, utiliza-se o múltiplo de uma função de transferência de um filtro de menor ordem e observa-se que para três e seis anéis, há uma boa concordância. No caso de nove anéis, não ocorre boa concordância, pois, como já explicado anteriormente, há uma limitação na redução da largura de banda obtida na simulação, quando o limite de parada não é reduzido.

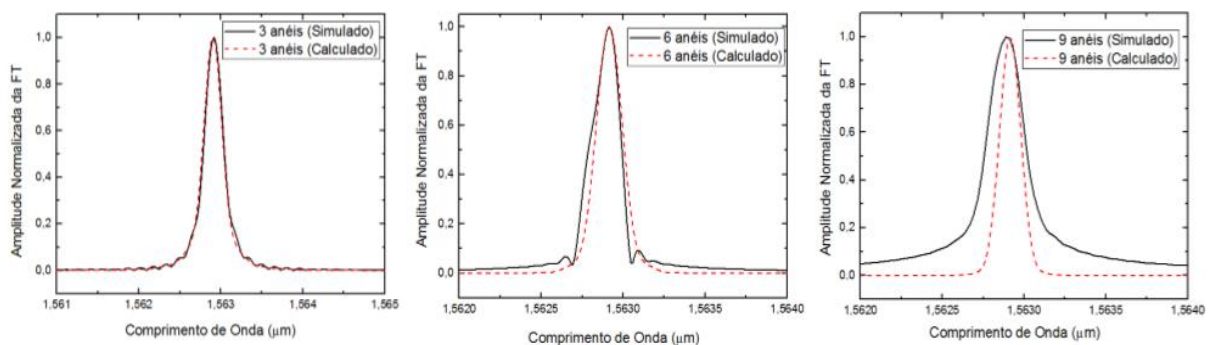


Figura 24 – Funções de Transferência simuladas e calculadas das estruturas da seção 3.2.3

4.4 – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES DA SEÇÃO 3.2.4

Nesta etapa, foram simulados arranjos com um, três, seis e nove anéis, sendo que o arranjo inicial desta série é uma estrutura assimétrica em que o raio do primeiro e do terceiro anel são 5 μm e o raio do segundo é 2,5 μm . A região de operação está em torno de 1,55 μm e o guia de onda é o mesmo utilizado em [29][21], tipo fita, com dimensões 0,450 μm de largura por 0,220 μm de altura, com índices de refração dos núcleos dos guias de 3,45 e do substrato de 1,45, convertidos para 2D no simulador. Os espaçamentos entre guias e anéis estão entre 0,22 μm e 0,25 μm . O parâmetro limite de parada (*stop criteria*) foi reduzido de 10^{-3} para 10^{-5} com objetivo de melhorar a resolução dos resultados das simulações para largura de banda inferiores a 15 GHz. Para mitigar efeitos de acoplamento entre os estágios, a distância entre cada célula, nas simulações de seis e nove anéis, foi aumentada. Para seis anéis, a distância de separação entre os estágios foi de 103,5 μm e para nove anéis, foi de 49 μm . Estes arranjos assimétricos apresentaram redução na largura de banda medida em -3dB em relação aos arranjos anteriores, atingindo o valor de 11,7 GHz, na configuração inicial com três anéis. O fator de forma atinge 0,18, e a perda de inserção fica em 3,97 dB e a atenuação em 46 dB. Para o arranjo com 2 x OoO, a largura de banda caiu para 8,6 GHz e o fator de forma foi de 0,29. No caso do arranjo com 3 x OoO, reduzimos a distância de 103,5 μm para 49 μm , para racionalizar o tempo de

simulação. Os resultados foram largura de banda de 7,1 GHz e fator de forma de 0,26. A Figura 25 ilustra as funções de transferência.

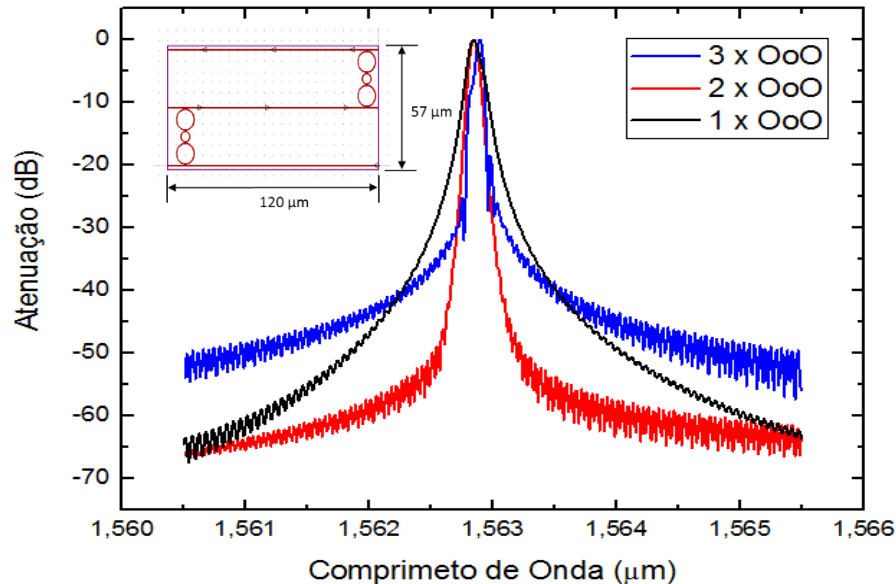


Figura 25 – Função de Transferência obtida no RSOFT das estruturas da seção 3.2.4 e detalhe do arranjo com 2xOoO.

A Tabela 4 apresenta detalhes dos dados simulados para estas simulações.

Tabela 4 – Resumo das medições da estrutura da seção 3.2.4

Número de Anéis	Perda de Inserção (dB)	ATENUAÇÃO (dB)	AREA (μm^2)	FSR (μm)	Fator de Forma	λ Central (μm)	Largura de banda @-3dB (GHz)	Largura de banda @ -25dB (GHz)
3	3,97	46,03	564	0,02465	0,18	1,56285	11,7	63,8
6	6,51	68,89	6660	0,02465	0,29	1,56285	8,6	29,5
9	11,50	53,50	6263	0,02461	0,26	1,56289	7,1	27,0

Com o objetivo de averiguar se haveria algum efeito de acoplamento entre os estágios, fizemos uma comparação entre as simulações de seis e nove anéis e as funções de transferência calculadas, utilizando o formalismo de sistemas lineares. As funções de transferência calculadas para seis e nove anéis, foram obtidas a partir dos resultados de simulação da estrutura OoO. Embora as três estruturas possuam comprimento dos barramentos diferentes, observa-se boa

concordância das funções de transferência para seis anéis. Para nove anéis, há uma boa concordância na metade superior do perfil, mas na metade inferior ocorre uma assimetria no perfil da simulação, que pode ser ainda consequência da distância inferior a de seis anéis, utilizada neste arranjo, resultando ainda em algum nível de acoplamento. A Figura 26 ilustra as funções de transferência simuladas e calculadas.

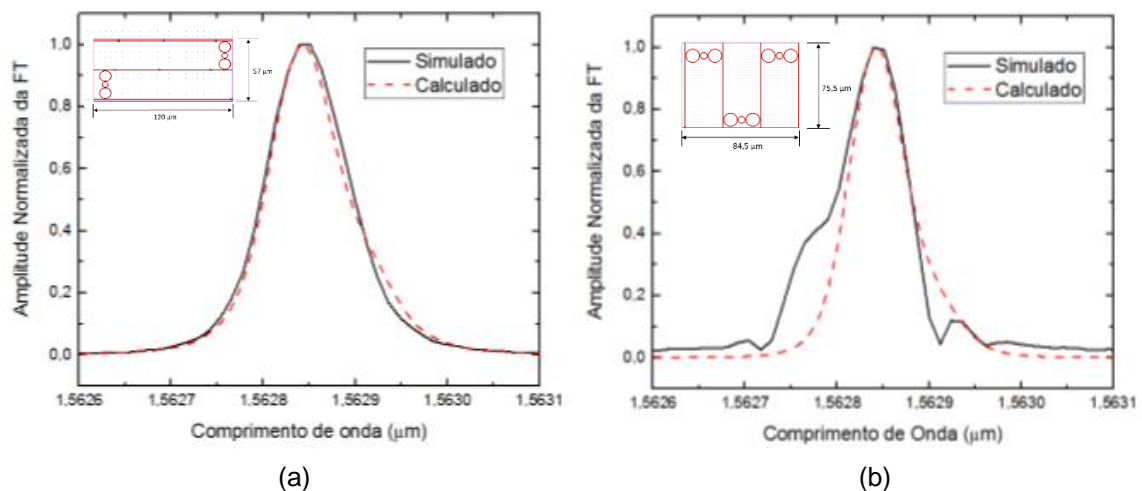


Figura 26 – (a) Função de transferência simulada e calculada para estrutura de seis anéis em série; (b) Função de transferência simulada e calculada para estrutura de nove anéis em série

4.5 – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES DA SEÇÃO 3.2.5

Nesta etapa, foi simulado um arranjo com quatro anéis, com uma estrutura assimétrica, em que os raios do primeiro e do quarto anel são $5 \mu\text{m}$, e os raios do segundo e do terceiro anéis são de $2,5 \mu\text{m}$. O objetivo é estudar o comportamento de arranjos assimétricos nas simulações. A região de operação está em torno de $1,55 \mu\text{m}$ e o guia de onda é o mesmo utilizado em [29][21], tipo fita, com dimensões $0,450 \mu\text{m}$ de largura por $0,220 \mu\text{m}$ de altura, com índices de refração dos guias $3,45$ e do substrato de $1,45$, convertidos para 2D no simulador. Os espaçamentos entre guias e anéis estão entre $0,22 \mu\text{m}$ e $0,25 \mu\text{m}$.

Esta configuração atingiu resultados inferiores aos da configuração assimétrica com três anéis, com largura de banda medida em -3 dB de 13,7 GHz e fator de forma de 0,18. Houve aumento significativo na perda de inserção, atingindo 23,3 dB, e a atenuação máxima foi menor, atingindo 46,7 dB. Na Tabela 5, temos os detalhes dos dados e, na Figura 27, a ilustração da função de transferência. Não realizamos testes com mais estruturas em série, pois os resultados iniciais não apresentaram vantagens em relação à estrutura com três anéis.

Tabela 5 – Resumo das medições da estrutura da seção 3.2.5

Número de Anéis	Perda de Inserção (dB)	ATENUAÇÃO (dB)	AREA (μm^2)	FSR (μm)	Fator de Forma	λ Central (μm)	Largura de banda @-3dB (GHz)	Largura de banda @ -25dB (GHz)
4	23,29	46,71	696	0,0252	0,18	1,5628	13,7	76,1

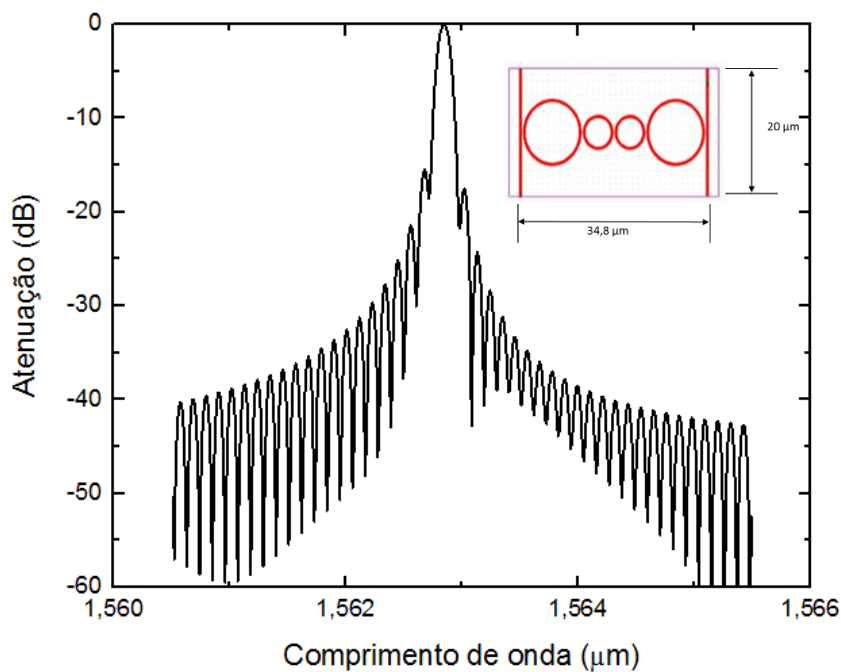


Figura 27– Função de Transferência obtida pela simulação Rsoft para quatro anéis assimétricos, da seção 3.2.5. e detalhe do arranjo OooO.

4.6 – ANÁLISE COMPARATIVA DAS ESTRUTURAS

Quanto à largura de banda, os resultados indicam que as estruturas assimétricas possuem resultados superiores, ou seja, menor largura de banda, que as demais estruturas. Nos arranjos com anéis acoplados, a largura de banda, ficou entre 14,9 GHz e 40,5 GHz. Os arranjos não acoplados tiveram resultados entre 20 GHz e 40 GHz e os arranjos assimétricos ficaram na faixa de 7GHz e 14 GHz, com número inferior de anéis, o que resulta em menor área ocupada.

Quanto ao fator de forma, observa-se um desempenho superior dos anéis acoplados. Seu fator de forma cresce de forma monotônica com o aumento da ordem do filtro ou com o aumento do número de anéis, variando de 0,06 até 0,65, efeito este decorrente da interação entre os anéis. Os arranjos assimétricos, aparecem a seguir, com fatores de forma entre 0,18 e 0,29, superando os anéis não acoplados a partir de seis anéis. Os arranjos com anéis não acoplados têm fatores de forma inferiores a 0,25. A Figura 28 ilustra os dados comparativos entre as estruturas, para a largura de banda e o fator de forma.

A atenuação e a perda de inserção resultante de cada arranjo na prática podem ser compensadas por uso de amplificadores posicionados adequadamente entre as estruturas investigadas. No entanto, o objetivo deste trabalho foi buscar estruturas de filtros que minimizem tal necessidade.

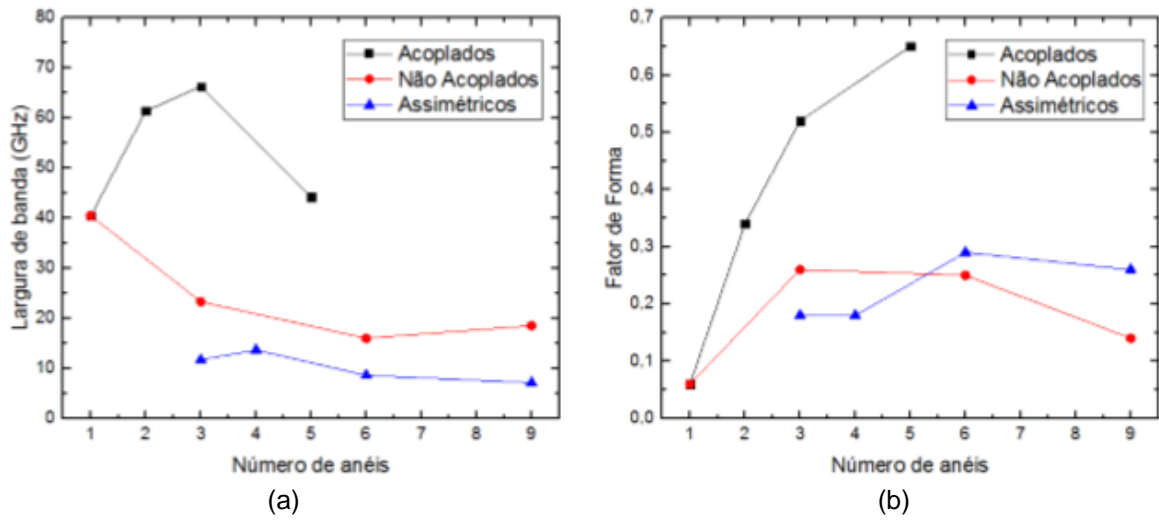


Figura 28– Comparativo entre arranjos simulados:(a) Largura de banda em função do número de anéis;(b) Fator de forma em função do número de anéis.

A estrutura 2 x OoO, foi a que apresentou melhor conjunto de resultados, com boa relação entre a largura de banda e o número de anéis. Além disso, esta estrutura demonstrou baixos níveis de atenuação e perda da inserção, com uma sensível melhora no fator de forma.

5. APLICAÇÃO

Neste capítulo, apresentamos dois exemplos de aplicações para os filtros em fotônica de Silício desenvolvidos neste trabalho. Na Seção 5.1, apresentamos uma aplicação para rádio sobre fibra, por meio da qual a utilização do filtro aumenta o comprimento do enlace óptico. Na Seção 5.2, aborda-se a aplicação para filtragem de canais WDM.

5.1 – APLICAÇÃO EM RÁDIO SOBRE FIBRA

A crescente difusão das comunicações sem fio, a popularização de *tablets* e *smartphones*, têm criado um ambiente favorável para o desenvolvimento de tecnologias que possam prover enlaces de alta capacidade, capazes de transmitir sinais de RF. Estas soluções devem estar disponíveis especialmente em locais de grande concentração de usuários móveis, como *Shopping Centers*, áreas de eventos ou arenas desportivas. Nestas concentrações, há grande demanda de acesso móvel à Internet banda larga, transmissão de vídeo de alta definição e aplicações comerciais. Uma das soluções propostas para o atendimento destas demandas é o uso de pico células ou minienlaces, para munir pontos de acesso usando a tecnologia de Rádio sobre Fibra (*Radio over Fiber, RoF*) [32][13]. Este processo possibilita uma simplificação da infraestrutura, pois permite deslocar Estações Rádio Base (ERB) convencionais para dentro de uma Estação Central (EC), que pode concentrar várias ERBs. A Estação Base (EB) possui um *hardware* simplificado e de baixo custo conectado a antena de micro-ondas. A EB e a EC estão conectadas por enlaces de fibra óptica, que são utilizados para transmitir um sinal de Rádio Frequência (RF) entre elas, como ilustrado na Figura 29 [20].

Um dos maiores desafios encontrados na implementação de enlaces RoF está relacionado ao efeito de desvanecimento de potência do sinal [13] descrito a seguir. De fato, no caso de sistemas de rádio-sobre-fibra, o sinal de RF em uma frequência f_{RF} , modulado ao redor de uma portadora óptica, cuja frequência é f_C , origina duas componentes espectrais centradas em $f_C \pm f_{RF}$. Devido à dispersão da fibra, cada uma destas componentes viaja com uma velocidade própria e chega ao fim da fibra com uma fase específica. A foto-deteção deste sinal é um processo não linear que leva ao batimento entre os sinais nas componentes $f_C - f_{RF}$, f_C e $f_C + f_{RF}$. Assim, dependendo da diferença de fase entre os sinais nas componentes $f_C \pm f_{RF}$, a potência do sinal fotodetectado, em f_{RF} , poderá estar desvanecida e, eventualmente, se anulará [32][13].

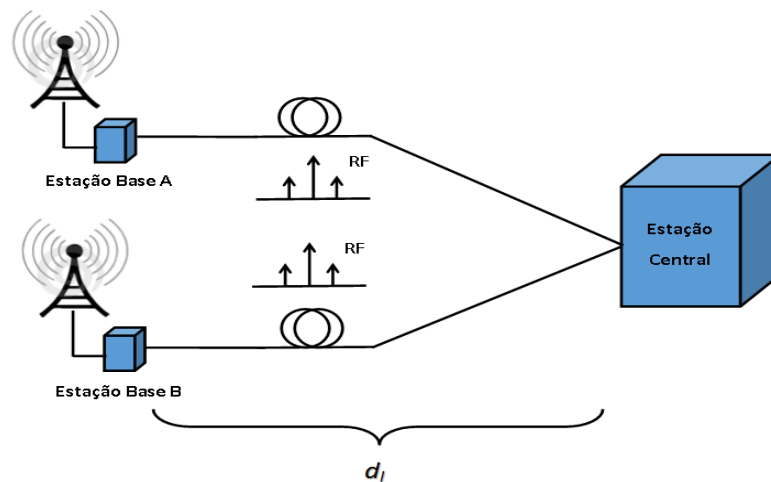


Figura 29– Topologia típica de Rádio sobre Fibra RoF.

A expressão para a corrente gerada pelo sinal de RF fotodetectado é:

$$i(t) = 2R\sqrt{P_0} \left\{ 1 + \frac{1}{4} m^2 \cos^2 \omega_m(t - \beta_1 L) + m \cos \left(\frac{1}{2} \beta_2 L \omega_m^2 \right) \cos^2 \omega_m(t - \beta_1 L) \right\} \quad (29)$$

em que a responsividade do receptor é representada por R , a potência do sinal de saída da fibra por P_0 , o índice de modulação por m , a frequência angular da portadora por ω_m , o comprimento do enlace por L , a dispersão de primeira ordem β_1 correspondendo à dispersão de primeira ordem e β_2 dado por [32]:

$$\beta_2 = -\frac{D\lambda^2}{2\pi c} \quad (30)$$

sendo D a dispersão cromática, λ o comprimento de onda óptico e c a velocidade da luz no vácuo. Neste caso, o comprimento de desvanecimento de ordem k é dado por [32]:

$$L_{Dk} = \frac{(2k+1)\pi}{\beta_2\omega_m^2} \quad (31)$$

Segundo [28], a propagação torna-se inviável para comprimentos maiores que L_{D0} , ou seja, após o primeiro componente em que a potência do sinal de RF torna-se nula. Para mitigar o desvanecimento do sinal, uma das propostas da literatura é realizar uma filtragem no domínio óptico, impedindo o batimento entre as componentes em $f_C \pm f_{RF}$. Em [33] temos um exemplo desta abordagem em que quatro OBPF de 100 GHz de largura de banda são colocados em série. Para demonstrar a aplicabilidade do OBPF desenvolvido neste trabalho, foram realizadas simulações no software *VPI Transmission Maker 9.3* da empresa VPIphotonics©.

Os seguintes parâmetros foram utilizados no arranjo ilustrado na Figura 30: Laser de entrada modulado em 193,125 THz, sinal de RF de 30GHz, potência óptica de saída do modulador ajustada para 0 dBm e o OBPF OoO, sintonizado em 193,1THz. Observa-se que frequências da ordem ou superiores a 30 GHz estão na faixa de ondas milimétricas (logo, a rigor, o sistema investigado é um sistema de ondas milimétricas sobre fibra), que é a faixa escolhida para as

supracitadas aplicações em picocélulas. O comprimento da fibra padrão d_f foi variado de 0 a 50km, e os parâmetros de atenuação, dispersão, inclinação de dispersão e o índice de não linearidade são de, 0,2 dB/km, 16×10^{-6} s/m², $0,08 \times 10^{-3}$ s/m³ e $2,6 \times 10^{-20}$ m²/W, respectivamente. O estágio fotodetector tem responsividade igual a 1 A/W. O filtro passa faixa de RF utilizado é do tipo Bessel com largura de banda de 5 GHz, centrado em 30 GHz.

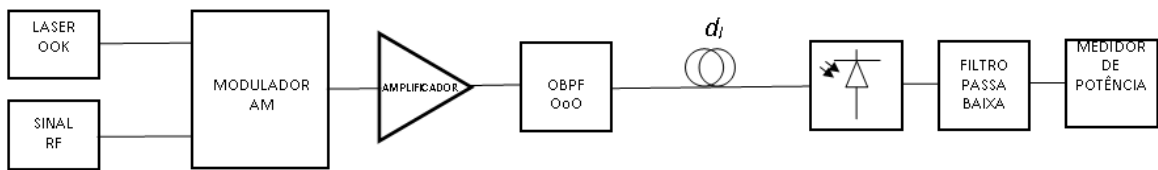


Figura 30– Arranjo para simulação de OBPF em RoF.

Os resultados ilustrados na Figura 28, indicam elevação do nível do sinal de -80 dBm para cerca de -55 dBm, próximo a 4 km de comprimento da fibra, onde ocorre a primeira extinção de potência, o que tornaria inviável assegurar a integridade da transmissão a partir deste ponto [13]. Com a utilização do nosso OBPF, observa-se que níveis de potência acima de -70dBm são obtidos até a região próxima de 40 km de comprimento da fibra, demonstrando que o OBPF desenvolvido neste trabalho ajudou a aumentar de pouco mais de 4 km para aproximadamente 40 km a distância de propagação. Resultados similares foram obtidos ao trocar a posição do filtro OoO da saída do transmissor para a entrada do receptor, no entanto a configuração apresentada na Figura 31 é vantajosa por reduzir a banda ocupada pelos sinais na propagação pela fibra.

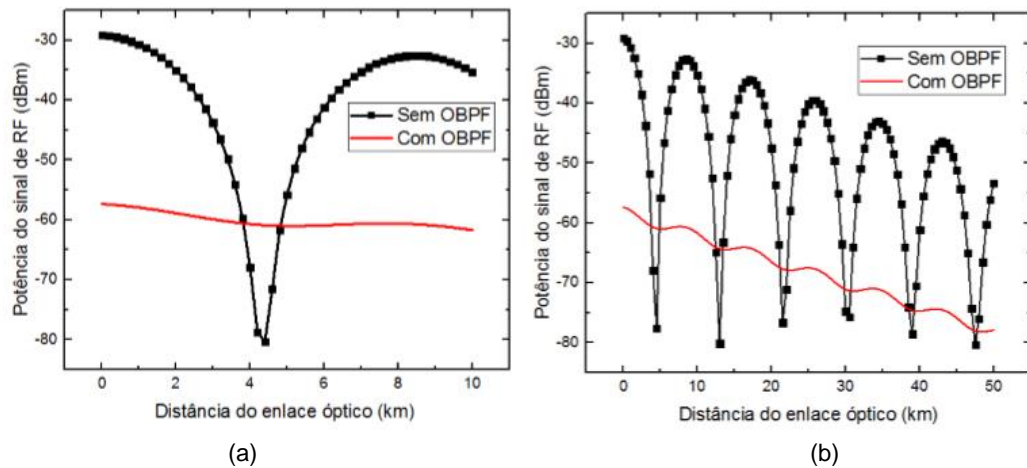


Figura 31– Potência do sinal em função do comprimento da fibra, medida no arranjo para simulação de enlace RoF para: a). até 10 km; b) até 50.km.

O OBPF com dois OoO, com cerca de 8,6 GHz de largura de banda, atingiu resultado satisfatório para o aumento da distância de propagação de sinais em RoF, trazendo uma perspectiva de simplificação e facilidade de integração com outros sistemas, com potencial redução de custo.

No melhor do nosso conhecimento, em comparação com outros resultados da literatura. Na Seção 1.4 deste trabalho apresentou-se o OBPF com Grade de Bragg a Fibras, múltiplos anéis de 47 μm ou anéis ressonantes com interferômetro Mach-Zehnder. A estrutura com dois OoO, com anéis de 5 μm e 2,5 μm atingiu resultado de largura de banda próximo a 8 GHz, com tamanho do filtro de aproximadamente 57 μm x 120 μm , cerca de 6 a 8 vezes menor que as de menor estrutura apresentada na literatura [18].

5.2 – APLICAÇÃO EM FILTRAGEM DA CANAL WDM

Outra aplicação potencial para os filtros em fotônica de Silício desenvolvidos neste trabalho, seria a filtragem de canais WDM. Para demonstrarmos esta aplicação, utilizaremos um filtro de anéis acoplados, com

cinco anéis simétricos de 5 μm de raio descritos na seção 3.2.1. Na Figura 32a, temos a ilustração do arranjo simulado no *VPI Transmission Maker 9.3*, em que os quatro canais ópticos modulados em 193,10 THz, 193,15 THz, 193,20 THz e 193,25 THz, são multiplexados e transmitidos pela fibra óptica, até chegarem ao estágio demultiplexador. O espectro dos canais multiplexados está ilustrado na Figura 32c. No estágio de demultiplexação, temos quatro filtros projetados em fotônica de Silício, com largura de banda de 44 GHz ilustrados na Figura 32b. Estes filtros estão sintonizados na frequência central de cada canal. O espectro de um destes canais separados está ilustrado na Figura 32d, em que podemos observar cerca de 34dB de separação, sem influência dos canais adjacentes.

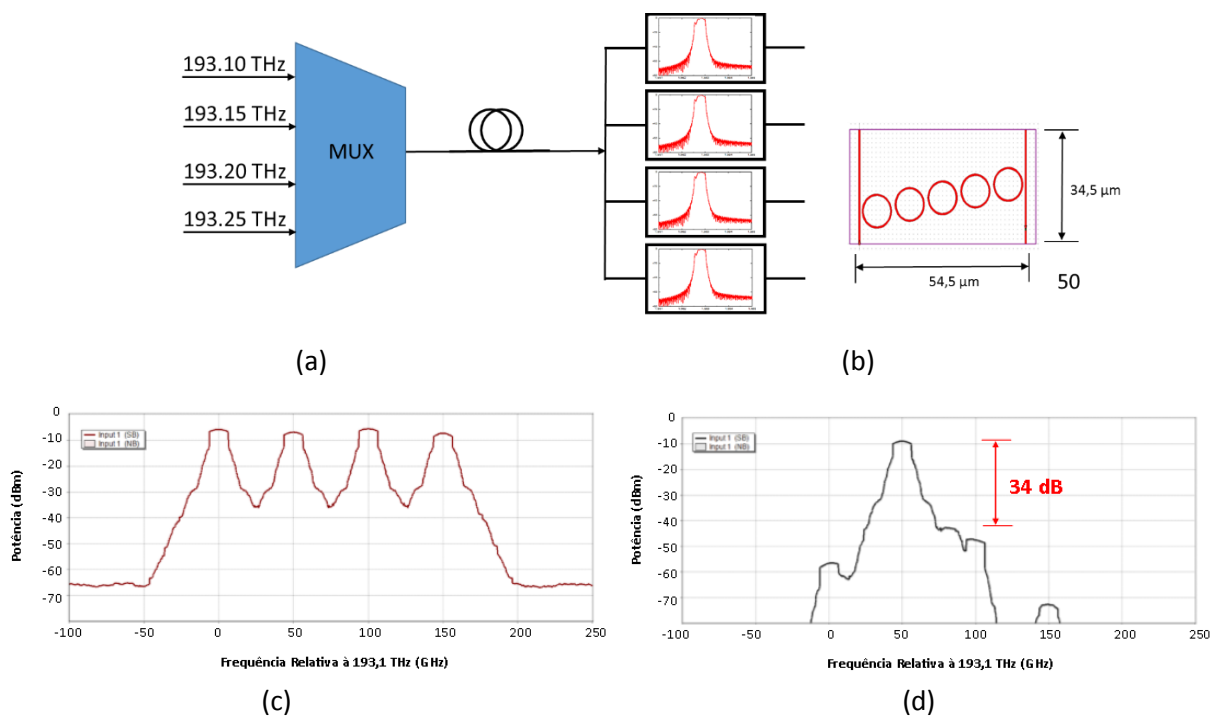


Figura 32: Arranjo para simulação separação canal WDM: a) Espectro do sinal multiplexado transmitido; b) Espectro Canal demultiplexado; c) Arranjo para simulação de separação de canais WDM com filtros em fotônica de Silício; d) Diagrama do filtro em fotônica de Silício com cinco anéis.

Concluindo, o filtro em fotônica de Silício, com cinco anéis simétricos de 5 μm , com dimensões de 54,5 μm x 34,5 μm ou 1880 μm^2 de área, realiza de forma satisfatória a filtragem de canais WDM.

6. CONCLUSÃO

O trabalho apresentado consistiu na investigação sistemática de vários arranjos de anéis ressonantes para a obtenção de OBPFs de banda estreita. Em particular, os resultados das simulações FDTD para a estrutura com dois OoO indicaram resultados de filtros com largura de banda de 8,6 GHz em uma área de apenas $6840 \mu\text{m}^2$ ou $57 \mu\text{m} \times 120 \mu\text{m}$, cerca de 6 a 8 vezes menor que as de menor estrutura apresentada na literatura [18]. Estes filtros têm grande potencial de aplicação para eliminar o efeito de desvanecimento de sinal de RoF. A eliminação do desvanecimento do sinal, permite prolongar o tamanho dos enlaces de fibra que transportam sinais na faixa de ~ 30 GHz (ondas milimétricas), modulados opticamente. Este tipo de sinal é essencial para prover alta capacidade aos usuários sem fio, localizados em picocélulas. De fato, nossos resultados também mostraram que esses filtros OoO podem estender o alcance dos referidos enlaces ópticos de 4 km para ~ 40 km de comprimento. A área reduzida destas estruturas tornam-nas promissoras para integração em um único *chip* com os primeiros transceptores ópticos, baseados em fotônica de Silício [8], que começaram a ser comercializados recentemente.

A possibilidade de cascatear vários OoOs para obter OBPFs com banda inferior a 8 GHz é atraente para utilização em WSS [26] e para gerar fatias ópticas consideradas para a criptografia óptica de sinais [5]. Testes preliminares simulados em *back to back* indicaram grande potencial para esta aplicação.

Outro resultado interessante obtido em nossa pesquisa é relativo às estruturas de cinco anéis acoplados, que apresentou banda de 44,2 GHz. Apesar de esta banda ser consideravelmente maior que a da estrutura OoO, o fator de

forma desta estrutura de anéis simétricos acoplados é de 0,65. Os perfis abruptos destes OBPFs tornam-nos candidatos interessantes para a separação de canais em sistemas WDM.

Um possível próximo passo para a continuidade deste trabalho consiste na fabricação, caracterização e confronto com os resultados das simulações, pois as dimensões físicas e o material utilizado tornam possíveis a construção de protótipos localmente. Outro passo seria pesquisar a utilização dos arranjos propostos neste trabalho para a obtenção de filtros com largura de banda abaixo de 7 GHz, arranjos que teriam grande potencial para aplicação, por exemplo, em criptografia óptica.

Uma ideia crucial é combinar ou cascatear estruturas diferentes para estudar seus efeitos e avaliar outras dimensões de guias, o que pode permitir a exploração de parâmetros diferentes de acoplamento, possibilitando uma redução substancial na área de substrato utilizada e, conseqüentemente, no seu custo. Para finalizar, há a possibilidade de aprofundar o estudo de outras configurações de anéis assimétricos com mais de três anéis e também estudar a utilização de formato de pistas de corrida (*race tracks*) como ressonantes.

7. TRABALHOS PUBLICADOS

C. Martins, C. A. Messani, C. J. Alves, E. A. M. Fagotto, and M. L. F. Abbade, "All-Optical Narrowband Spectral Slicing Encryption with Super-Gaussian Filters," in *ITS - 2014*, São Paulo.

REFERÊNCIAS

- [1] T. J. Xia, S. Gringeri, and M. Tomizawa, "High-capacity optical transport networks," *Commun. Mag. IEEE*, vol. 50, no. 11, pp. 170–178, 2012.
- [2] C. R. Giles and E. Desurvire, "Modeling Erbium-Doped Fiber Amplifiers SP," *J. Light. Technol.*, vol. 9, no. 2, 1991.
- [3] D. Cavendish, "Evolution of Optical Transport Technologies : From SONET / SDH to WDM," no. June, pp. 164–172, 2000.
- [4] L. Hutcheson, "FTTx : Current Status and the Future," *IEEE Communication Magazine*, no. July 2008, pp. 90–95, 2012.
- [5] M. L. F. Abbade, C. a. Messani, C. J. Alves, G. M. Taniguti, I. E. Fonseca, and E. a. M. Fagotto, "A new all-optical cryptography technique applied to WDM-compatible DPSK signals," *2013 15th Int. Conf. Transparent Opt. Networks*, pp. 1–5, Jun. 2013.
- [6] S. J. B. Yoo, "Future prospects of silicon photonics in next generation communication and computing systems," *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 12, p. 584, 2009.
- [7] G. T. Reed, W. R. Headley, and C. E. J. Png, *Silicon Photonics, The early Years*, vol. 5730. J. Wiley & Sons, 2005.
- [8] M. Aamer, "Development of an integrated silicon photonic transceiver for access networks," Univesitat Politècnica de València, 2013.
- [9] E. a. J. Marcatali, "Bends in Optical Dielectric Guides," *Bell System Technical Journal*, vol. 48, no. 7. pp. 2103–2132, 1969.
- [10] D. Rabus, *Ring Resonators : Theory and Modeling*. Berlin Heidelberg: Springer Link, 2007.
- [11] M. a. Swillam, O. S. Ahmed, and M. H. Bakr, "Efficient design of coupled microcavities at optical frequencies," *Micromachines*, vol. 3, no. 2, pp. 204–217, 2012.
- [12] C. Pulikkaseril, L. a Stewart, M. a F. Roelens, G. W. Baxter, S. Poole, and S. Frisken, "Spectral modeling of channel band shapes in wavelength selective switches.," *Opt. Express*, vol. 19, no. 9, pp. 8458–70, Apr. 2011.
- [13] A. Wiberg, "Generation , Modulation , and Detection of Signals in Microwave Photonic Systems," Chalmers University of Technology, 2008.

- [14] C. Martins, C. A. Messani, C. J. Alves, E. A. M. Fagotto, and M. L. F. Abbade, "All-Optical Narrowband Spectral Slicing Encryption with Super-Gaussian Filters," in *ITS - 2014*, 2014.
- [15] B. E. Little, S. T. Chu, H. a. Haus, J. Foresi, and J.-P. Laine, "Microring resonator channel dropping filters," *J. Light. Technol.*, vol. 15, no. 6, pp. 998–1005, Jun. 1997.
- [16] J. V. Hryniewicz, P. P. Absil, B. E. Little, R. a. Wilson, and P. T. Ho, "Higher order filter response in coupled microring resonators," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 12, no. 3, pp. 320–322, 2000.
- [17] H. W. Chen, A. W. Fang, J. D. Peters, Z. Wang, J. Bovington, D. Liang, and J. E. Bowers, "Integrated microwave photonic filter on a hybrid silicon platform," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 11, pp. 3213–3219, 2010.
- [18] A. Agarwal, P. Toliver, R. Menendez, S. Etemad, J. Jackel, S. Member, J. Young, T. Banwell, B. E. Little, S. T. Chu, W. Chen, W. Chen, J. Hryniewicz, F. Johnson, D. Gill, O. King, R. Davidson, K. Donovan, and P. J. Delfyett, "Fully Programmable Ring-Resonator-Based Integrated Photonic Circuit for Phase Coherent Applications," vol. 24, no. 1, pp. 77–87, 2006.
- [19] X. Zou, M. Li, W. Pan, L. Yan, J. Azaña, and J. Yao, "All-fiber optical filter with an ultranarrow and rectangular spectral response.," *Opt. Lett.*, vol. 38, no. 16, pp. 3096–8, 2013.
- [20] G. T. Reed, *Silicon Photonic, the state of the art*. Chichester, UK: John Wiley & Sons Ltd, 2008.
- [21] 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 Photon. Rev.*, vol. 6, no. 1, pp. 47–73, Jan. 2012.
- [22] A. Yariv and J. F. Lotspeich, "Coupled-mode analysis of light propagation in optically active crystals," *Journal of the Optical Society of America*, vol. 72, no. 2. p. 273, 1982.
- [23] J. Poon, J. Scheuer, S. Mookherjea, G. Paloczi, Y. Huang, and A. Yariv, "Matrix analysis of microring coupled-resonator optical waveguides.," *Opt. Express*, vol. 12, no. 1, pp. 90–103, 2004.
- [24] A. Yariv and Pochi Yeh, *Photonics, Optical Electronics in Modern Communication, 6th Edition*. 2007.
- [25] a. Yariv, "Coupled-mode theory for guided-wave optics," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 9, no. 9, pp. 919–933, Sep. 1973.

- [26] H. Kamiya, T. Goto, H. Ikehara, R. Katouf, and T. Arakawa, "Hitless wavelength-selective switch with quadruple series-coupled microring resonators using multiple-quantum-well waveguides," vol. 21, no. 18, pp. 1904–1906, 2013.
- [27] C. Chaichuay, P. P. Yupapin, and P. Saeung, "The serially coupled multiple ring resonator filters and vernier effect," *Opt. Appl.*, vol. 39, no. 1, pp. 175–194, 2009.
- [28] G. T. Reed, *Silicon Photonics, An introduction*. 2004.
- [29] L. a. M. Barea, F. Vallini, G. F. M. de Rezende, and N. C. Frateschi, "Spectral Engineering With CMOS Compatible SOI Photonic Molecules," *IEEE Photonics J.*, vol. 5, no. 6, pp. 2202717–2202717, Dec. 2013.
- [30] A. F. Oskooi, D. Roundy, M. Ibanescu, P. Bermel, J. D. Joannopoulos, and S. G. Johnson, "Meep: A flexible free-software package for electromagnetic simulations by the FDTD method," *Comput. Phys. Commun.*, vol. 181, no. 3, pp. 687–702, 2010.
- [31] A. M. Barea, "Moléculas Fotônicas para aplicações em Engenharia Espectral e Processamento de Sinais Ópticos," 2014.
- [32] M. L. F. Abbade, F. Andres, O. C. Branquinho, A. C. S. J. Junior, M. A. Fortes, and I. E. Fonseca, "Impacto da Sobre-Compensação de Dispersão em um Sistema WDM de Ondas Milimétricas sobre Fibra," in *MOMAG*, 2008.
- [33] P. K. L. Chen, D.B. ; Dept. of Electr. & Comput. Eng., Univ. of California, San Diego, La Jolla, CA, USA ; Sun, C.K. ; Yu, "Origin of High Linearity in Radio-Over-Fiber Link With Cascaded Filter," in *Avionics, Fiber-Optics and Photonics Conference (AVFOP), 2013 IEEE*, 2013, vol. 3, pp. 53–54.

ANEXOS

1.0 – CÓDIGO SCILAB PARA MATRIZES DE PROPAGAÇÃO

```

// RING RESSONATOR MODELING II
// DISSERTAÇÃO MESTRADO CLAUDINEI MARTINS JUNHO-2015
// PUC CAMPINAS - MESTRADO EM GESTÃO DE REDES DE COMUNICAÇÃO

clear
clearglobal
pi=%pi
c0=2.9979161*10^8
neff=2.86 //2.43

// Raios dos Aneis
R1=5*10^-6
R2=R1
R3=R1
R4=R1

// Perdas (alpha) dos Aneis
a00=1.0
a10=a00
a20=a00
a30=a00
a40=1.0

z=30
//for z=20:25

// Fase do acoplamento
phi1=pi/2
phi2=(pi/2)/(pi/65) //+(0.35+(95/100))// Fase do acoplament
phi3=(pi/2)/(pi/65) //+(0.35+(95/100))// Fase do acoplament
phi4=(pi/2)

//*****
//Acoplamento Inicial
Gap_1=0.25 //um
k01= 0.00119+0.90258*0.000330249^Gap_1 //0.4 // 0.35 (Fitting dos dados extraídos do RSOFTE)
k02=conj(k01)/(k*)
t01=sqrt(1-abs(k01^2))/(k)
t02=conj(t01)/(t*)

//Acoplamento Final
k11=k01/(k)
k12=conj(k11)/(k*)
t11=sqrt(1-abs(k11^2))/(t)
t12=conj(t11)/(t*)
//*****
//*** Acoplamento para 2 aneis -Flatness k01*(0,20-0,30) para 2 anéis*****
//Acoplamento S2_I2
Gap_21=0.60
k21= 0.00119+0.90258*0.000330249^Gap_21 //k01*0.20 //k)
k22=conj(k21)/(k*)
t21=sqrt(1-abs(k21^2))/(k)
t22=conj(t21)/(t*)
//*****
//***Acoplamento para 3 aneis - Flatness k01*(0,15-0,20) para 3 anéis *****
//Acoplamento S3_I2

Gap_31=0.60
k31=0.00119+0.90258*0.000330249^Gap_31///k31=k01*0.16 //(k) //k01*0.165
k32=conj(k31)/(k*)

```

```

t31=sqrt(1-abs(k31^2))/(t)
t32=conj(t31)/(t*)

//Acomplamento S3_23
k41=k31 //(k)
k42=conj(k41)/(k*)
t41=sqrt(1-abs(k41^2))/(t)
t42=conj(t41)/(t*)
//*****
//***Acomplamento para 4 aneis - Flatness k01* (0,10-0,15) para 4 anéis*****
//Acomplamento S4_I2
Gap_51=0.36
k51=0.00119+0.90258*0.000330249^Gap_51/(t) 0.30
k52=conj(k51)/(k*)
t51=sqrt(1-abs(k51^2))/(k)
t52=conj(t51)/(t*)

//Acomplamento S4_23
Gap_61=0.39
k61=0.00119+0.90258*0.000330249^Gap_61/(t) //0.60
k62=conj(k61)/(k*)
t61=sqrt(1-abs(k61^2))/(k)
t62=conj(t61)/(t*)

//Acomplamento S4_34
k71=k51 //(t)
k72=conj(k71)/(k*)
t71=sqrt(1-abs(k71^2))/(k)
t72=conj(t71)/(t*)
//*****
//***Acomplamento para "n" aneis - Flatness k01* (0,xx-0,xx) para 4 anéis*****
//Acomplamento Inicial
k81=0.03//complex(-0.29,0.29) //0.40
k82=conj(k81)/(k*)
t81=sqrt(1-abs(k81^2))/(k)
t82=conj(t81)/(t*)

//Acomplamento Final
k91=0.35/(k)
k92=conj(k91)/(k*)
t91=sqrt(1-abs(k91^2))/(t)
t92=conj(t91)/(t*)
//*****
//Janela de Trabalho em um
wmin=1.5475 *10^-6 //1.554*10^-6
wmax=1.5505 *10^-6//1.562*10^-6
nstep=300
wstep=(wmax-wmin)/nstep
w=[wmin:wstep:wmax]

// matrizes dos acoplamentos - P
Si=(1/k01)*[1 t02;t01 1]
Sf=(1/k11)*[1 t12;t11 1]
S2_12=(1/k21)*[1 t22;t21 1]
S3_12=(1/k31)*[1 t32;t31 1]
S3_23=(1/k41)*[1 t42;t41 1]
S4_12=(1/k51)*[1 t52;t51 1]
S4_23=(1/k61)*[1 t62;t61 1]
S4_34=(1/k71)*[1 t72;t71 1]
Sn_i=(1/k81)*[1 t82;t81 1]
Sn_f=(1/971)*[1 t92;t91 1]

// Matrizes das fases dos aneis - Q
n=1
for n=1:(nstep+1)

B01=neff*4*pi^2*R1/w(n)

```

```

Ba=B01
v01=(1/sqrt(a00))*complex(cos(phi1+Ba/2),sin(phi1+Ba/2))
v02=sqrt(a00)*complex(cos(phi1+Ba/2),-sin(phi1+Ba/2))

```

```

B02=neff*4*pi^2*R2/w(n)
Bb=B02
v11=(1/sqrt(a10))*complex(cos(phi2+Bb/2),sin(phi2+Bb/2))
v12=sqrt(a10)*complex(cos(phi2+Bb/2),-sin(phi2+Bb/2))

```

```

B03=neff*4*pi^2*R3/w(n)
Bc=B03
v21=(1/sqrt(a20))*complex(cos(phi3+Bc/2),sin(phi3+Bc/2))
v22=sqrt(a20)*complex(cos(phi3+Bc/2),-sin(phi3+Bc/2))

```

```

B04=neff*4*pi^2*R4/w(n)
Bd=B04
v31=(1/sqrt(a30))*complex(cos(phi4+Bd/2),sin(phi4+Bd/2))
v32=sqrt(a30)*complex(cos(phi4+Bd/2),-sin(phi4+Bd/2))

```

```

A1=[v01 0;0 v02]// Livro Yariv
A2=[v11 0;0 v12]
A3=[v21 0;0 v22]
A4=[v31 0;0 v32]

```

```

// Produto P*Q
Et1=Si*A1*Sf
Et2=Si*A1*S2_12*A2*Sf
Et3=Si*A1*S3_12*A2*S3_23*A3*Sf
Et4=Si*A1*S4_12*A2*S4_23*A3*S4_34*A4*Sf
Etn=(Sn_i*A1)^20*Sn_f

```

```

// Campo no Drop Port
Ed1=1/Et1(1,1)// Livro Yariv
Ed2=1/Et2(1,1)
Ed3=1/Et3(1,1)
Ed4=1/Et4(1,1)
Edn=1/Etn(1,1)

```

```

//Campo no Pass Port
Ep1=-(Et1(2,1)/Et1(1,1))// Livro Yariv
Ep2=-(Et2(2,1)/Et2(1,1))
Ep3=-(Et3(2,1)/Et3(1,1))
Ep4=-(Et4(2,1)/Et4(1,1))
Epn=-(Etn(2,1)/Etn(1,1))

```

```

//Ey=sqrt(1-abs(Ex)^2)

```

```

// Cálculo de Potência Drop Port
Pd1(n)=abs(Ed1)^2
Pd2(n)=abs(Ed2)^2
Pd3(n)=abs(Ed3)^2
Pd4(n)=abs(Ed4)^2
Pdn(n)=abs(Edn)^2

```

```

// Cálculo de Potência Pass Port
Pp1(n)=abs(Ep1)^2
Pp2(n)=abs(Ep2)^2
Pp3(n)=abs(Ep3)^2
Pp4(n)=abs(Ep4)^2
Ppn(n)=abs(Epn)^2

```

```

//Marcador da Lambda de Ressonancia
m1(n)=(neff*2*pi*R1)/w(n)
m(n)=m1(n)-int(m1(n))

```

```

// Validação formula do Campo E (Yariv 4.8.34)

```



```

Val(n)=abs(Ep1)^2+abs(Ed1)^2

// Calculo de Curva de referencia Pd1^n (n-2,3,4)
Pref2(n)=Pd1(n)^2
Pref3(n)=Pd1(n)^3
Pref4(n)=Pd1(n)^4

end

// Montagem do eixo "x" em um
w1=w*10^6

// Cálculo de Potencia Normalizada
Pd1n=Pd1/max(Pd1)
Pd2n=Pd2/max(Pd2)
Pd3n=Pd3/max(Pd3)
Pd4n=Pd4/max(Pd4)
Pdnn=Pdn/max(Pdn)

Pp1n=Pp1/max(Pp1)
Pp2n=Pp2/max(Pp2)
Pp3n=Pp3/max(Pp3)
Pp4n=Pp4/max(Pp4)
Ppnn=Ppn/max(Ppn)

Pref2n=Pref2/max(Pref2)
Pref3n=Pref3/max(Pref3)
Pref4n=Pref4/max(Pref4)

// Cálculo de Potência Normalizada em dB
Pd1dB=10*log10(Pd1n);
Pd2dB=10*log10(Pd2n);
Pd3dB=10*log10(Pd3n);
Pd4dB=10*log10(Pd4n);
PdndB=10*log10(Pdnn);

// Calculo do FWHM
n1=1
z1=1
z1b=1
z2=1
z2b=1
z3=1
z3b=1
z4=1
z4b=1
MAX=0
[xi,yi]=size(m),

for n1=1:xi
    if Pd1n(n1)==1 then MAX=1
        Pmax=n1;
        end

    test=abs(0.5 - Pd1n(n1))
    if test > 0.05 then n1=n1; elseif MAX==0 then fwhm1(z1)=w1(n1)
        z1=z1+1;
        else fwhm1b(z1b)=w1(n1)
        z1b=z1b+1;

    end

    test=abs(0.5 - Pd2n(n1))
    if test > 0.05 then n1=n1; elseif MAX==0 then fwhm2(z2)=w1(n1)
        z2=z2+1;
        else fwhm2b(z2b)=w1(n1)
        z2b=z2b+1;

    end
end

```

```

test=abs(0.5 - Pd3n(n1))
if test > 0.1 then n1=n1; elseif MAX==0 then fwhm3(z3)=w1(n1)
                    z3=z3+1;
                    else fwhm3b(z3b)=w1(n1)
                        z3b=z3b+1;
end

test=abs(0.5 - Pd4n(n1))
if test > 0.1 then n1=n1; elseif MAX==0 then fwhm4(z4)=w1(n1)
                    z4=z4+1;
                    else fwhm4b(z4b)=w1(n1)
                        z4b=z4b+1;
end

TEST(n1)=test

end
FWHM1f=0
FWHM2f=0
FWHM3f=0
FWHM4f=0

if z1==1 then FWHM1=0; elseif z1b==1 then FWHM1=0; else
    FW11=(sum(fwhm1b)/(z1b-1))
    FW1=(sum(fwhm1)/(z1-1))
    FWHM1=FW11-FW1
    FWHM1f=abs((c0/(FW11*10^-6)/10^12)-(c0/(FW1*10^-6)/10^12))*1000;
end,
if z2==1 then FWHM2=0; elseif z2b==1 then FWHM2=0; else
    FW21=(sum(fwhm2b)/(z2b-1))
    FW2=(sum(fwhm2)/(z2-1))
    FWHM2=FW21-FW2
    FWHM2f=abs((c0/(FW21*10^-6)/10^12)-(c0/(FW2*10^-6)/10^12))*1000;
end,
if z3==1 then FWHM3=0; elseif z3b==1 then FWHM3=0; else
    FW31=(sum(fwhm3b)/(z3b-1))
    FW3=(sum(fwhm3)/(z3-1))
    FWHM3=FW31-FW3
    FWHM3f=abs((c0/(FW31*10^-6)/10^12)-(c0/(FW3*10^-6)/10^12))*1000;
end,
if z4==1 then FWHM4=0; elseif z4b==1 then FWHM4=0; else
    FW41=(sum(fwhm4b)/(z4b-1))
    FW4=(sum(fwhm4)/(z4-1))
    FWHM4=FW41-FW4
    FWHM4f=abs((c0/(FW41*10^-6)/10^12)-(c0/(FW4*10^-6)/10^12))*1000;
end,

// Cálculo de Lambda de Ressonancia

t_1=max(m1)-int(max(m1))
t_2=min(m1)-int(min(m1))
if t_1>t_2 then mx=int(min(m1));else mx=int(max(m1));end

Lress1=2*pi*R1*neff/mx

FWHM1_c=(k01*k11)*(Lress1)^(2*pi^2*R1*neff)*10^6
FWHM2_c=(k01*k11*k21)*(Lress1)^(2*pi^2*R1*neff)*10^6
FWHM3_c=(k01*k11*k31*k41)*(Lress1)^(2*pi^2*R1*neff)*10^6
FWHM4_c=(k01*k11*k51*k61*k71)*(Lress1)^(2*pi^2*R1*neff)*10^6

// Cores
cor=['x' 'r' 'g' 'b' 'y' 'k' 'c' 'm' 'o' 'r' 'g' 'b' 'y' 'k' 'c' 'm' 'o' 'r' 'g' 'b' 'y' 'k' 'c' 'm' 'o' 'x' 'r' 'g' 'b' 'y' 'k' 'c' 'm'
'o' 'r' 'g' 'b' 'y' 'k' 'c' 'm' 'o' 'r' 'g' 'b' 'y' 'k' 'c' 'm' 'o' 'r' 'g' 'b' 'y' 'k' 'c' 'm' 'o' 'x']

jj=z-19

```

```

//Py=Py/max(Py)

//plot(w1,Pp1,'b')

//plot(w1,Pd1dB,cor(jj))
//plot(w1,Pd2dB,cor(jj+1))
//plot(w1,Pd3dB,cor(jj+2))
//plot(w1,Pd4dB,'k')
//plot(w1,PdndB,cor(z))
//plot(w1,Pd3,'g')
//plot(w1,Pref2,'k')
//plot(w1,Pd3dB,'g')
//plot(w1,Pref3,'y')
//plot(w1,Pd4dB,'b')
//plot(w1,Pref4,'c')

//plot(w1,Pd3dB,'g')
//plot(w1,Pd4dB,'k')

// Area de Impressão
k_1="k1"
k_2="k2"
t_1="t1"
t_2="t2"
Al_1="Alpha"

T_leg=[k_1 k_2 t_1 t_2 Al_1]
Tkt=[k01 k02 t01 t02 a00;k21 k22 t21 t22 a20;k31 k32 t31 t32 a30;k41 k42 t41 t42 0;k51 k52 t51 t52 0;k61 k62 t61
t62 0;k71 k72 t71 t72 0;k81 k82 t81 t82 0;k91 k92 t91 t92 0]

//printf("C Central: %f\n ",Lress1*10^6);]
printf("Gap_1: %f\n ",Gap_1);
printf("Gap_2: %f\n ",Gap_21);
printf("Gap_31: %f\n ",Gap_31);
printf("FWHM_1(GHz): %f\n ",FWHM1f);
printf("FWHM_1 C: %f\n ",FWHM1_c);
printf("FWHM_2(GHz): %f\n ",FWHM2f);
printf("FWHM_2 C: %f\n ",FWHM2_c);
printf("FWHM_3(GHz): %f\n ",FWHM3f);
printf("FWHM_3 C: %f\n ",FWHM3_c);
printf("FWHM_4(GHz): %f\n ",FWHM4f);
printf("FWHM_4 C: %f\n ",FWHM4_c)
printf("*****")
//disp(Tkt)
//end
//plot(w1,m,'y')

// Escrevendo em arquivo .TXT II
filename = fullfile("C:\Users\pcb_000\Mestrado PUC\SCI Lab","Metodo matrizes Yariv_Rev2_5mm.txt");
Saida_txt(:,1)=w1;
Saida_txt(:,2)=Pd1n;
Saida_txt(:,3)=Pd2n;
Saida_txt(:,4)=Pd3n;
Saida_txt(:,5)=Pd4n;
Saida_txt(:,6)=Pdnn;
csvWrite(Saida_txt, filename, ",", ",");

```

2.0 – AUTORIZAÇÃO DE USO DE DADOS DE ARTIGO DO IEEE



Copyright
Clearance
Center

RightsLink®

[Home](#)
[Create Account](#)
[Help](#)



Requesting permission to reuse content from an IEEE publication

Title: Microring resonator channel dropping filters

Author: Little, B.E.; Chu, S.T.; Haus, H.A.; Foresi, J.; Laine, J.-P.

Publication: Lightwave Technology, IEEE/OSA Journal of

Publisher: IEEE

Date: Jun 1997

Copyright © 1997, IEEE

LOGIN

If you're a [copyright.com](#) user, you can login to RightsLink using your [copyright.com](#) credentials. Already a [RightsLink](#) user or want to [learn more?](#)

Thesis / Dissertation Reuse

The IEEE does not require individuals working on a thesis to obtain a formal reuse license, however, you may print out this statement to be used as a permission grant:

Requirements to be followed when using any portion (e.g., figure, graph, table, or textual material) of an IEEE copyrighted paper in a thesis:

- 1) In the case of textual material (e.g., using short quotes or referring to the work within these papers) users must give full credit to the original source (author, paper, publication) followed by the IEEE copyright line © 2011 IEEE.
- 2) In the case of illustrations or tabular material, we require that the copyright line © [Year of original publication] IEEE appear prominently with each reprinted figure and/or table.
- 3) If a substantial portion of the original paper is to be used, and if you are not the senior author, also obtain the senior author's approval.

Requirements to be followed when using an entire IEEE copyrighted paper in a thesis:

- 1) The following IEEE copyright/ credit notice should be placed prominently in the references: © [year of original publication] IEEE. Reprinted, with permission, from [author names, paper title, IEEE publication title, and month/year of publication]
- 2) Only the accepted version of an IEEE copyrighted paper can be used when posting the paper or your thesis on-line.
- 3) In placing the thesis on the author's university website, please display the following message in a prominent place on the website: In reference to IEEE copyrighted material which is used with permission in this thesis, the IEEE does not endorse any of [university/educational entity's name goes here]'s products or services. Internal or personal use of this material is permitted. If interested in reprinting/republishing IEEE copyrighted material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution, please go to http://www.ieee.org/publications_standards/publications/rights/rights_link.htm to learn how to obtain a License from RightsLink.

If applicable, University Microfilms and/or ProQuest Library, or the Archives of Canada may supply single copies of the dissertation.

[BACK](#)
[CLOSE WINDOW](#)