



Universidade de Aveiro
2014

Departamento de Física

**Ana Rita
Naia Bastos**

**Interfaces multi-comprimento baseadas em
tecnologias óticas integradas**



**Ana Rita
Naia Bastos**

Interfaces multi-comprimento baseadas em tecnologias óticas integradas

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Física, realizada sob a orientação científica da Doutora Maria Rute de Amorim e Sá Ferreira André, Investigadora Auxiliar com agregação do Laboratório Associado CICECO e do Centro de Investigação de Materiais Cerâmicos e Compósitos e do Doutor Paulo Sérgio de Brito André, Professor Associado com agregação do Instituto Superior Técnico da Universidade de Lisboa.

Apoio financeiro da ADI:
30370, Bolsa de investigação científica,
projeto “NGPON2” em co-promoção da
PT Inovação e do Instituto de
Telecomunicações.

Dedico este trabalho aos meus pais.

o júri

presidente

Prof.^a Doutora Teresa Maria Fernandes Rodrigues Cabral Monteiro
Professora Associada com agregação do Departamento de Física da Universidade de Aveiro

Prof. Doutor Pedro Alberto da Silva Jorge
Investigador Sénior do Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores – INESC, Porto

Prof.^a Doutora Maria Rute de Amorim e Sá Ferreira André
Investigadora Auxiliar com agregação do CICECO e do Departamento de Física da Universidade de Aveiro

agradecimentos

Começo por agradecer aos meus orientadores, Doutora Maria Rute André e ao Doutor Paulo André, por todo o entusiasmo, ajuda e disponibilidade dada. Agradeço também aos meus colegas no ramo da ótica pela ajuda e companheirismo durante o tempo passado no Instituto de Telecomunicações, em especial à Ana Patrícia Lopes por todo o apoio, disponibilidade e paciência que teve para comigo.

O apoio do Instituto de Telecomunicações de Aveiro e do projeto NGPON2 (projeto financiado pela ADI e pela PT Inovação) é, também, agradecido. Quero agradecer aos meus amigos pela amizade, conselhos e coragem dados durante o meu percurso académico. À Universidade de Aveiro, aos professores e alunos do Departamento de Física tenho a agradecer o apoio demonstrado.

Por fim, mas não menos importante, agradeço ao Tiago Paixão por me manter sempre com força e alegria, aos meus pais por me apoiarem e encorajarem em todos os meus projetos incondicionalmente, e aos meus avós pelo investimento e ânimo que oferecem à minha formação profissional e pessoal, que me permitiram adquirir vastos conhecimentos e crescer como pessoa.

palavras-chave

Guia de onda, ótica integrada, micro-anel ressoador, agregado de guias de onda, rede NG-PON2

resumo

Esta dissertação teve como objetivo estudar e desenvolver uma interface multi-comprimento, sintonizável, baseada em tecnologia de ótica integrada para um terminal de linha de uma rede ótica. Os dispositivos analisados, no âmbito desta dissertação para a implementação das interfaces multi-comprimento de onda, foram o micro-anel ressoador e o agregado de guias de onda (AWG), os quais apresentam características de sintonização. O desenho e otimização dos componentes foram realizados através de simulação numérica em Matlab®, analisando-se as diferentes respostas dos dispositivos em função dos parâmetros físicos de cada um. O micro-anel ressoador funciona como desmultiplexador espectral, através da alteração do perímetro do anel ou do índice de refração do meio. O AWG separa as regiões espectrais, através de um conjunto dos guias de onda com diferentes comprimentos e das regiões de propagação livre. O AWG foi selecionado como a opção mais favorável, para ser implementado numa interface ótica sintonizável tendo sido projetado e solicitada a produção através de uma empresa de semicondutores de um terminal de linha para rede ótica em tecnologia de ótica integrada.

keywords

Waveguide, integrated optics, micro-ring resonator, arrayed waveguide grating, NG-PON2 network

abstract

This dissertation aimed to study and develop a multi-length interface, tunable, based on integrated optics technology for the line terminal of optical network. The devices in the framework of this dissertation for implementing multi wavelength interfaces were the micro-ring resonator and the arrayed waveguide grating (AWG), that have tunable characteristic. The design and optimization of the components were performed through numerical simulations in Matlab® to analyse the different responses of the devices as a function of their physical parameters. The micro-ring resonator act as a spectral desmultiplexer by changing the perimeter of the ring or the refractive index of the medium. The AWG separate the spectral regions through the arrayed waveguide with different lengths and the free propagation regions. The AWG was selected as the most suitable option to be implemented in a tunable optical FSR, having been projected and requested the production through a foundry of a line terminal of optical network.

Índice

ÍNDICE DE FIGURAS	I
ACRÓNIMOS	III
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. ESTADO DE ARTE	1
1.2. MOTIVAÇÃO	10
1.3. OBJETIVOS	12
1.4. ORGANIZAÇÃO DA TESE.....	13
1.5. COMUNICAÇÕES CIENTÍFICAS	14
2. MICRO-ANEL RESSOADOR	15
2.1. INTRODUÇÃO.....	15
2.2. MATERIAIS	16
2.3. ATENUAÇÃO DO SINAL	17
2.4. CONFIGURAÇÕES DE FABRICO.....	18
2.5. ACOPLAMENTO ENTRE GUIAS	19
2.6. CARATERÍSTICAS DE DESEMPENHO	22
2.7. SIMULAÇÃO DO MICRO-ANEL RESSOADOR.....	24
3. AGREGADO DE GUIAS DE ONDA	31
3.1. INTRODUÇÃO.....	31
3.2. MATERIAIS	33
3.3. DIFRAÇÃO DO SINAL	34
3.4. ACOPLAMENTO DOS GUIAS DE ONDA	35
3.5. DIAFONIA.....	37
3.6. CARATERÍSTICAS DE DESEMPENHO	38
3.7. SIMULAÇÃO DO AWG	40
4. APLICAÇÃO	43
5. CONCLUSÃO E PERSPETIVAS FUTURAS	45
6. BIBLIOGRAFIA	48

Índice de Figuras

FIGURA 1 – EVOLUÇÃO DO VOLUME DE TRÁFEGO DE INTERNET ENTRE 2012 E 2013 E PREVISTO PARA O PERÍODO COMPREENDIDO ENTRE 2014 E 2017. ADAPTADO DE [1].	1
FIGURA 2 – ESQUEMA DAS DIFERENTES ARQUITETURAS DE FTTX. ADAPTADO DE [11].	3
FIGURA 3 – ILUSTRAÇÃO DE UMA REDE PON. ADAPTADO DE [14].	4
FIGURA 4 – ILUSTRAÇÃO DAS DIFERENTES TOPOLOGIAS DA REDE DE DISTRIBUIÇÃO ÓTICA PON. ADAPTADO DE [16].	4
FIGURA 5 – ESQUEMA DO SISTEMA DE TRANSMISSÃO TDM EM DOWNSTREAM. ADAPTADO DE [19].	6
FIGURA 6 – ESQUEMA DO SISTEMA DE TRANSMISSÃO TDMA EM UPTREAM. ADAPTADO DE [19].	6
FIGURA 7 – ESQUEMA DA DISTRIBUIÇÃO ESPECTRAL NA REDE GPON, ONDE EB CORRESPONDE À BANDA RESERVADA PARA FUTURO INCREMENTO.	7
FIGURA 8 – ILUSTRAÇÃO DA ARQUITETURA DA REDE WDM-PON.	8
FIGURA 9 – ESQUEMA DOS ESPAÇAMENTOS ENTRE CANAIS DE: A - CWDM; B - DWDM. ADAPTADO DE [13].	8
FIGURA 10 – ILUSTRAÇÃO DA ARQUITETURA DA REDE TDM-PON.	9
FIGURA 11 – ESQUEMA DO CONJUNTO DE MICRO-ANÉIS USADO COMO DESMULTIPLEXADOR, ONDE $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3, \Lambda_4$ REPRESENTAM OS DIFERENTES COMPRIMENTOS DE ONDA RETIRADOS DE CADA MICRO-ANEL RESSOADOR.	11
FIGURA 12 – ESQUEMA DA ESTRUTURA DE UM FILTRO COM UM MICRO-ANEL RESSOADOR.	15
FIGURA 13 – ESQUEMA DE CONFIGURAÇÕES DE FABRICO DOS MICRO-ANÉIS RESSOADORES: A - LATERAL B - VERTICAL. ADAPTADO DE [48].	19
FIGURA 14 – ESQUEMA DA ESTRUTURA DA ZONA DE ACOPLAMENTO ENTRE O GUIA DE ONDA RETO E DO MICRO-ANEL, ONDE D É A DISTÂNCIA ENTRE O GUIA DE ONDA RETO E O MICRO-ANEL.	19
FIGURA 15 – A - ESQUEMA DO MICRO-ANEL RESSOADOR COM OS RESPECTIVOS TERMINAIS. B – VARIAÇÃO DA INTENSIDADE NOS TERMINAIS DE REMOÇÃO E DE PASSAGEM COM A DO TERMINAL DE ENTRADA. ADAPTADO DE [44].	20
FIGURA 16 – A - ESQUEMA DO MODELO TEÓRICO ONDE S REPRESENTA A MATRIZ, O_1 E O_2 OS TERMINAIS DE SAÍDA (PASSAGEM E REMOÇÃO, RESPECTIVAMENTE) E I_1 E I_2 OS DE ENTRADA (ENTRADA E ADIÇÃO, RESPECTIVAMENTE). B - ESQUEMA DO MODELO TEÓRICO COM OS RESPECTIVOS PARÂMETROS.	21
FIGURA 17 – ESQUEMA DO MICRO-ANEL RESSOADOR USADO NA SIMULAÇÃO, ONDE N_{EF} É O ÍNDICE DE REFRAÇÃO EFETIVO E N_{REV} É O ÍNDICE DE REFRAÇÃO DO REVESTIMENTO.	24
FIGURA 18 – FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA DOS TERMINAIS DE SAÍDA DO MICRO-ANEL RESSOADOR REMOÇÃO – LINHA VERMELHA, E PASSAGEM - LINHA PRETA.	25
FIGURA 19 – VARIAÇÃO DO FSR EM FUNÇÃO DO QUADRADO DO COMPRIMENTO DE ONDA. A LINHA REPRESENTA O MELHOR AJUSTE LINEAR ($R^2 = 0,9999$). O GRÁFICO INSERIDO MOSTRA O RESÍDUO REPRESENTANTE DO AJUSTE.	25
FIGURA 20 – FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA PARA DIFERENTES VALORES DE COEFICIENTE DE ATENUAÇÃO DO TERMINAL A – PASSAGEM E B – REMOÇÃO.	26
FIGURA 21 – VARIAÇÃO DA FINESSE EM FUNÇÃO DO COEFICIENTE DE ATENUAÇÃO. A LINHA REPRESENTA O MELHOR AJUSTE ($R^2 = 0,9998$). O GRÁFICO INSERIDO MOSTRA O RESÍDUO REPRESENTANTE DO AJUSTE.	27
FIGURA 22 - FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA PARA DIFERENTES VALORES DE COEFICIENTE DE TRANSMISSÃO DO TERMINAL A – PASSAGEM E B – REMOÇÃO.	28
FIGURA 23 – VARIAÇÃO DA FINESSE EM FUNÇÃO DO COEFICIENTE DE TRANSMISSÃO. A LINHA REPRESENTA O MELHOR AJUSTE ($R^2 = 0,99994$). O GRÁFICO INSERIDO MOSTRA O RESÍDUO REPRESENTANTE DO AJUSTE.	28
FIGURA 24 - FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA COM DIFERENTES VALORES DE COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO NO TERMINAL DE REMOÇÃO.	29
FIGURA 25 – FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA DO TERMINAL DE PASSAGEM COM DIFERENTES VALORES DE A - ÍNDICE DE REFRAÇÃO EFETIVO, E DA B - DIMENSÃO DO MICRO-ANEL RESSOADOR.	29
FIGURA 26 – VARIAÇÃO DO COEFICIENTE DE ATENUAÇÃO DO GUIA DE ONDA COM A LARGURA DO MESMO PARA O MODO A – TE E B – TM. ADAPTADO DE [56].	30
FIGURA 27 – ESQUEMA DE UM AWG DESMULTIPLEXADOR. ADAPTADO DE [35].	31
FIGURA 28 – ESQUEMA DO USO DE AWG COMO A - MULTIPLEXADOR E B – DESMULTIPLEXADOR.	32
FIGURA 29 – ESQUEMA DAS CONFIGURAÇÕES DE AWG COM CANAL ADIÇÃO-REMOÇÃO COM A - DMX E MUX; B - DMX, MUX E INTERRUPTORES 2×2; C - DMX, MUX E INTERRUPTORES 2×1. DMX: DESMULTIPLEXADOR; D - DMX E UM COMBINADOR DE POTÊNCIA. ADAPTADO DE [57].	33

FIGURA 30 – INTENSIDADE DOS SINAIS ÓTICOS PARA DIFERENTES COMPRIMENTOS DE ONDA, ONDE SE VERIFICA A INFLUÊNCIA DO CAMPO E O APARECIMENTO DE DIFERENTES ORDENS. ADAPTADO DE [57].....	35
FIGURA 31 – ESQUEMA DA FOCAGEM À SAÍDA DO AWG, ONDE R_{FPR} É O RAIOS DA REGIÃO DE PROPAGAÇÃO LIVRE, D_{AWG} É A DISTÂNCIA ENTRE OS GUIAS DO CONJUNTO, E θ É O ÂNGULO ENTRE O GUIA DE ONDA CENTRAL DO CONJUNTO DOS GUIAS DE ONDA E O GUIA DE ONDA DE SAÍDA. ADAPTADO DE [35].	36
FIGURA 32 – PERFIS DO MODO DO GUIA DE ONDA RECETOR $U_R(s)$ E DO CAMPO FOCAL $U_F(s)$ ADAPTADO DE [65].	40
FIGURA 33 – ESQUEMA DO AWG COM UMA GUIA DE ENTRADA, QUATRO GUIAS DE SAÍDA E 48 GUIAS NO CONJUNTO.	40
FIGURA 34 – FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA DOS TERMINAIS DE SAÍDA DE UM AWG 1x4.....	41
FIGURA 35 – VARIAÇÃO DO FSR EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA. A LINHA REPRESENTA O MELHOR AJUSTE LINEAR ($R^2 = 0,9998$). O GRÁFICO INSERIDO MOSTRA O RESÍDUO RESULTANTE DO AJUSTE	42
FIGURA 36 – FUNÇÕES TRANSFERÊNCIA DE ACORDO COM A VARIAÇÃO DO COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO DOS GUIAS DO CONJUNTO DO AWG.	42
FIGURA 37 – ESQUEMA DA SECÇÃO DO AWG DA PLACA PRODUZIDA.	43
FIGURA 38 – FOTOGRAFIA DE MICROSCOPIA ÓTICA DO AWG USADO NA PLACA PRODUZIDA PELA JEPPIX®	44
FIGURA 39 – IMAGENS DA SECÇÃO LATERAL DA PLACA RETIRADAS COM O MICROSCÓPIO ELETRÔNICO DE VARRIMENTO COM AMPLIAÇÃO A – 150× E B – 2000×.....	44

Acrónimos

AON	- ACTIVE OPTICAL NETWORK	- REDE ÓTICA ATIVA
AWG	- ARRAYED WAVEGUIDE GRATING	- AGREGADO DE GUIAS DE ONDA
APON	- ASYNCHRONOUS TRANSFER MODE PASSIVE OPTICAL NETWORK	- REDE ÓTICA PASSIVA COM MODO DE TRANSFERÊNCIA ASSÍNCRONA
EB	- ENHANCEMENT BAND	- BANDA RESERVADA PARA FUTURO INCREMENTO
BPON	- BROADBAND PASSIVE OPTICAL NETWORK	- REDE ÓTICA PASSIVA DE BANDA LARGA
CWDM	- COARSE WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING	- MULTIPLEXAGEM ESPECTRAL GROSSEIRA
DMX	- DESMULTIPLEXER	- DESMULTIPLEXADOR
DWDM	- DENSE WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING	- MULTIPLEXAGEM ESPECTRAL COMPACTA
FPR	- FREE PROPAGATION REGION	- REGIÃO DE PROPAGAÇÃO LIVRE
FSR	- FREE SPECTRAL REGION	- REGIÃO ESPECTRAL LIVRE
FTTB	- FIBER TO THE BUILDING	- FIBRA ATÉ AO PRÉDIO
FTTC	- FIBER TO THE CURB	- FIBRA ATÉ À URBANIZAÇÃO
FTTH	- FIBER TO THE HOME	- FIBRA ATÉ CASA
FWHM	- FULL WIDTH AT HALF MAXIMUM	- LARGURA A MEIA ALTURA
GPON	- GIGABYTE PASSIVE OPTICAL NETWORK	- REDE ÓTICA PASSIVA DE GIGABYTE
HDTV	- HIGH DEFINITION TELEVISION	- TELEVISÃO COM ALTA DEFINIÇÃO
IPTV	- INTERNET PROTOCOL TELEVISION	- PROTOCOLO DE INTERNET E TELEVISÃO
MUX	- MULTIPLEXER	- MULTIPLEXADOR
NG-PON	- NEW GENERATION PASSIVE OPTICAL NETWORK	- NOVA GERAÇÃO DE REDE ÓTICA PASSIVA
ODN	- OPTICAL DISTRIBUTION NETWORK	- REDE DE DISTRIBUIÇÃO ÓTICA
OFDM	- ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING	- MULTIPLEXAGEM DE DIVISÃO ORTOGONAL DE FREQUÊNCIAS
OLT	- OPTICAL LINE TERMINAL	- TERMINAL DE LINHA ÓTICA
ONT	- OPTICAL NETWORK TERMINAL	- TERMINAL DE REDE ÓTICA
ONU	- OPTICAL NETWORK UNIT	- UNIDADE DE REDE ÓTICA
PON	- PASSIVE OPTICAL NETWORK	- REDE ÓTICA PASSIVA
SOA	- SEMICONDUCTOR OPTICAL AMPLIFIER	- AMPLIFICADOR ÓTICO SEMICONDUTOR
SOI	- SILICON ON INSULATOR	- SILÍCIO EM ISOLADOR
TDM	- TIME DIVISION MULTIPLEXING	- MULTIPLEXAGEM TEMPORAL
TDMA	- TIME DIVISION MULTIPLE ACCESS	- ACESSO MÚLTIPLO POR MULTIPLEXAGEM TEMPORAL
TE	- TRANSVERSE ELECTRIC	- MODO ELÉTRICO TRANSVERSAL
TM	- TRANSVERSE MAGNETIC	- MODO MAGNÉTICO TRANSVERSAL
TWDM	- TIME AND WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING	- MULTIPLEXAGEM ESPECTRAL E DE DIVISÃO DE TEMPO
WDM	- WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING	- MULTIPLEXAGEM ESPECTRAL

1. Introdução

1.1. Estado de Arte

Nos últimos anos, as redes de telecomunicações têm evoluído no sentido do aumento da capacidade de transporte de informação e do ritmo de transmissão. O volume de informação tem crescido exponencialmente e prevê-se que continue em crescimento a uma taxa de, aproximadamente, 123 %/ano, tal como ilustrado na figura 1 [1]. Este crescimento continuado requer um desenvolvimento tecnológico, de modo a suportar o aumento da largura de banda do sistema requerido pelo aumento da capacidade de transporte das redes [2].

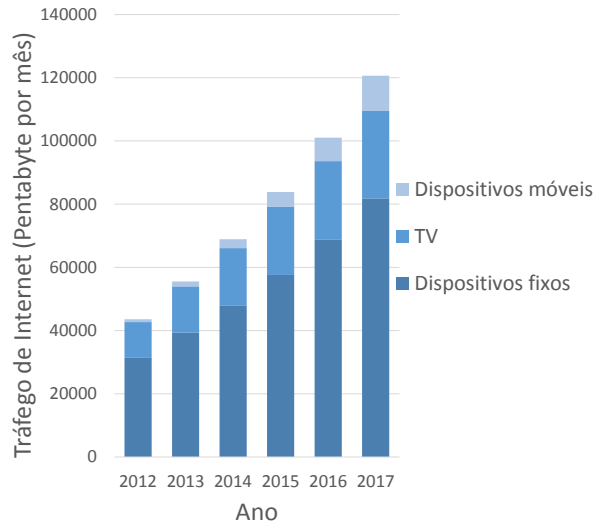


Figura 1 – Evolução do volume de tráfego de internet entre 2012 e 2013 e previsto para o período compreendido entre 2014 e 2017. Adaptado de [1].

Os serviços que apresentam uma maior taxa de crescimento são a televisão digital e o protocolo de internet (IPTV¹), para o tráfego no sentido do utilizador (usualmente, designado pelo termo em inglês como *downstream*), e as redes sociais para o tráfego no sentido dos serviços centrais (usualmente, designado pelo termo em inglês como *upstream*). O IPTV exige uma elevada largura de banda, principalmente, para as soluções de alta definição (HDTV) e televisão 3D.

¹Neste documento optou-se por usar siglas inglesas, onde a tradução se encontra na lista de acrónimos da página iii.

A utilização das redes sociais, também, requer uma elevada largura de banda ($> 10 \text{ Gb/s}$), principalmente no caso de serviços como o *Youtube* e o *Facebook*, onde a partilha de informação tem vindo a crescer, aproximadamente, a um ritmo de $200 \%/ano$ [3]. A exigência destas elevadas larguras de banda levou a uma migração da tecnologia elétrica para a tecnologia ótica, utilizada para o transporte de informação [4].

As comunicações por fibra ótica têm como vantagens a sua elevada capacidade de transmissão, reduzida dimensão e a imunidade à interferência eletromagnética, quando comparada com as comunicações baseadas na rede de cobre (tecnologia elétrica). Por exemplo, a capacidade de transferência de informação de uma fibra ótica pode superar os 100 Tb/s , conseguida com técnicas de multiplexagem espectral (DWDM) e temporal (TDM) [5]. No entanto, o desempenho das redes de fibra ótica está limitado pelas arquiteturas e pelos dispositivos utilizados. Sendo assim, é necessário continuar o desenvolvimento de novas tecnologias para superar limitações como a largura de banda, consumo energético, atenuação do sinal e de extensão geográfica [3, 6]. O comprimento de onda dos sinais óticos utilizados no transporte de informação situa-se na janela espectral centrada em 1550 nm com uma largura de 50 nm [7], pois esta região tem diversas vantagens, como:

- Permite o uso de amplificadores de fibras dopadas com Érbio para amplificar o sinal ótico, pois estes garantem um elevado desempenho (elevado ganho, baixo ruído, elevada largura espectral do sinal e transparência) e um custo relativamente baixo [8].
- Menor atenuação do sinal ótico nesta região espectral, usando fibras óticas de sílica, proporcionando melhores condições de transporte e, também, um menor custo na transmissão do sinal [9].

Existem diversas arquiteturas de distribuição dos sinais óticos para o transporte de informação por fibra até casa do utilizador, usualmente designadas por FTTx, onde x representa o tipo de instalação terminal da fibra ótica. As arquiteturas mais comuns estão identificadas na figura 2 e são:

- FTTC – fibra até à urbanização
- FTTB – fibra até ao prédio
- FTTH – fibra até casa

Na arquitetura FTTC, os cabos de fibra ótica chegam até uma cabine de rua, servindo uma área bastante reduzida em torno da cabine (com cerca de 600 m de diâmetro), onde os utilizadores se ligam através de uma infraestrutura clássica baseada em redes de cobre [10].

A FTTB designa uma arquitetura onde a fibra ótica chega até à entrada de um edifício, não chegando diretamente à casa do utilizador. Os utilizadores ligam-se através de infraestruturas em cobre até ao ponto de entrega da fibra ótica à entrada do edifício [10].

Na arquitetura FTTH, o cliente recebe o serviço de fibra ótica nas suas instalações. Sendo assim, esta arquitetura aparenta ser a melhor escolha, quando comparada com a FTTC e FTTB, para fornecer um maior tráfego de informação e com possibilidade de crescimento, a longo prazo, pois é mais fácil aumentar a largura de banda no futuro. No entanto, esta escolha necessita de um investimento superior, pois a infraestrutura elétrica de comunicação já existente não pode ser reutilizada. Para evitar custos exorbitantes na implementação desta tecnologia, é necessário escolher uma arquitetura e dispositivos óticos adequados [11].

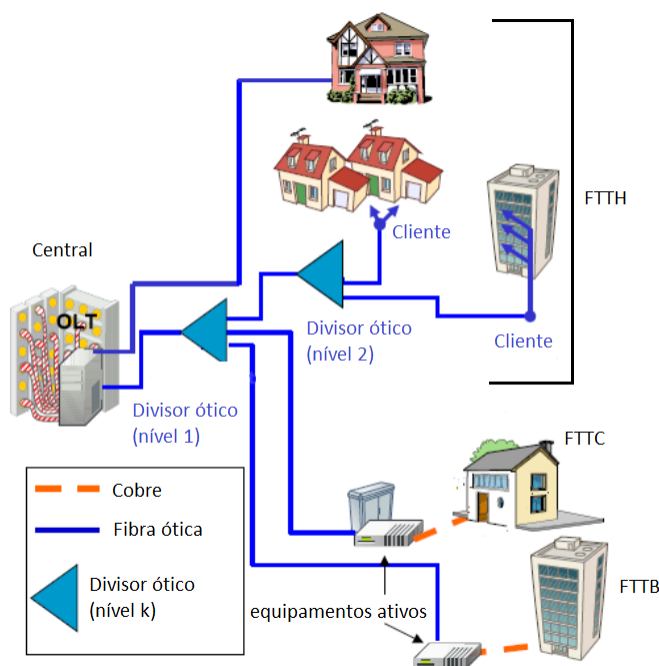


Figura 2 – Esquema das diferentes arquiteturas de FTTx. Adaptado de [11].

Existem duas versões básicas da tecnologia FTTH, nomeadamente, a rede ótica ativa (AON) e a passiva (PON). Na rede ótica ativa, a distribuição é feita através de dispositivos eletrónicos ativos em cabines na rua. No caso da rede ótica passiva, a distribuição é feita dentro da central e apresenta uma topologia ponto-multiponto [12]. A AON necessita de equipamentos ativos, como amplificadores, repetidores e multiplicadores. A topologia desta rede ótica pode ser ponto-ponto, onde cada fibra ótica é atribuída só a um utilizador, ou topologia ponto - multiponto que necessita de equipamentos ativos implementados na rede de transporte [13]. A arquitetura PON tem potencial para reduzir o custo dos operadores e oferecer um melhor serviço aos utilizadores finais porque, nesta rede, existem elementos passivos (divisores óticos), que dividem a largura de banda numa única fibra ótica, com alcance máximo de 20 km, servindo até um máximo de 64 utilizadores [14].

A arquitetura PON é classificada como ponto-multiponto, onde uma única fibra ótica interliga o terminal de linha ótica (OLT) na central às diferentes unidades de rede ótica (ONU), ou terminal de rede ótica (ONT), depois de ser dividida por um divisor ótico [2]. Como esta rede é passiva, os seus componentes não necessitam de uma fonte de alimentação externa no caminho entre a central e o terminal, reduzindo o custo comparando com as redes ativas [15]. O terminal de linha ótica tem como funções principais viabilizar os serviços para o utilizador e controlar a qualidade de serviço, sendo igualmente responsável pela validação do contrato entre a operadora e o cliente. Na arquitetura FTTH, o terminal de rede ótica é instalado na casa do utilizador, não sendo necessário o uso de qualquer sinal elétrico. A unidade de rede ótica converte o sinal ótico em sinal elétrico que será, depois, encaminhado para os equipamentos do utilizador [13]. Na figura 3 podem-se visualizar exemplos de redes óticas passivas PON para diferentes utilizadores.

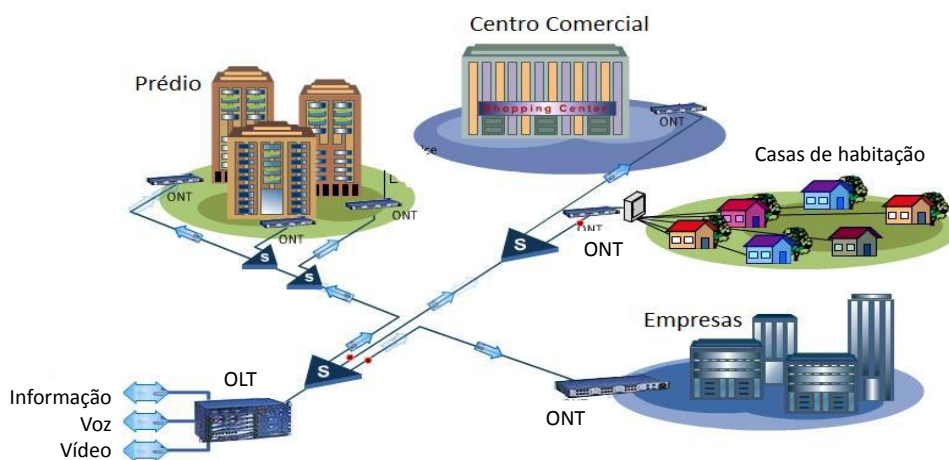


Figura 3 – Ilustração de uma rede PON. Adaptado de [14].

O terminal de linha ótica e a unidade de rede ótica estão interligados por fibra ótica e divisores óticos passivos que compõem a rede de distribuição ótica (ODN). Existem diversas topologias para esta tecnologia, designadas por barra, estrela, árvore ou anel, representadas na figura 4. A topologia mais usada atualmente é a de árvore, pois tem topologia ponto-multiponto que facilita a distribuição de informação [16].

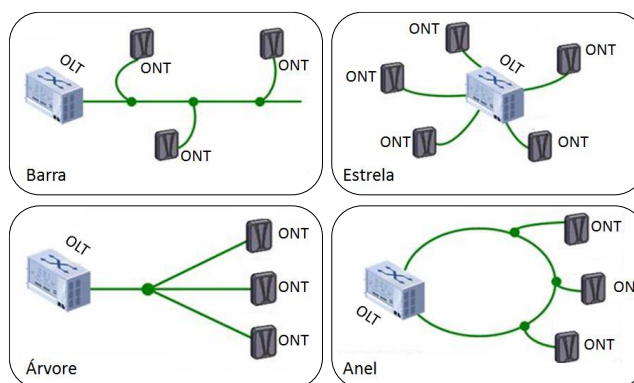


Figura 4 – Ilustração das diferentes topologias da rede de distribuição ótica PON. Adaptado de [16].

As redes PON têm outras vantagens, tais como a alta capacidade de transporte de informação e elevada eficiência em longas distâncias ($> 50 \text{ km}$) de fibra ótica [2]. Outra vantagem é o sistema ser passivo, logo não existe a necessidade de se proceder à instalação e manutenção de componentes ativos nas redes de acesso. Isto permite uma redução significativa dos custos relacionados com o fornecimento energético, por parte dos operadores de rede. Este tipo de redes pode partilhar um terminal ótico entre vários clientes, o que minimiza os custos de implementação de uma infraestrutura [13]. Assim, o sistema PON é considerado uma solução de baixo custo que consegue responder à necessidade do aumento da largura de banda [2]. Usando as redes PON, a transmissão no sentido *downstream* é feita em modo contínuo e no sentido *upstream* é realizado em modo de acesso múltiplo de divisão de tempo (TDMA), localizado em cada unidade da rede ótica [17].

A primeira tecnologia de redes óticas passivas a ser comercializada foi a rede ótica passiva assíncrona (APON), que permitia um ritmo de 622 Mb/s em *downstream* e 155 Mb/s em *upstream*, que foi seguida pela rede ótica passiva de banda larga (BPON), que é uma versão ampliada da APON com custos mais reduzidos [12]. A BPON permitia um ritmo de $622,08 \text{ Mb/s}$ em *downstream* e em *upstream*, $155,52 \text{ Mb/s}$ [15]. A tecnologia PON que está, ainda, a ser desenvolvida é a Gigabyte PON (GPON), que permite obter um ritmo de $2,5 \text{ Gb/s}$ em *downstream* e $1,25 \text{ Gb/s}$ em *upstream* [17], onde existem dois fluxos de informação transmitidos, em comprimentos de onda distintos. No sentido *downstream* a transmissão realiza-se na gama de comprimento de onda 1480 nm a 1510 nm , e no sentido *upstream* na gama de comprimento de onda 1260 nm a 1360 nm . As taxas de transmissão suportadas pela GPON dividem-se em duas categorias [18]:

- $1\,244,16 \text{ Mb/s}$ em *upstream* e $2\,488,32 \text{ Mb/s}$ em *downstream*;
- $2\,488,32 \text{ Mb/s}$ em *upstream* e $2\,488,32 \text{ Mb/s}$ em *downstream*.

No entanto, o alcance máximo da fibra ótica (ou seja, a distância máxima entre os terminais de rede ótica) é de 60 km , com um atraso temporal máximo entre a transferência de sinal de $1,5 \text{ ms}$, e o número de clientes servidos, atendendo a tecnologia existente, pode ser de 64 clientes embora, através de amplificação é possível superar os 128 clientes [18].

O sistema de transmissão em *downstream* é baseado em multiplexagem temporal (TDM), figura 5. O sinal enviado a partir do terminal de linha ótica vai ter um período temporal atribuído a cada utilizador. Depois de percorrer a rede de distribuição, o sinal ótico chega ao terminal de rede ótica instalada na casa do utilizador e apenas é lida (com mecanismos de autenticação) a informação colocada na janela temporal referente a cada cliente [19].

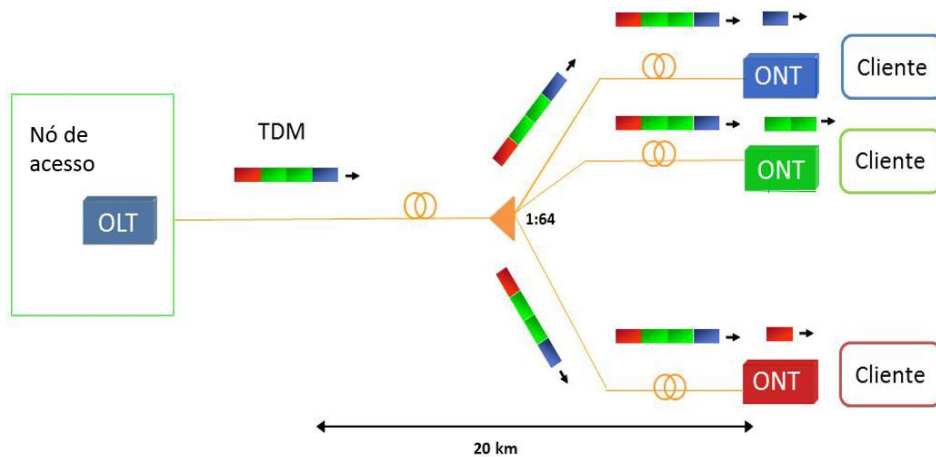


Figura 5 – Esquema do sistema de transmissão TDM em *downstream*. Adaptado de [19].

A comunicação no sentido *upstream* baseia-se no acesso múltiplo por multiplexagem temporal (TDMA). Neste caso, o tráfego vai ser enviado a partir de cada terminal de rede e recebido no terminal de linha ótica, figura 6 [19]. Este sistema tem de garantir que não há colisão entre as informações enviadas pelos clientes, ou seja, a informação enviada por um cliente não pode cruzar com a informação de outro cliente. Para isso, cada utilizador ocupa um espaço de tempo específico na transmissão, o que impede problemas de interferência.

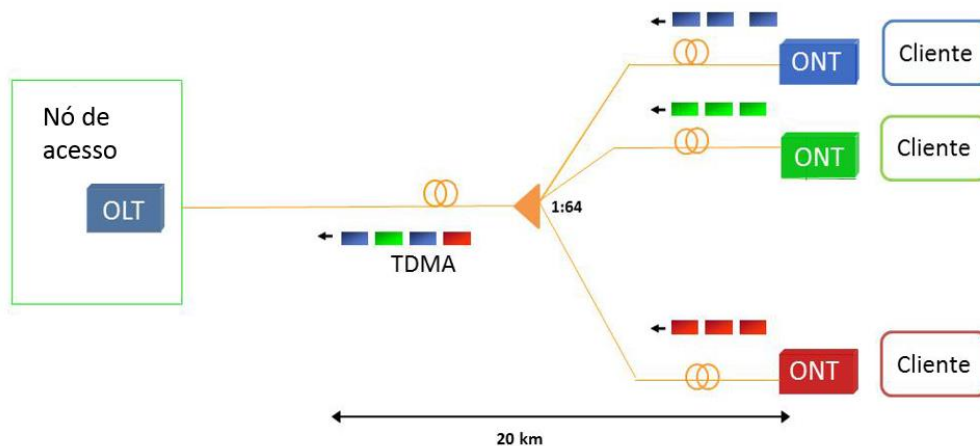


Figura 6 - Esquema do sistema de transmissão TDMA em *upstream*. Adaptado de [19].

A nova gama espectral para o sinal *downstream* é denominada de banda básica e a banda reservada para os serviços adicionais denomina-se de banda reservada para futuro incremento (EB). Para prevenir a degradação do sinal devido à interferência, existe uma banda guarda que separa os dois sinais, figura 7. O isolamento necessário fora da banda guarda é conseguido usando um filtro de bloqueio espectral [20]. A banda de 1 500 nm a 1 550 nm é mais usada para o serviço de vídeo, pois este é um dos serviços que apresenta maior taxa de crescimento e, conseqüentemente, necessita de uma elevada largura de banda [20].

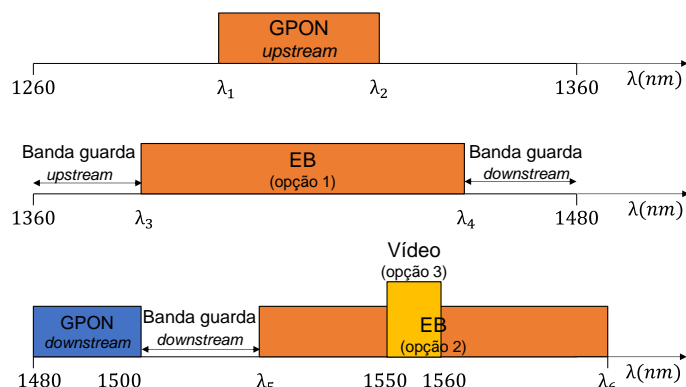


Figura 7 – Esquema da distribuição espectral na rede GPON, onde EB corresponde à banda reservada para futuro incremento.

A tecnologia que sucede a GPON é a XG-PON, que tem total compatibilidade com os sistemas GPON, contudo estas trazem melhorias em termos de segurança e consumo de energia. No que diz respeito à segurança nas XG-PON, existe a opção de autenticação mútua entre a rede de distribuição ótica e a unidade de rede ótica, de modo a proteger a integridade das mensagens de manutenção do sistema PON [21]. As XG-PON dividem-se em:

- XG-PON1: ritmo de tráfego assimétrico onde os valores em *downstream* são de 10 Gb/s e em *upstream* de 2,5 Gb/s;
- XG-PON2: ritmo de tráfego simétrico onde os valores em *downstream* são 10 Gb/s e em *upstream* de 10 Gb/s.

As futuras redes de acesso precisam de arquiteturas economicamente viáveis que permitam uma redução dos custos de implementação e dos custos operacionais. Assim, as infraestruturas de acesso têm de ser reutilizadas para implementar maiores funcionalidades como, por exemplo, o aumento da largura de banda [13].

Para suportar o aumento da largura de banda propõe-se o uso da tecnologia de rede NG - PON (*Next Generation – PON*). A tecnologia NG-PON está dividida em duas categorias: NG-PON 1 e NG-PON 2. A NG-PON 1 é uma evolução da GPON que permite que ambas as tecnologias coexistam na mesma rede, facilitando a transição gradual entre tecnologias.

Desta forma, os clientes individuais podem ser atualizados para NG-PON e viver em comunidade com os clientes de GPON, sem interromper os serviços para outros clientes. No caso da NG-PON 2, é proposta uma mudança completa da GPON, pelo que não tem qualquer possibilidade de convivência com GPON na mesma rede [22]. A NG-PON 1 é uma tecnologia de transição entre a GPON e a NG-PON2 que se baseia num sistema TDM tecnologicamente mais evoluído (ritos de transmissão mais elevados) com custo mais reduzido quando comparado com a GPON [22].

Dentro da tecnologia NG-PON 2 existem as seguintes possibilidades de multiplexagem ótica [23]:

- Multiplexagem espectral (WDM);
- Multiplexagem de divisão de tempo (TDM);
- Multiplexagem de divisão ortogonal de frequência (OFDM);
- Multiplexagem espectral e de divisão de tempo (TWDM).

Para ultrapassar o problema do aumento da necessidade da largura de banda, surge a variante WDM-PON, figura 8, que possibilita a entrega simétrica e sustentada com um ritmo de transmissão de 1 Gb/s para cada utilizador. A arquitetura de rede da solução WDM-PON pode ser descrita como uma agregação de conexões ponto-a-ponto entre cada utilizador e o terminal de linha ótica [24]. Nesta rede, cada unidade de rede ótica está sintonizada a um comprimento de onda específico, ou seja, o terminal de linha ótica contém um transceptor múltiplo com diferentes comprimentos de onda em que cada um tem um canal próprio que terá um utilizador particular, passando por um elemento que seleciona o comprimento de onda. Sendo assim, este sistema proporciona maior segurança a cada utilizador. O comprimento de onda pode ser selecionado colocando um filtro em cada utilizador [25].

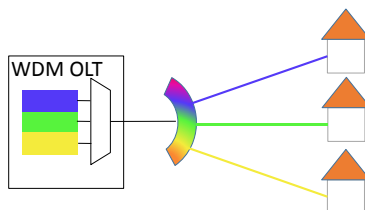


Figura 8 – Ilustração da arquitetura da rede WDM-PON.

Existem duas opções para a multiplexagem espectral, a multiplexagem espectral grosseira (CWDM) e a multiplexagem espectral compacta (DWDM). Os sistemas CWDM suportam até 16 comprimentos de onda multiplexados por fibra, onde o espaçamento entre canais é de 20 nm , figura 9-A. A multiplexagem DWDM consegue ter mais de 32 por fibra, onde o espaçamento entre canais é inferior a $0,8\text{ nm}$ (100 GHz), figura 9-B [13].

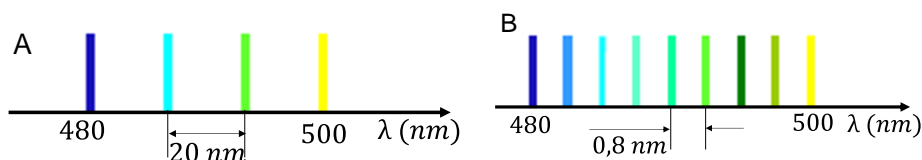


Figura 9 – Esquema dos espaçamentos entre canais de: A - CWDM; B - DWDM. Adaptado de [13].

No entanto, existe o desafio de uma solução viável para a implementação de uma rede como esta, em termos de desenvolvimento [24]. Os principais desafios na implementação desta solução são a consistência de tempo real entre o terminal da central e o terminal do utilizador, que já estão superados, usando transceptores bidirecionais sintonizáveis espectralmente, monitorização de

potência ótica e componentes óticos insensíveis à temperatura [25, 26]. No entanto, a implementação destas soluções para a rede ainda não está prevista em grande escala, devido à necessidade de remodelar as redes atuais e devido à falta de um padrão internacional para definir as características que cada operador deve implementar na sua rede [15].

O sistema TDM-PON tem sido usado para as FTTH, devido à sua simplicidade de implementação. O esquema desta tecnologia está ilustrado na figura 10, onde um OLT é compartilhado pelos indivíduos na unidade de rede ótica. No entanto, com o aumento da largura de banda esta arquitetura deixa de funcionar, pois todos os transdutores devem trabalhar na taxa de *bits* total de todo o sistema [25].

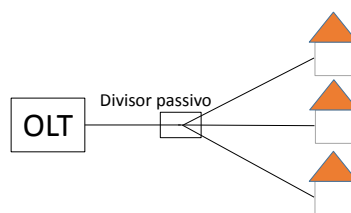


Figura 10 – Ilustração da arquitetura da rede TDM-PON.

Recentemente, vários grupos de investigação estão a tentar otimizar a transmissão *upstream* para ter **10 Gb/s** no sistema PON, onde o OFDM-PON tem sido um candidato promissor. O sistema OFDM é uma tecnologia de transmissão multi-carga em que cada carga pode ser modulada, aumentando a capacidade de transmissão [2]. É uma técnica de modulação baseada na multiplexagem por divisão de frequência de múltiplos sinais que permite compensar frequências dependentes da amplitude e fase de um canal de comunicação [13]. No entanto, a OFDM-PON, atualmente, é colocada de parte, devido à imaturidade técnica ainda existente [27].

A configuração básica do TWDM-PON para NG-PON2 é uma multiplexagem espectral com ritmo de transmissão de **40 Gb/s** em que cada comprimento de onda pode suportar **10 Gb/s** em *downstream* e **2,5** ou **10 Gb/s** em *upstream* [23]. A TWDM-PON vem unir duas tecnologias de multiplexagem distintas: TDMA e WDM [28, 29]. A TDMA-PON permite a vários utilizadores partilharem um canal com o mesmo comprimento de onda, logo tem um custo reduzido, uma largura de banda reduzida para cada utilizador e um alcance limitado [30]. No entanto, é possível aumentar a capacidade de um modo mais íntegro, minimizando as complexidades associadas ao TDMA e potencializar um maior alcance e segurança, unindo a tecnologia WDM. A tecnologia TWDM recorre à multiplexagem espectral e de divisão de tempo, em que cada comprimento de onda é partilhado entre vários terminais de rede ótica, empregando multiplexagem de divisão de tempo. O sistema consiste em combinar múltiplos sistemas PON, numa rede de distribuição ótica comum, usando comprimentos de onda distintos, sendo que para n comprimentos de onda usados irá resultar em n vezes a largura de banda de um sistema PON. Esta tecnologia permite ainda a partilha de largura de banda com base nas estatísticas da rede, por exemplo, os utilizadores podem escolher larguras de banda desde **Mb/s** até **10 Gb/s** [31].

Neste âmbito, esta dissertação tem como objetivo contribuir para a solução do estrangulamento nas atuais implementações das redes GPON, devido à necessidade do aumento de largura de banda dos serviços [25]. Para isso, pretende-se desenvolver uma interface multi-comprimento de onda, para permitir um aumento do número de utilizadores por fibra e da distância de alcance, e uma diminuição das perdas por transmissão da fibra ótica. Pretende-se que a tecnologia de ótica integrada NG-PON2 suporte 40 Gb/s de capacidade agregada no serviço *downstream* e 10 Gb/s no *upstream*, com capacidade de alcance de 40 km, e com um custo reduzido. A interface multi-comprimento de onda será integrada num terminal de linha ótica e num terminal de rede ótica, e implementada em circuitos de ótica integrada, produzidos externamente numa empresa de semicondutores que desenvolve placas de circuitos customizáveis. Estes circuitos vão ser conectados com fibras óticas e ligações elétricas externas.

1.2. Motivação

Uma das vantagens do FTTH é o facto de esta tecnologia permitir maior eficiência operacional, quando comparada com outras tecnologias de acesso, principalmente pela redução de manutenção e custos operacionais. Além disso, requer menor espaço nas centrais e apresenta um menor consumo de energia, comparando com outras tecnologias existentes. A evolução das atuais tecnologias para NG-PON2 requer o desenvolvimento de componentes óticos de baixo custo. Assim sendo, surge a oportunidade de utilizar dispositivos de ótica integrada.

O desenvolvimento e produção de dispositivos óticos tem como critérios primordiais o baixo custo, o baixo consumo energético do sistema de transporte de informação (que pode atingir potências elétricas de funcionamento até 10,8 kW, maioritariamente, devido aos componentes eletrónicos envolvidos nas redes de telecomunicações, como lasers e amplificadores) [32], a elevada largura de banda (com ritmo de transmissão a superar 10 Gb/s por utilizador) e a baixa atenuação dos componentes utilizados para o encaminhamento dos sinais (3 – 5 dB) [33], permitindo ligações a longas distâncias (> 40 km) [4]. Para aplicações de telecomunicações, os dispositivos óticos necessitam de ter certos requisitos [33, 35]:

- Elevada segurança do dispositivo (baixa potência ótica);
- Baixa atenuação (3 – 5 dB);
- Baixa interferência entre canais (> -25 dB);
- Insensível à variação da temperatura e da polarização do sinal ótico.

A implementação da tecnologia de transporte ótico nas redes de telecomunicações requer o desenvolvimento de dispositivos de ótica integrada que têm como objetivo processar o sinal. Neste âmbito, a ótica integrada tem o intuito de introduzir várias funcionalidades no processamento do sinal, num único substrato, de modo a ter o número mínimo de ligações em fibra ótica, ou seja, permitir sistemas óticos compactos.

A recente possibilidade de recorrer a uma empresa de semicondutores externa com capacidade de produzir dispositivos de ótica integrada customizados (*foundry*), permite focar as atividades de desenvolvimento no desenho dos circuitos a implementar, facilitando o processo.

Nesta dissertação, pretende-se estudar o desenvolvimento das redes óticas, desenhar e planificar circuitos de ótica integrada que possam ser implementados numa rede ótica passiva, para a desmultiplexagem espectral. O dispositivo que se pretende desenvolver tem de separar os diferentes 4 canais óticos (comprimento de onda) e direcioná-los para um determinado utilizador, com um ritmo de transmissão de 10 *Gb/s* por canal. De entre os dispositivos que permitem fazer a desmultiplexagem espectral destacam-se o micro-anel ressoador, o agregado de guias de onda (AWG), os filtros sintonizável de Fabry-Perot [36].

Nesta dissertação, foram estudados dois dispositivos, o micro-anel ressoador e o AWG. Para isso, inicialmente, foi realizada a simulação dos dois dispositivos, com vista a compreender o funcionamento e a resposta dos mesmos.

Os micro-anéis ressoadores em ótica integrada são promissores para implementar funcionalidades diferentes como filtragem e comutação. Estes podem ser implementados como filtros WDM. Os micro-anéis são adicionados em série, figura 11. No entanto, a distância entre os micro-anéis tem de ser suficientemente elevada, para um micro-anel ser apenas acoplado a outro anel pelo guia de onda reto e não diretamente [37]. Usando micro-anéis com diferentes diâmetros é possível obter 4 ressoadores que operem em comprimentos de onda diferentes. Os micro-anéis são uma solução adequada para a filtragem em sistema WDM, devido à seletividade de comprimento de onda e à ausência de modos de ordem superior [38]. Com a alteração da temperatura, e dependendo do coeficiente termo-ótico do material, é possível controlar a propagação do sinal ótico no guia. Sendo assim, usando o efeito termo-ótico e controlando a temperatura, é possível construir um micro-anel ressoador com controlo e sintonia do comprimento de onda desejado [39].

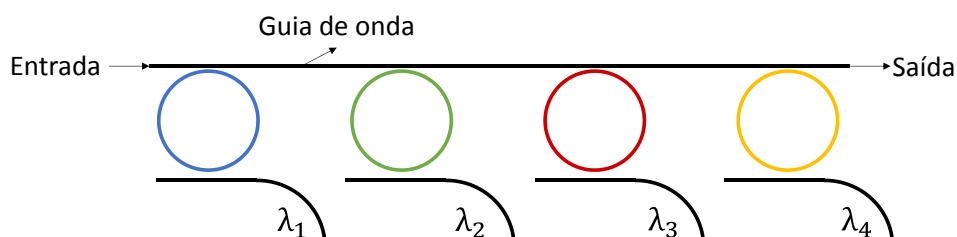


Figura 11 – Esquema do conjunto de micro-anéis usado como desmultiplexador, onde $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ representam os diferentes comprimentos de onda retirados de cada micro-anel ressoador.

Os AWGs têm vindo a ser propostos e já são usados para dispositivos de configurações de redes PON, devido à sua flexibilidade [40]. No entanto, pretende-se alterar as características físicas do mesmo e o circuito onde está a ser integrado de modo a ser possível apresentar um maior ritmo de transmissão e, assim, poder ser usado na tecnologia NG-PON2. O AWG é um dos dispositivos mais promissores para multiplexar e demultiplexar comprimentos de onda em sistema WDM, [41], devido à capacidade de agregar um elevado número de canais, baixas perdas de inserção, baixas dimensões, elevada estabilidade e a possibilidade de integrar com outros dispositivos de polímero [42]. Em comunicações óticas, o uso do AWG necessita de um controlo preciso e uma estabilidade espectral. Como o fabrico do AWG é baseado na técnica de fotolitografia, a integração do AWG tem certas vantagens como a compactação, segurança, redução de custos, controlo preciso do espaço entre canais, estabilização espectral e a uniformidade de perdas de inserção.

1.3. Objetivos

Esta dissertação esteve inserida no projeto de investigação “NGPON2” em co-promoção da PT Inovação e do Instituto de Telecomunicações, onde sou bolseira de investigação científica. Neste projeto, pretendeu-se estudar o desenvolvimento da tecnologia das redes óticas e a possibilidade de desenvolver uma interface ótica multi-comprimento sintonizável/selecionável, suportada por tecnologias óticas integradas para o terminal de linha ótica e o terminal de rede ótica com um ritmo de transmissão de 10 Gb/s.

Foi necessário integrar num circuito de ótica integrada as funcionalidades de recetor/emissor sintonizável espectralmente. As possibilidades de integração incluem uma estratégia de integração híbrida com circuitos óticos planares e componentes ativos, ou uma estratégia de integrar num único circuito fotónico os componentes ativos (*laser* e fotodíodos) e passivos (filtros e acopladores de potência) que constituem a interface ótica, permitindo conjugar numa única placa de circuito integrado todos os componentes óticos/fotónicos/optoelectrónicos.

A solução TWDM permitirá aos operadores aumentar a capacidade das suas redes sem mudar a planta externa da rede. Em vez disso, as mudanças serão confinadas nos equipamentos transdutores terminais. O terminal de linha ótica na central terá de suportar 4 comprimentos de onda, utilizando *lasers* sintonizáveis (transmissão) e foto-detetores (receção), bem como multiplexagem ótica. Os terminais de rede ótica devem usar *lasers* (transmissão) e filtros (receção) igualmente sintonizáveis, ajustáveis, respetivamente, para qualquer um dos comprimentos de onda de *upstream* e *downstream*. As características dos terminais são:

- OLT NG-PON2 – são gerados 4 canais de sinal binário com ritmo de transmissão de 10 Gb/s, cada um com comprimentos de onda compreendidos entre 1 524 nm e 1 540 nm, com 100 GHz (0,8nm) de espaçamento entre si.

- ONT NG-PON2 – este módulo gera um sinal binário com ritmo de transmissão de $2,5 \text{ Gbit/s}$ com um comprimento de onda compreendido entre $1\,600 \text{ nm}$ e $1\,695 \text{ nm}$, com espaçamento de 100 GHz ($0,8 \text{ nm}$).

Ao nível da receção, como existem vários comprimentos de onda de propagação na fibra, torna-se necessário um filtro para seleccionar o comprimento de onda desejado, tanto nos terminais de rede ótica como no terminal de linha ótica na central. Para os filtros foram estudados micro-anéis ressoadores. Cada micro-anel é facilmente sintonizável para cada um dos 4 comprimentos de onda alterando o perímetro do mesmo e/ou o índice de refração do meio. Esta sintonização, na prática, é feita termicamente por aplicação de uma tensão externa aplicada ao micro-anel, fazendo variar o índice de refração efetivo do meio. Outra solução para a implementação de filtros é o AWG, que separa as regiões espectrais e direciona-as.

Concluindo, os objetivos desta dissertação são estudar as redes óticas e os dispositivos que possam ser usados como desmultiplexadores espectrais para aplicações de ótica integrada em telecomunicações. Para isso pretende-se desenhar e simular a resposta destes dispositivos.

Sugere-se que estes dispositivos sejam integrados numa placa de circuito de ótica integrada para solucionar as restrições existentes dos dispositivos das redes de fibra ótica existentes, como a largura de banda, número de utilizadores por fibra e a distância de alcance. Foi desenvolvida uma placa de circuito integrado com AWGs por forma a resolver as restrições. Os micro-anéis ressoadores não foram, ainda, fabricados por dificuldades de produção associadas às dimensões requeridas.

1.4. Organização da tese

Esta dissertação está dividida em 5 capítulos:

- **Capítulo 1 - Introdução:** neste capítulo é apresentado o enquadramento do tema e o seu estado de arte, os objetivos, a estrutura da tese, e as comunicações científicas desenvolvidas ao longo desta dissertação.
- **Capítulo 2 - Micro-anel ressoador:** neste capítulo são apresentadas as características e o princípio de funcionamento de um micro-anel ressoador. No fim desta secção apresenta-se os resultados referentes ao desempenho do micro-anel ressoador em função dos seus parâmetros físicos.
- **Capítulo 3 – Agregado de guias de onda (AWG):** neste capítulo são apresentadas as características e o princípio de funcionamento de um AWG. No fim desta secção apresenta-se os resultados referentes ao desempenho do AWG em função dos seus parâmetros físicos.

▪ **Capítulo 4 – Aplicação:** neste capítulo apresenta-se a aplicação do AWG para a placa de emissor/recetor sintonizável espectralmente.

▪ **Capítulo 5 - Conclusão e trabalho futuro:** neste capítulo são apresentadas as conclusões de todo o trabalho desenvolvido e são sugeridos possíveis trabalhos que possam ser desenvolvidos nesta área.

Neste documento optou-se por usar os termos da área das telecomunicações em língua inglesa para os mesmos não perderem o significado.

1.5. Comunicações científicas

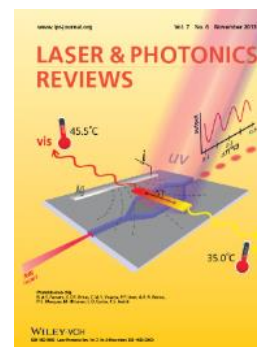
Em paralelo com o trabalho diretamente relacionado com os objetivos desta dissertação, realizei trabalho experimental na área da produção e caracterização de dispositivos para ótica integrada produzida a baixo custo envolvendo materiais híbridos orgânicos-inorgânicos. Estas tarefas permitiram-me ganhar experiência na produção (usando escrita direta por radiação UV) e conexão e acoplamento de dispositivos para ótica integrada. Este trabalho apresenta-se como uma mais valia, pois as competências laboratoriais adquiridas na caracterização ótica de dispositivos de ótica integrada são fundamentais para a caracterização dos dispositivos produzidos (AWG) no contexto desta dissertação. Deste trabalho experimental, resultaram as seguintes comunicações e artigos científicos:

Comunicações científicas (oral)

- P.G. Marques, **A.R. Bastos**, C.M.S. Vicente, E. Pecoraro, P.P. Lima, P.S. André, L.D. Carlos, R.A.S. Ferreira. "Thermo-optical attenuator fabricated through direct UV laser writing in organic-inorganic hybrids" 14th International Conference on Transparent Optical Networks, ICTON-2011, IEEE, Tu.B5.1 (2012). ISBN: 978-1-4673-2227-0/12
- P.G. Marques, **A.R. Bastos**, C.M.S. Vicente, E. Pecoraro, P.P. Lima, P.S. André, L.D. Carlos, R.A.S. Ferreira. 'Organic-inorganic hybrids for applications in green photonics' IX CICECO Meeting, 02-03/05, 2012, Aveiro, Portugal.

Artigos científicos

- R.A.S. Ferreira, C.D.S. Brites, C.M.S. Vicente, P.P. Lima, **A.R.N. Bastos**, P.G. Marques, M.Hiltunen, L.D. Carlos, P.S. André, "Photonic-on-a-chip: a thermal actuated Mach-Zehnder interferometer and a molecular thermometer based on a single di-ureasil organic-inorganic hybrid", Laser Photonics Rev., Vol. 7 No. 6, p. 1-9, 2013.



2. Micro-anel Ressonador

2.1. Introdução

Com o objetivo de desenvolver uma interface multi-comprimento de onda que permita filtrar dinamicamente os canais de informação referentes a cada utilizador foi usado um micro-anel ressonador. O micro-anel é um guia de onda com uma estrutura em anel, com um diâmetro na ordem de micrómetros. O micro-anel ressonador é constituído por um micro-anel e por dois guias de onda retos, como está representado na figura 12 [43]. Na porta de entrada, é injetado um sinal óptico com diferentes comprimentos de onda, pretendendo-se remover o sinal com comprimento de onda ressonante, λ_{res} , e, em simultâneo, adicionar um outro sinal com o mesmo comprimento de onda, λ_{adi} [43].

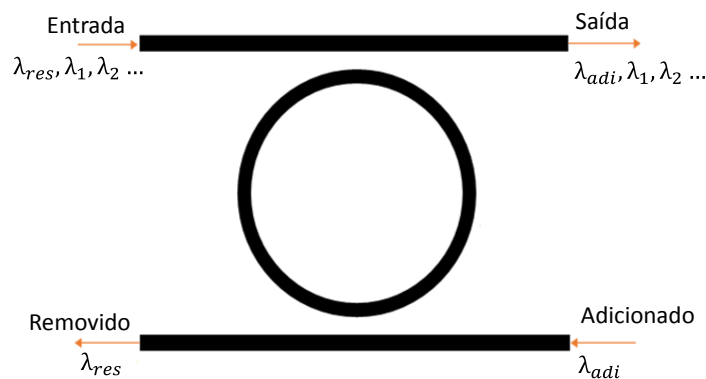


Figura 12 – Esquema da estrutura de um filtro com um micro-anel ressonador.

O sinal óptico é acoplado na estrutura do micro-anel, devido ao campo evanescente do sinal óptico propagado na proximidade dos dois guias de onda. Este acoplamento ocorre, quando parte da potência de um sinal óptico num guia de onda é transferida para o outro guia de onda. Como os guias estão muito próximos ($\sim 400 \mu m$) e um dos caminhos óticos é fechado, esta estrutura comporta-se como um ressonador e, apenas, sinais com determinados comprimentos de onda podem ser acoplados eficientemente entre os guias [44]. Esses comprimentos de onda, para os quais há acoplamento, são denominados de comprimentos de onda de ressonância e podem ser determinadas pela equação 1.

$$m\lambda_{res} = 2\pi R n_{ef} \quad (1)$$

onde λ_{res} é o comprimento de onda de ressonância, m é um número inteiro que quantifica a ordem da ressonância, R é o raio do micro-anel e n_{ef} é o índice de refração efetivo do guia de onda do micro-anel [43].

Os micro-anéis ressoadores são usados para circuitos de ótica integrada, pois são bastante compactos permitindo até 10^5 dispositivos/cm² e conseguem processar o sinal ótico numa elevada gama espectral devido à elevada gama espectral livre (FSR, que será definido mais à frente neste capítulo) [45]. Estes dispositivos são usados em diversas aplicações como filtros, sensores, lasers, moduladores, entre outros [46]. O desafio de recorrer a este dispositivo como filtro, consiste em aumentar a FSR, através da variação das dimensões do micro-anel ressoador.

2.2. Materiais

O desenho e a fabricação de micro-anéis ressoadores de alta qualidade estão relacionados com o desenvolvimento das tecnologias de produção e dos materiais [45]. Na literatura refere-se que os primeiros micro-anéis ressoadores foram fabricados num filme de polimetil-metacrilato depositado em quartzo. No entanto, para obter um elevado desempenho com tecnologias que têm baixa variação de índice de refração do guia ($\Delta n < 0,1$), é necessário que o diâmetro do micro-anel ressoador seja elevado (~ 2 mm) [47]. Nos últimos anos, outros materiais têm sido usados para a fabricação destes dispositivos, como a sílica, silício, silício sobre sílica, silício em isolador (SOI – *Silicon on Insulator*), polímeros, semicondutores (GaAs, InP, GaAsP, GaN, entre outros), niobato de lítio e fluoreto de cálcio. Algumas propriedades óticas destes materiais estão apresentadas na tabela 1 [45].

A sílica é um material muito usado para ressoadores, pois tem as vantagens de ter uma reduzida atenuação ($0,1$ dB/cm), ser transparente na região do infravermelho e compatível (índice de refração similar) com a fibra ótica para as ligações externas, facilitando a eficiência do acoplamento entre o material e a fibra ótica. A tecnologia do silício sobre sílica é muito usada, por exemplo, para produzir micro - ressoadores planares [45].

Os polímeros têm um grande potencial em sistemas de optoelectrónica, pois estes materiais são de baixo custo, têm atenuação reduzida, $0,9$ dB/cm para um comprimento de onda de 1500 nm, e um coeficiente termo-ótico reduzido, $10^{-6}/K$ nos polímeros inorgânicos, e $10^{-4}/K$ nos polímeros orgânicos [41].

O niobato de lítio (LiNbO_3) é usado na produção de micro-ressoadores, porque têm elevada transparência na região do infravermelho [45].

Atualmente, os semicondutores baseados em GaAs, InP e GaN têm sido bastante usados na fabricação de dispositivos micro-ressoadores, pois estes permitem uma estrutura com elevada compactação e podem funcionar em modo passivo (acoplador, divisor e multiplicador) ou em modo ativo (fonte de radiação, amplificador, detetor, modulador) no mesmo sistema [45].

Tabela 1 – Propriedades óticas relevantes de alguns materiais usados na fabricação de micro-ressoadores. Adaptado de [40, 44, 47].

Material	Índice de refração a 1550 nm	Atenuação na região do infravermelho (dB/cm)	Coefficiente termo ótico (/K)
SiO_2 ; SiO_2/Si [44, 47]	1,44 – 1,47	0,1	$1,8 \times 10^{-4}$
Polímeros [40, 44]	1,30 – 1,70	0,9	10^{-6}
InP [40, 44]	3,10	5	3×10^{-4}

Os materiais com maior variação de índice de refração entre o guia de onda e o meio ($\Delta n > 0,1$) são os mais adequados para dispositivos de micro-anéis, pois apresentam uma maior gama espectral livre e menos perdas de sinal, do que materiais com baixas diferenças de índice de refração [46].

2.3. Atenuação do sinal

Os guias de onda baseados em semicondutores apresentam atenuação do sinal como consequência de diversos fatores, tais como a absorção do material, descontinuidade geométrica e espalhamento [47].

A atenuação devida à absorção pode resultar da absorção interbandas e da absorção de cargas livres [47]. A absorção interbandas ocorre quando os fótons com energia superior ou igual à energia de hiato são absorvidos para excitar elétrons da banda de valência para a banda de condução. Sendo assim, se a energia dos fótons for inferior à energia de hiato do material, ou seja, o comprimento de onda usado for superior ao comprimento de onda associado à energia de hiato do material, é possível reduzir a atenuação devido a absorção interbandas [47]. A absorção de cargas livres é devida às transições de cargas na banda de condução e na banda de valência. Com o aumento da concentração de dopantes, o número de cargas livres aumenta e, conseqüentemente, as perdas por absorção de cargas livres, também, aumentam [47]. O valor típico do coeficiente de absorção para o InP é 0,7 dB/cm para uma densidade de dopantes do tipo-n de 10^{18} cm^{-3} e para uma densidade de dopantes do tipo-p de $7 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ [43].

Usualmente, em dispositivos de ótica integrada produzidos a partir de materiais semicondutores, o núcleo do guia de onda é o $\text{In}_{0,75}\text{Ga}_{0,25}\text{As}_{0,55}\text{P}_{0,45}$, que apresenta uma energia de hiato de aproximadamente $1,0 \text{ eV}$, o que corresponde a um comprimento de onda de $1,2 \mu\text{m}$. O índice de refração para esta liga semicondutora é de 3,3, para o comprimento de onda de $1,55 \mu\text{m}$ [47]. Como o comprimento de onda associado à energia de hiato é inferior ao comprimento de onda usado ($1,55 \mu\text{m}$) é possível eliminar a atenuação produzida pela absorção interbandas. Este material é depositado e, posteriormente, emergido num material de InP, que tem um índice de refração, para o comprimento de onda de $1,55 \mu\text{m}$, de 3,2. Para a deposição e o crescimento do material ocorrerem sem imperfeições é necessário que as constantes de rede dos materiais sejam idênticas, o que se verifica neste caso [47].

As perdas por descontinuidade geométrica estão relacionadas com a curvatura do guia de onda, neste caso, com o valor do diâmetro do micro-anel ressoador. Para um determinado valor do diâmetro, as perdas de radiação diminuem à medida que o confinamento no guia de onda aumenta, ou seja, quando o contraste do índice de refração do anel e do meio envolvente aumenta. Um elevado contraste de índice ($\Delta n > 0,1$) permite dimensões menores e estruturas mais compactas [49]. No caso dos semicondutores, o contraste do índice de refração é elevado ($\Delta n > 0,1$), logo as perdas pelo encurvamento dos guias são reduzidas para diâmetros maiores que $2 \mu\text{m}$. Estas perdas são insignificantes comparando com as perdas de espalhamento e/ou de acoplamento com a fibra ótica externa. Esta atenuação pode ser calculada, através de programas numéricos que simulam a propagação da radiação no guia [47]. Para a simulação é necessário ter em conta vários fatores, os mais importantes são o contraste do índice de refração dos materiais e as propriedades da curvatura [46].

As perdas de espalhamento ocorrem devido às rugosidades no substrato e na interface entre o guia de onda e o seu meio envolvente. Estas podem ser estimadas usando o modelo de *Tien* baseado no critério de espalhamento de *Rayleigh* [50]. No entanto, existem modelos mais complexos, mas necessitam informação sobre a periodicidade das rugosidades [43].

2.4. Configurações de fabrico

Os micro-anéis ressoadores podem ser desenhados e fabricados em duas configurações de acoplamento distintas. Quando o anel e os guias de onda retos estão na mesma camada, a configuração denomina-se lateral, figura 13-A. Quando o anel e os guias de onda retos estão em diferentes camadas, a configuração denomina-se vertical, figura 13-B. Esta configuração requer processos de litografia com maior tolerância. Esta é a configuração adotada neste trabalho. A configuração vertical tem a vantagem de o acoplamento depender, principalmente, da espessura da

camada entre os guias e o anel. Esta espessura pode ser controlada durante a deposição, no entanto, esta configuração exige mais passos no processo de fabrico [49].

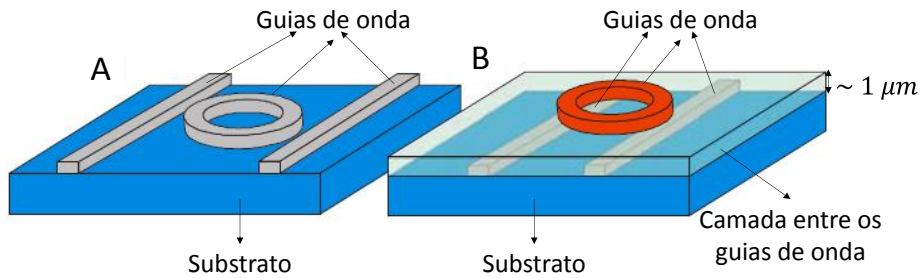


Figura 13 – Esquema de configurações de fabrico dos micro-anéis ressoadores: A - lateral B - vertical.
Adaptado de [49].

O fabrico dos micro-anéis ressoadores é limitado pela tolerância dos processos de litografia. Para fazer a distância entre o anel e o guia de onda reto na configuração lateral, usando um contraste de índice elevado, é necessário uma precisão à escala micrométrica, que pode ser obtida usando escrita direta por radiação *laser*. Na configuração vertical, o acoplamento é determinado pelo processo de deposição onde a precisão de alinhamento é obtida mais facilmente. No entanto, o alinhamento que é importante no caso dos dispositivos simétricos, é mais complicado na configuração vertical porque guias de onda retos e o micro-anel são estruturados em passos litográficos separados [49].

2.5. Acoplamento entre guias

O acoplamento entre o guia de onda reto e o micro-anel está relacionado com o diâmetro do anel e a distância entre os dois, figura 14. O acoplamento é devido às perdas de confinamento do sinal no guia, ou seja, ao campo evanescente (campo próximo da onda). A distância entre os guias de onda, onde o acoplamento do campo evanescente pode ser desprezado é aproximadamente $10 \times d$, para o caso do diâmetro do anel ser $1000 \mu m$ e a distância entre os guias ser $1 \mu m$ [47].

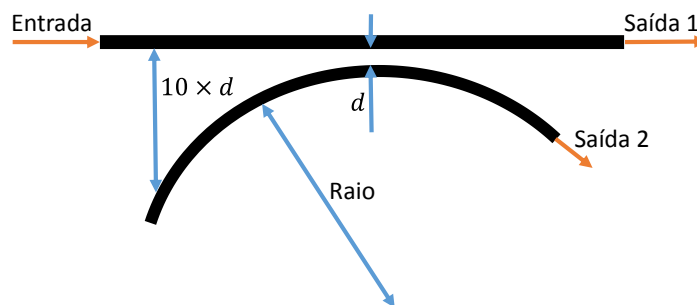


Figura 14 – Esquema da estrutura da zona de acoplamento entre o guia de onda reto e do micro-anel, onde d é a distância entre o guia de onda reto e o micro-anel.

O coeficiente de acoplamento entre dois modos de propagação de um guia de onda reto e do micro-anel, κ , pode ser calculado, através da razão entre a amplitude do sinal na saída 2 (campo acoplado) e a amplitude do sinal de entrada. A atenuação medida na saída 1 resultante do acoplamento, A_c , pode ser determinada através de [47]:

$$A_c = 1 - \frac{P_{saída\ 1} - P_{saída\ 2}}{P_{entrada}} \quad (2)$$

onde $P_{saída\ 1}$ é a potência do sinal ótico na saída 1, $P_{saída\ 2}$ é a potência do sinal ótico na saída 2, e $P_{entrada}$ é a potência do sinal ótico na entrada. O esquema fundamental de um micro-anel ressonador é composto por um micro-anel e dois guias de onda retos. Neste dispositivo, existem quatro terminais (entrada, remoção, adição e passagem), figura 15-A. O anel e o guia de onda reto estão acoplados através do campo evanescente do sinal ótico, onde o coeficiente de acoplamento κ_1 e κ_2 do campo elétrico corresponde, respetivamente, ao acoplamento entre o guia de onda reto para o anel e vice-versa.

Quando o percurso ótico no anel é múltiplo do comprimento de onda de ressonância, ocorre interferência construtiva, ou seja, o anel está em ressonância. Consequentemente, existem franjas periódicas na resposta com o comprimento de onda nos terminais de saída (passagem e remoção). Em ressonância, o terminal de remoção tem transferência máxima e o terminal de passagem tem transferência mínima, figura 15-B. No caso ideal, com as constantes de acoplamento iguais ($\kappa_1 = \kappa_2$), toda a potência irá para o terminal de remoção.

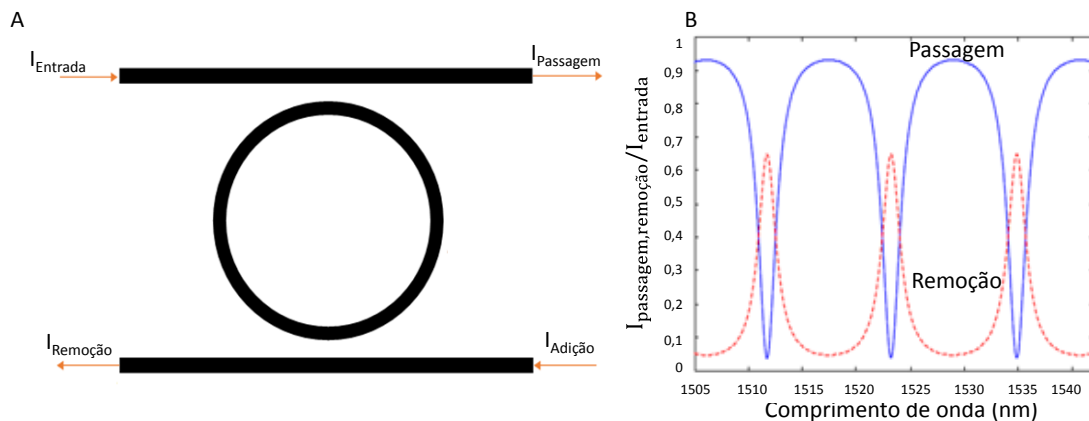
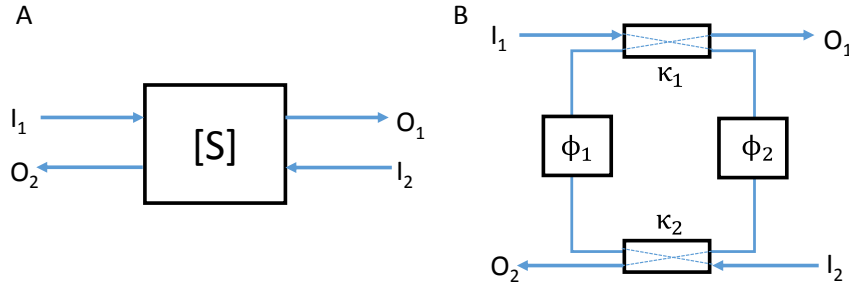


Figura 15 – A - Esquema do micro-anel ressonador com os respetivos terminais. B – Variação da intensidade nos terminais de remoção e de passagem com a do terminal de entrada. Adaptado de [45].

Frequentemente, o modelo usado para analisar a resposta do micro-anel ressonador é uma matriz que descreve o acoplamento entre os 4 terminais do dispositivo [49], figura 16.



**Figura 16 – A - Esquema do modelo teórico onde S representa a matriz, O_1 e O_2 os terminais de saída (passagem e remoção, respetivamente) e I_1 e I_2 os de entrada (entrada e adição, respetivamente).
B - Esquema do modelo teórico com os respetivos parâmetros.**

Neste modelo, o micro-anel ressoador é modelado com dois acopladores, cada um com coeficiente de acoplamento κ_1 e κ_2 na zona de acoplamento, e com dois atrasos de fase ϕ_1 e ϕ_2 . O campo ótico nas entradas e nas saídas no anel estão relacionados por [49]:

$$\begin{bmatrix} O_1 \\ O_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Os parâmetros da matriz são dados pelas equações 4, 5 e 6.

$$S_{11} = \frac{\mu_1 - \mu_2 \alpha^2 e^{-j\Delta\omega}}{1 - \mu_1 \mu_2 \alpha^2 e^{-j\Delta\omega}} \quad (4)$$

$$S_{21} = -S_{12} = \frac{\kappa_1 \kappa_2 \alpha e^{-j\Delta\omega/2}}{1 - \mu_1 \mu_2 \alpha^2 e^{-j\Delta\omega}} \quad (5)$$

$$S_{22} = \frac{\mu_2 - \mu_1 \alpha^2 e^{-j\Delta\omega}}{1 - \mu_1 \mu_2 \alpha^2 e^{-j\Delta\omega}} \quad (6)$$

onde $\mu_{1,2} = \sqrt{1 - \kappa_{1,2}^2}$, α é o coeficiente de atenuação para a propagação ao longo de uma volta completa no anel, $\Delta\omega = \omega_0 - \omega$, em que $\omega_0 = \frac{c}{2\pi R n_g} m$ é a frequência de ressonância, n_g é o índice de grupo, c é a velocidade de luz, ω é a frequência angular, e m é a ordem de ressonância. Os atrasos ϕ_1 e ϕ_2 não são necessariamente iguais e estão relacionados com a frequência do sinal e o comprimento do caminho ótico $L_{1,2}$ pela equação 7. Quando o sinal sofre uma diferença de fase ocorrem fenómenos de interferência entre os sinais que se propagam no micro-anel e do guia de onda reto. A interferência é construtiva para comprimentos de onda de ressonância.

$$\phi_{1,2} = \frac{\omega L_{1,2}}{c} \quad (7)$$

Assim, podem-se calcular os valores das constantes de acoplamento através do comportamento do dispositivo. Por exemplo, para obter uma elevada potência no terminal de

remoção, as constantes de acoplamento têm de ser iguais e o dispositivo tem de ser simétrico para ter a menor atenuação [49].

As funções transferência do dispositivo, nos terminais de remoção (O_2) e de passagem (O_1), podem ser definidas pelas equações 8 e 9, respetivamente, para evitar a complexidade da simulação da resposta do dispositivo, como é sugerido no artigo [46].

$$D = -\frac{\kappa_1 \kappa_2 \sqrt{\gamma z^{-1}}}{1 - r_1 r_2 \gamma z^{-1}} \quad (8)$$

$$T = \frac{r_1 - r_2 \gamma z^{-1}}{1 - r_1 r_2 \gamma z^{-1}} \quad (9)$$

onde $z^{-1} = e^{-i\beta L}$, κ_1 e κ_2 são coeficientes de acoplamento, r_1 e r_2 são coeficientes de transmissão do sinal no micro-anel, $\gamma = e^{-\alpha L}$ é a atenuação do sinal numa volta do micro-anel, L é o perímetro do anel, α é o coeficiente de atenuação, e $\beta = \frac{2\pi n_{ef}}{\lambda}$.

Quando se verifica a igualdade entre as perdas de radiação internas no anel e o sinal transmitido ($\alpha = r_{1,2}$), a potência transmitida é nula. Ou seja, ocorre interferência destrutiva, que, neste caso, é denominada de acoplamento crítico [49].

2.6. Caraterísticas de desempenho

Os parâmetros principais que descrevem o desempenho dos ressoadores são os seguintes: intervalo espectral livre ($\Delta\lambda$), *finesse* (F), largura de banda (FWHM) e fator de qualidade (Q). As propriedades do ressoador que influenciam as caraterísticas de desempenho são o perímetro do anel, as perdas de radiação e os coeficientes de acoplamento entre o guia de onda reto e o anel [51].

O intervalo espectral livre refere-se ao comprimento de onda entre dois máximos de interferência consecutivos, logo [43]:

$$m \cdot \lambda_m = L \cdot n_{ef} = (m + 1) \cdot (\lambda_m + \Delta\lambda) \quad (10)$$

onde λ_m é o comprimento de onda da ressonância de ordem m , L é o perímetro do anel, e n_{ef} é o índice de refração efetivo. Assumindo que $\Delta\lambda \ll \lambda$, ou seja $m \gg 1$, é possível aproximar a expressão do FSR, por [43]:

$$\text{FSR} = \Delta\lambda = \frac{\lambda_m(\lambda_m + \Delta\lambda)}{L n_{ef}} \approx \frac{\lambda^2}{L n_{ef}} \quad (11)$$

A largura de banda de um micro-anel ressoador corresponde à largura da ressonância. Este parâmetro determina a seletividade do micro-anel ressoador operando para um determinado comprimento de onda [43]. A largura de banda pode ser determinada pela largura a meia altura (*FWHM*) da função transferência do micro-anel ressoador medida no terminal de remoção. O valor de *FWHM* é determinado pelas constantes de acoplamento e as perdas internas no anel [49]:

$$FWHM = \frac{\lambda^2}{n_{ef}L} \frac{\sqrt{X_1 X_2}}{\pi^4 \sqrt{X_1 X_2}} \quad (12)$$

onde $X_i = \sqrt{(1 - r_i^2)} e^{L\alpha}$.

O desempenho do micro-anel ressoador é medido pela *finesse* (*F*), que é o rácio entre o *FSR* e a *FWHM* [49]:

$$F = \frac{FSR}{FWHM} = \frac{\pi(X_1 X_2)^{1/4}}{(X_1 X_2)^{1/2}} \quad (13)$$

A *finesse* é independente das dimensões do micro-anel ressoador, do comprimento de onda e do índice de refração efetivo. Apenas depende das constantes de acoplamento e de atenuação, daí ser um bom parâmetro para comparar a qualidade entre ressoadores [43].

Os dispositivos com elevada *finesse* têm um valor de *FWHM* reduzido, e uma intensidade de sinal no anel elevada. Sendo assim, os dispositivos com *finesse* elevada são adequados para aplicações, onde elevada intensidade nas cavidades seja necessária, como os *lasers* ou dispositivos de ótica não linear [49].

O fator qualidade pode ser usado como uma medida absoluta para a seletividade do comprimento de onda do micro-anel ressoador, equação 14 [49].

$$Q = \frac{\lambda}{FWHM} = \frac{n_{ef}L\pi(X_1 X_2)^{1/4}}{\lambda(X_1 X_2)^{1/2}} \quad (14)$$

Pela análise das equações 13 e 14, o fator *Q* depende das dimensões do ressoador e do comprimento de onda.

A ressonância no micro-anel ressoador depende do perímetro do anel e do coeficiente de atenuação. Sendo assim, o anel ressoador será sensível a diversos efeitos. A sensibilidade do dispositivo é quantificada pela dependência do comprimento de onda de ressonância, $\Delta\lambda_{res}$, com o índice de refração efetivo, n_{ef} , devido a alteração da temperatura, deformação física ou composicional, e alterações do guia de onda, equação 15.

$$\Delta\lambda_{res} = \frac{\Delta n_{ef}L}{m} \quad m = 1,2,3 \dots \quad (15)$$

onde m é o número de ressonância [52].

2.7. Simulação do micro-anel ressoador

Para estudar a resposta do micro-anel ressoador é necessário simular a função transferência e analisar as características de desempenho, em função das características físicas do micro-anel. Um elevado número de técnicas numéricas dominantes e flexíveis estão, atualmente, disponíveis comercialmente. A simulação de componentes à escala micrométrica e nanométrica, e de componentes híbridos, passivos e ativos, está a tornar-se confiável e precisa. Os aspetos-chave para avaliar dispositivos óticos integrados de baixo custo são os materiais, processos, embalagens e modulação dos mesmos. Fazendo uma gestão e integração destes aspetos e da disponibilidade de análise e ferramentas de desenho dos dispositivos é possível reduzir os custos e o tempo de desenvolvimento [53].

As simulações da resposta do micro-anel ressoador foram implementadas em Matlab®. Para obter um sinal ótico com a seletividade exigida, é necessário ter um micro-anel ressoador com um fator de qualidade adequado ($Q > 100$) [54]. É necessário garantir que a radiação tem propagação monomodo, porque devido ao largo FSR (~ 100 GHz) apenas um modo longitudinal pode propagar-se. Para isso, é necessário que o diâmetro do micro-anel seja pequeno (~ 100 μm) [46]. A estrutura do micro-anel ressoador usada na simulação com as respetivas dimensões e características está ilustrada na figura 17. Estas dimensões foram otimizadas de modo a obter a resposta requerida do dispositivo.

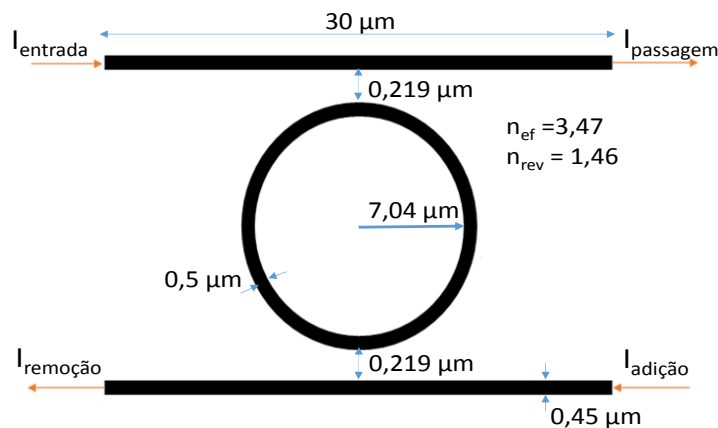


Figura 17 – Esquema do micro-anel ressoador usado na simulação, onde n_{ef} é o índice de refração efetivo e n_{rev} é o índice de refração do revestimento.

As equações das funções transferência do terminal de remoção (D) e de passagem (T) do micro-anel ressoador do modelo teórico apresentado na página 22 (equações 8 e 9) permitem obter a resposta deste dispositivo em função do comprimento de onda, figura 18.

Os valores dos coeficientes do dispositivo foram otimizados, onde o coeficiente de acoplamento tem o valor de 0,8, coeficiente de transmissão de 0,8 e o coeficiente de atenuação é nulo. Nestas condições, a *finesse* é de 4, e o fator de qualidade é de 400 para um comprimento de onda de 1 550,4 nm. Para estas condições, a função transferência está representada na figura 18. Este componente funciona como um elemento passa-banda comutador onde os comprimentos de onda de ressonância são determinados pela dimensão do anel.

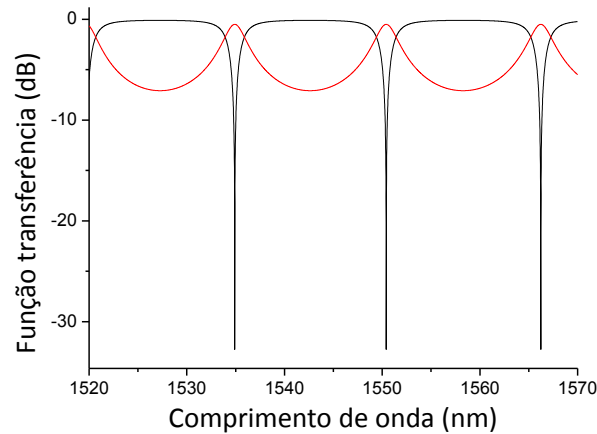


Figura 18 – Função transferência dos terminais de saída do micro-anel ressoador remoção – linha vermelha, e passagem - linha preta.

Como mencionado anteriormente, o valor de FSR é dado pela equação 11. Para estudar esta dependência analisou-se a variação do FSR da função transferência do terminal de passagem em função do quadrado do comprimento de onda, figura 19, que revela uma dependência linear.

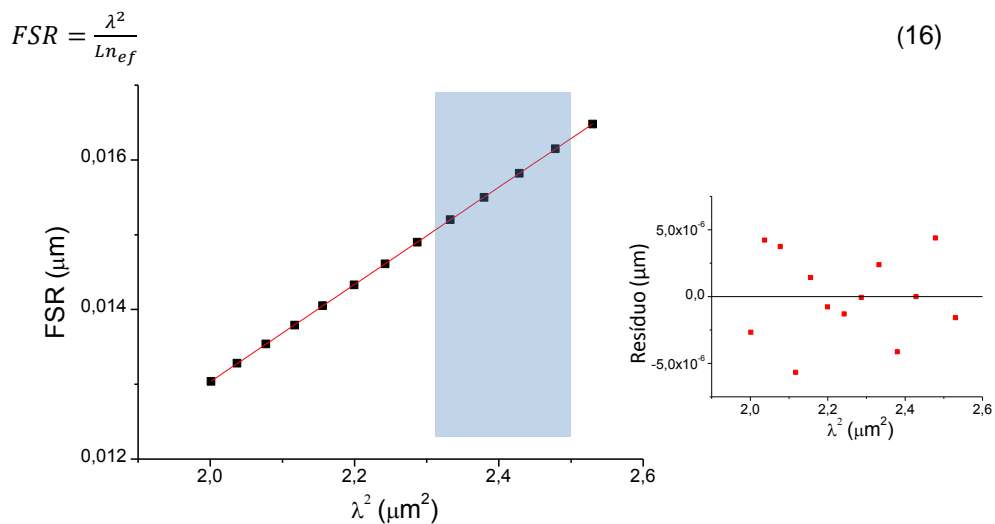
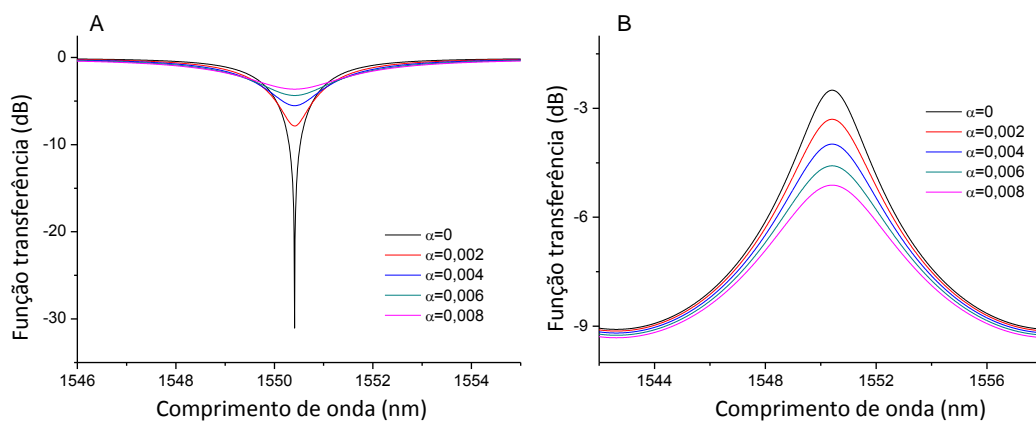


Figura 19 – Variação do FSR em função do quadrado do comprimento de onda. A linha representa o melhor ajuste linear ($r^2 = 0,9999$). O gráfico inserido mostra o resíduo representante do ajuste. O gráfico inserido mostra o resíduo resultante do ajuste.

Através do ajuste linear da variação do valor de FSR com o quadrado do comprimento de onda, retiraram-se os valores dos parâmetros da reta, onde o valor do declive é $7,0 \times 10^{-3} \mu m^{-1}$ com um erro de $6,0 \times 10^{-6} \mu m^{-1}$, e a ordenada da origem é $2,5 \times 10^{-5} \mu m$ com um erro de $1,2 \times 10^{-5} \mu m$. Como o valor da ordenada na origem é reduzido, foi desprezado. O declive está relacionado com índice de refração efetivo ($n_{ef} = 3,47$) e o perímetro do anel ($L = 44,23 \mu m$), equação 17. É possível verificar que o resultado esperado do declive é idêntico ao resultado obtido da equação 16, com os dados do micro-anel ressonador estudado.

$$FSR = \frac{\lambda^2}{Ln_{ef}}, \text{ onde } \frac{1}{Ln_{ef}} = 7,0 \times 10^{-3} \mu m^{-1} \quad (17)$$

Fazendo um estudo da variação do coeficiente de atenuação (α) é possível verificar as diferenças da função transferência dos terminais de remoção e de passagem, figura 20. É possível verificar que com o aumento do coeficiente de atenuação a intensidade da função transferência diminui. Neste caso, com o aumento do coeficiente de atenuação, a largura a meia altura (largura de banda) aumenta e, conseqüentemente, a *finesse* e o fator de qualidade diminuem. Na figura 21 está representada a variação da *finesse* em função do coeficiente de atenuação, onde se pode verificar que uma função polinomial de segundo grau descreve esta variação. O valor da ordenada na origem é 3,3 com um erro de $1,0 \times 10^{-3}$, o parâmetro de primeiro grau é $-80,5$ com um erro de 2,5, e o parâmetro de segundo grau é $1,3 \times 10^3$ com um erro de $3,0 \times 10^2$.



**Figura 20 – Função transferência para diferentes valores de coeficiente de atenuação do terminal
A – passagem e B – remoção.**

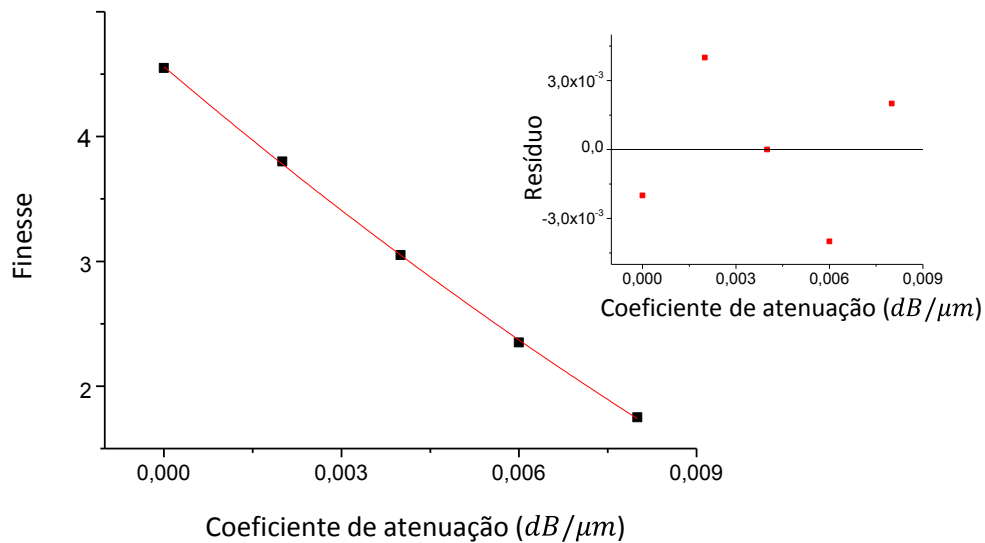


Figura 21 – Variação da *finesse* em função do coeficiente de atenuação. A linha representa o melhor ajuste ($r^2 = 0,9998$). O gráfico inserido mostra o resíduo representante do ajuste.

Variando o valor do coeficiente de transmissão (r) é possível verificar as diferenças da função transferência nos terminais de remoção e de passagem, figura 22. Verifica-se que com a diminuição do coeficiente de transmissão a intensidade da função transferência diminui, pois uma parte do sinal não é transmitida, não percorrendo o micro-anel ressoador. Neste caso, com a diminuição do coeficiente de transmissão, a largura de banda aumenta e, conseqüentemente, a *finesse* e o fator de qualidade diminuem. Na figura 23 está representada a variação da *finesse* com o coeficiente de transmissão, onde o melhor ajuste é dado pela equação 18. Os valores dos parâmetros do ajuste estão apresentados na tabela 2.

$$F = \frac{A - B \times r}{1 + C \times r} \quad (18)$$

Tabela 2 – Valores dos parâmetros do ajuste da variação da *finesse* com o coeficiente de transmissão, usando a equação 18.

A	B (μm^{-1})	C (μm^{-1})
1,78 ± 0,01	0,85 ± 0,03	-0,83 ± 0,01

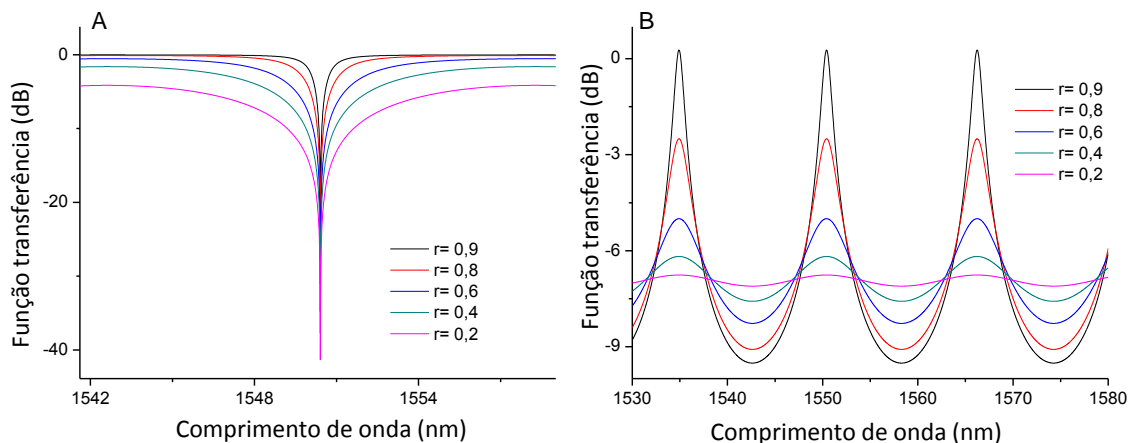


Figura 22 - Função transferência para diferentes valores de coeficiente de transmissão do terminal A – passagem e B – remoção.

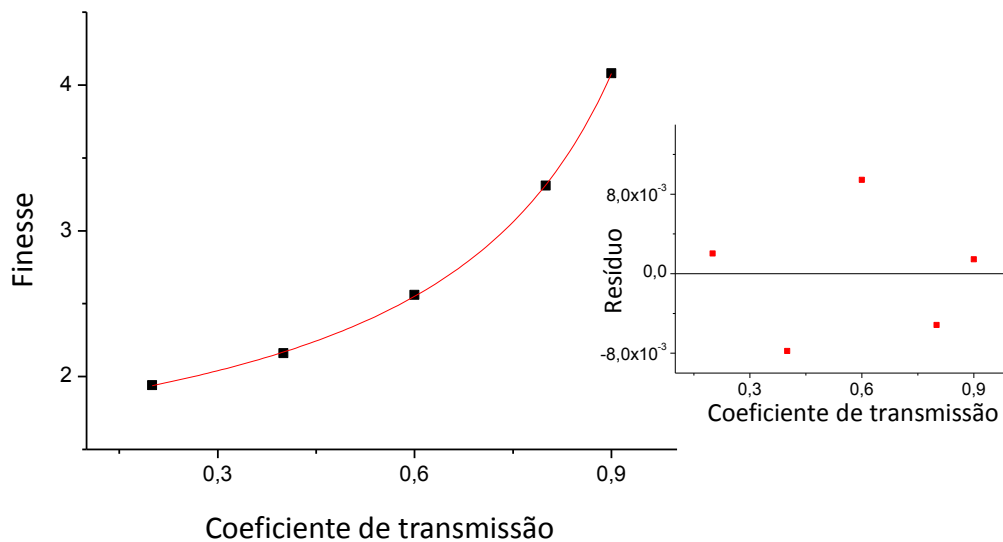


Figura 23 – Variação da *finesse* em função do coeficiente de transmissão. A linha representa o melhor ajuste ($r^2 = 0,99994$). O gráfico inserido mostra o resíduo representante do ajuste.

Fazendo um estudo da variação da função transferência com o coeficiente de acoplamento (κ) é possível analisar as diferenças da função transferência no terminal de remoção, figura 24. Verifica-se que com a diminuição do coeficiente de acoplamento, a intensidade da função transferência diminui, pois uma maior parte do sinal não é acoplada, não percorrendo o micro-anel ressoador. Neste caso, a largura de banda mantém-se e, conseqüentemente a *finesse* e o fator de qualidade, também, se mantêm.

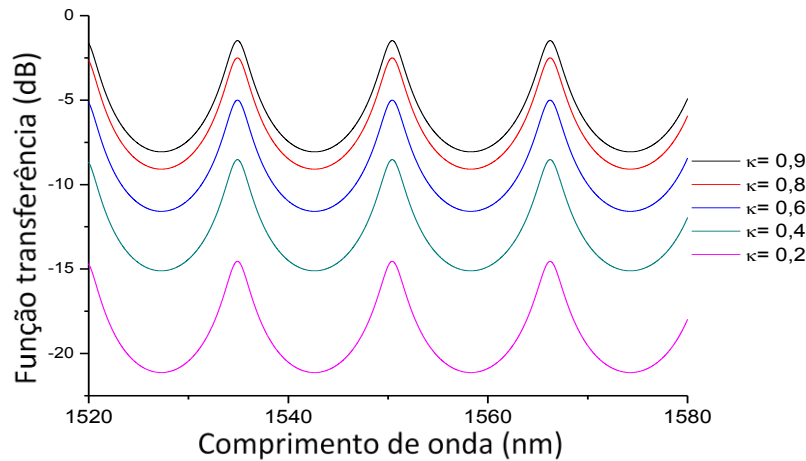


Figura 24 - Função transferência com diferentes valores de coeficiente de acoplamento no terminal de remoção.

Para sintonizar o dispositivo, de modo a obter um determinado comprimento de onda no terminal de passagem, pode-se atuar no índice de refração efetivo. Na prática, a sintonia pode ser feita termicamente por aplicação de uma tensão externa aplicada a um elemento aquecedor sobre o anel, fazendo variar o índice de refração por efeito termo-ótico, figura 25 - A. A variação do perímetro do micro-anel, também, pode ser usada para sintonizar o dispositivo devido à expansão térmica do material, figura 25 - B [55]. Usando a equação 19, é possível prever o valor da temperatura necessário para os valores de R pretendidos.

$$dL = \alpha_L L_0 dT \tag{19}$$

onde dL é a diferença do perímetro do micro-anel, L_0 é o perímetro do micro-anel à temperatura ambiente T_{amb} , dT é a diferença de temperatura entre a T_{amb} e a temperatura induzida por aquecimento, e α_L é o coeficiente de expansão térmica ($4,60 \times 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ para o InP) [56].

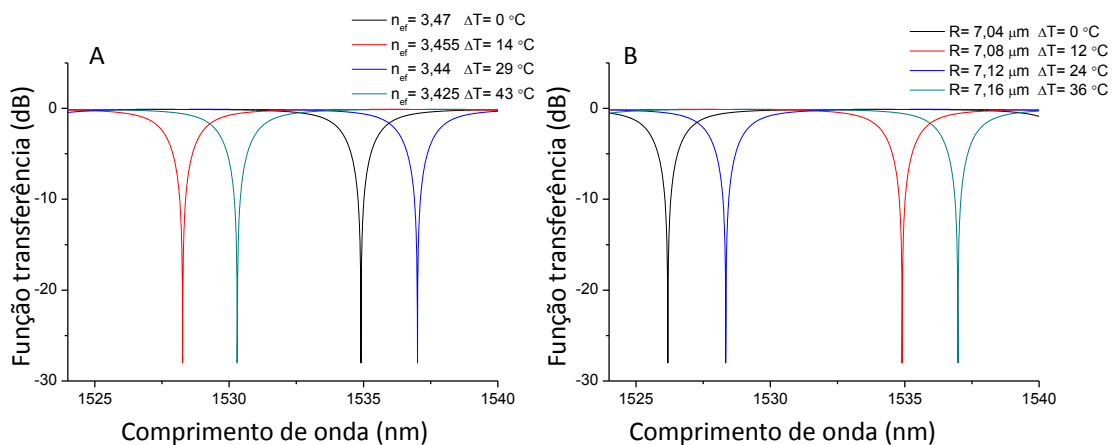


Figura 25 – Função transferência do terminal de passagem com diferentes valores de A - índice de refração efetivo, e da B - dimensão do micro-anel ressoador.

Concluindo, o micro-anel ressoador apresenta uma resposta idêntica à de um elemento passa-banda comutador, com um fator de qualidade superior a 100, e tem a possibilidade de ser sintonizável alterando o perímetro do anel e/ou o índice de refração. Assim sendo, este dispositivo tem as características necessárias para ser implementado num circuito fotônico integrado multi-comprimento sintonizável. Para isso, o micro-anel ressoador necessita de ter as dimensões apresentadas na figura 17. No entanto, as dimensões reduzidas impediram que, até à conclusão deste trabalho, fosse fabricado o referido dispositivo.

Em particular, não foi possível produzir o micro-anel ressoador pretendido, pois este tem dimensões muito reduzidas comparando com a resolução espacial do método de gravação no material InP ($2\ \mu\text{m}$) [57]. Para além desta restrição, também, não seria viável desenvolver o dispositivo com dimensões reduzidas, pois quanto menor a largura do guia de onda, maior será o coeficiente de atenuação. Segundo os dados cedidos pela empresa de semicondutores escolhida para desenvolver a placa (JePPIX[®]), a atenuação do sinal irá aumentar com a diminuição da largura do guia de onda, figura 26.

Devido às restrições envolvidas no fabrico do micro-anel ressoador, tornou-se necessário estudar outro dispositivo com funcionalidades de recetor/emissor sintonizável espectralmente. A opção escolhida foi a utilização de um AWG, pois separa as regiões espectrais e direciona-as independentemente.

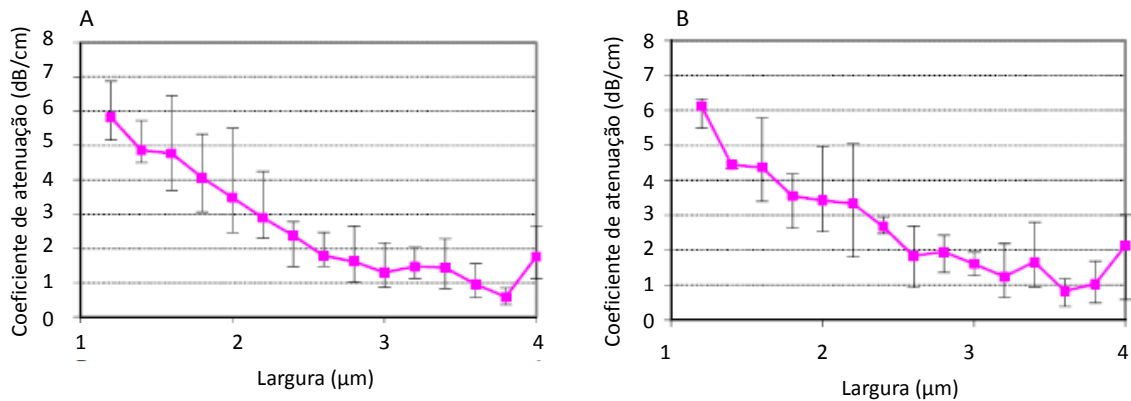


Figura 26 – Variação do coeficiente de atenuação do guia de onda com a largura do mesmo para o modo A – TE e B – TM. Adaptado de [57].

3. Agregado de guias de onda

3.1. Introdução

O agregado de guias de onda (AWG) é um dispositivo com funcionalidades de filtragem sintonizável espectralmente, sendo uma opção viável para substituir o micro-anel ressonador descrito no capítulo anterior. Neste capítulo, é apresentado o funcionamento do AWG e a simulação da sua resposta de funcionamento.

Os guias de onda multiplexadores/desmultiplexadores AWG são dispositivos planares baseados num conjunto de guias de onda e regiões com propriedades de dispersão ótica (FPR). No AWG os sinais óticos são guiados para os diferentes guias de onda do conjunto e, em cada saída desses guias, os sinais com diferentes comprimentos de onda sofrem difração, de modo a que em cada guia de saída esteja um sinal ótico com um determinado comprimento de onda, figura 27. No primeiro FPR, o sinal ótico diverge, formando o plano do objeto, e é acoplado nos guias de onda do conjunto. Posteriormente, o sinal ótico que sai dos guias de onda do conjunto vai convergir, e formar-se o campo da imagem, que no centro do mesmo será idêntico ao campo do objeto no primeiro FPR. Juntamente com os filtros baseados em filmes finos e baseados em redes de Bragg gravadas em fibras óticas, o AWG é o filtro mais importante aplicado às redes WDM para a multiplexagem/desmultiplexagem espectral. Estes dispositivos têm vindo a ser utilizados em diversas áreas como no processamento, medição e caracterização de sinais óticos [58].

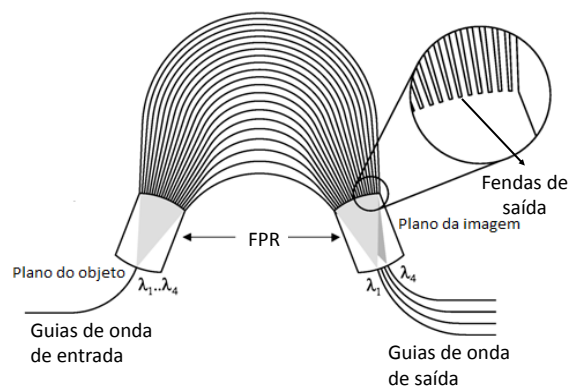


Figura 27 – Esquema de um AWG desmultiplexador. Adaptado de [35].

Quando um sinal ótico se propaga na região de entrada de um guia de onda e entra na primeira região de propagação livre (FPR), não fica confinado lateralmente e é difratado, sendo acoplado no conjunto de guias de onda e propaga-se pelos mesmos individualmente até a fenda de saída, figura 27. O comprimento do conjunto de guias de onda é escolhido de modo a que a diferença do comprimento do caminho ótico dos guias de onda adjacentes seja igual a um múltiplo inteiro, l , do comprimento de onda central, λ_c definido como o comprimento de onda do sinal ótico que percorre os guias de onda individuais e chega ao guia de saída com a mesma fase [39]. Para o comprimento de onda central, os campos dos guias de onda individuais chegam à fenda de saída com fases iguais, e a distribuição do campo na fenda de entrada é reproduzido na fenda de saída. O feixe divergente na fenda de entrada é transformado num feixe convergente com distribuição de amplitude e fase iguais, e o campo à entrada do plano do objeto leva a uma imagem correspondente no centro do plano da imagem, figura 27 [35]. A separação espectral é obtida pelo aumento linear dos comprimentos do conjunto dos guias de onda. Se o comprimento de onda de entrada é sintonizado por λ_c , a fase altera-se. Devido à diferença de comprimentos de guias de onda adjacentes, a alteração de fase aumenta linearmente. Sendo assim, a posição dos guias de onda de saída no plano da imagem permite a separação espectral [39].

O AWG encaminha o sinal ótico no terminal de entrada para um determinado terminal de saída, de acordo com o comprimento de onda do sinal. A grande vantagem deste dispositivo é que ele pode ser utilizado nas duas direções, em simultâneo, exercendo funções de multiplexador (MUX) ou desmultiplexador (DMX), figura 28 [59].

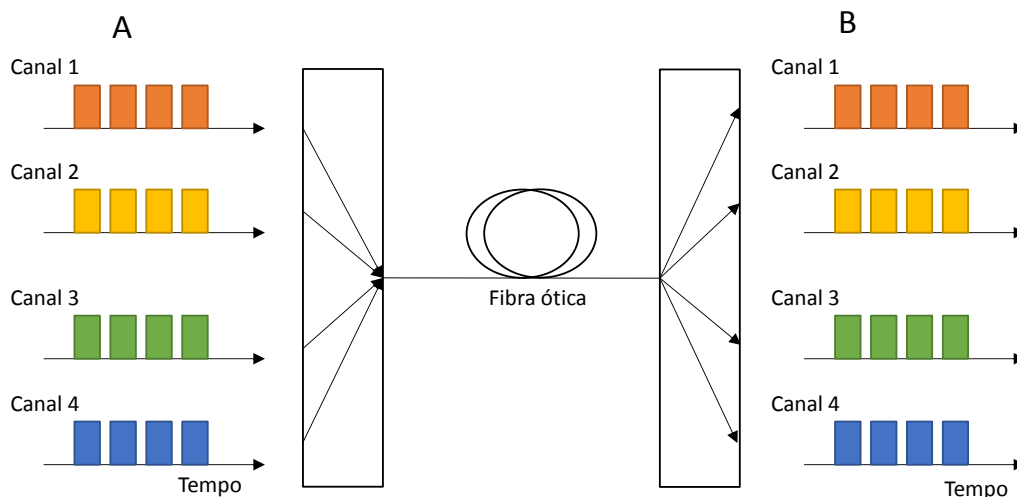


Figura 28 – Esquema do uso de AWG como A - multiplexador e B – desmultiplexador.

Uma das aplicações do AWG é adicionar e retirar comprimentos de onda de um multiplexador. Para tal, existem diferentes configurações de AWGs, onde o cruzamento inter-canal é um parâmetro muito importante. Uma das configurações consiste em dois AWGs simétricos, com 1 entrada e N saídas ($1 \times N$) conectados, com resposta idêntica em função do comprimento de onda, figura 29-A.

Esta arquitetura exibe um isolamento quase perfeito entre o terminal de entrada e o terminal de saída, onde o comprimento de onda retirado e adicionado pode ser selecionado com um controle de sinal externo, colocando interruptores. Na configuração da figura 29-B o sinal adicionado pode cruzar-se com o sinal retirado no interruptor. No caso da configuração da figura 29-C, que requer dois interruptores com 1 entrada e 2 saídas (1×2) por canal em vez de um interruptor com 2 entradas e 2 saídas (2×2), o isolamento entre os sinais é quase perfeito. Na figura 29-D está uma configuração mais barata do que a anterior, que usa um combinador de potência em vez de um multiplexador AWG [58].

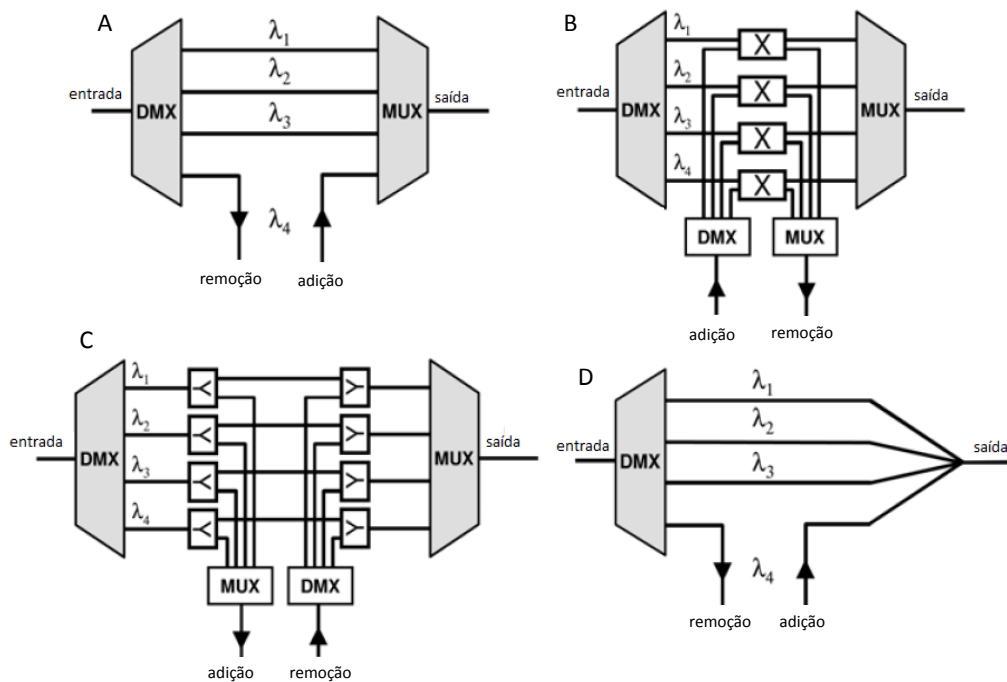


Figura 29 – Esquema das configurações de AWG com canal adição-remoção com A - DMX e MUX; B - DMX, MUX e interruptores 2×2 ; C - DMX, MUX e interruptores 2×1 . DMX: desmultiplexador; D - DMX e um combinador de potência. Adaptado de [58].

3.2. Materiais

Atualmente, os materiais mais usados para o fabrico de AWGs são o silício sobre sílica e semicondutores baseados em InP. No entanto, existem outros materiais, também, usados, como polímeros, niobato de lítio, oxinitreto de silício (SiON) e silício num isolador [58].

A tecnologia associada à utilização de silício sobre sílica nos AWGs combina a reduzida perda de propagação ($< 0,5 \text{ dB/cm}$) com a alta eficiência de acoplamento com a fibra ótica (perdas de sinal ótico da ordem de $0,1 \text{ dB}$). As propriedades favoráveis dos substratos de silício são o elevado

grau de superfície plana, excelente dissipação de calor e o potencial de hibridização de componentes óticos e eletrônicos num único substrato [58].

Uma das vantagens da sílica é perdas óticas baixas na gama de comprimentos de onda do visível e do infravermelho próximo ($0,017 \text{ dB/cm}$), o que cobre todos os comprimentos de onda usados nas comunicações óticas. Outra vantagem é o facto dos dispositivos com baixo contraste de índice de refração terem o modo do guia de onda coincidente com o modo da fibra ótica monomodo. Sendo assim, as perdas de acoplamento são, também, reduzidas ($0,5 \text{ dB}$) [60].

Os dispositivos baseados em semicondutores, como o SiON e o silício sobre isolador, têm a potencialidade de integrar várias funcionalidades num único substrato, ou seja, estes podem ser integrados com dispositivos passivos como os AWGs, com dispositivos ativos como moduladores e amplificadores óticos, e com dispositivos não lineares como conversores de comprimento de onda [58].

A tecnologia dominante para as telecomunicações é baseada em InP. Os AWGs baseados em InP podem ser bastantes compactos, devido ao elevado contraste de índice de refração dos guias de onda ($\Delta n = 0,3$) [55, 58]. A maior vantagem dos AWGs em InP é o facto de estes poderem ser integrados com outros dispositivos como *lasers*, amplificadores óticos, moduladores, conversores de comprimento de onda e detetores de sinal. Para além disso, devido ao elevado contraste do índice de refração dos guias de onda, os AWGs em InP podem ter dimensões mais reduzidas do que os AWGs baseados em silício. A maior desvantagem dos AWGs em InP é as perdas de acoplamento às fibras óticas, que são da ordem dos 10 dB , devido à elevada diferença do tamanho do modo do guia de onda. Estas perdas podem ser reduzidas usando fibras com terminações em lente ou adaptadores, o que torna o dispositivo mais caro [58].

3.3. Difração do sinal

A propagação do campo ótico num AWG é dispersa devido às regiões de propagação livre nas terminações dos guias de onda. Para reduzir a atenuação do sinal, a transição entre estas regiões e o guia deve ser suave. Tal ocorre se o ângulo divergente φ entre o conjunto de guias de onda for suficientemente baixo ($< 0,01^\circ$) [62]. As perdas de junção do FPR com o guia são de 1 a 2 dB por junção, ou seja, 2 a 4 dB no dispositivo todo. Se a transmissão do canal central do AWG é T_c , a atenuação do canal central é dada por:

$$A_0 = -10\log(T_c) \tag{20}$$

Na figura 30 é possível observar que a intensidade dos sinais óticos dos canais vizinhos do canal central está mais atenuada, em relação ao sinal ótico do canal central. Esta atenuação é devida à não uniformidade das frentes de onda do sinal. A não-uniformidade ΔT_{AWG} é definida pela diferença da transmissão entre o canal central e os canais das extremidades do conjunto (1 e N), equação 21 [58].

$$\Delta T_{AWG} = -10 \log \left(\frac{T_{1,N}}{T_c} \right) \quad (21)$$

Se o FSR escolhido é superior ao espaço entre canais, então os canais externos do AWG irão ter uma atenuação de 3 dB no canal central, ou seja, a não uniformidade é próxima de 3 dB. Isto ocorre porque quando o ângulo de deflexão tem metade da distância angular entre o conjunto de guias de onda, a intensidade da imagem é reduzida para 50%. Sendo assim, a não-uniformidade do AWG pode ser reduzida, aumentando o FSR [58].

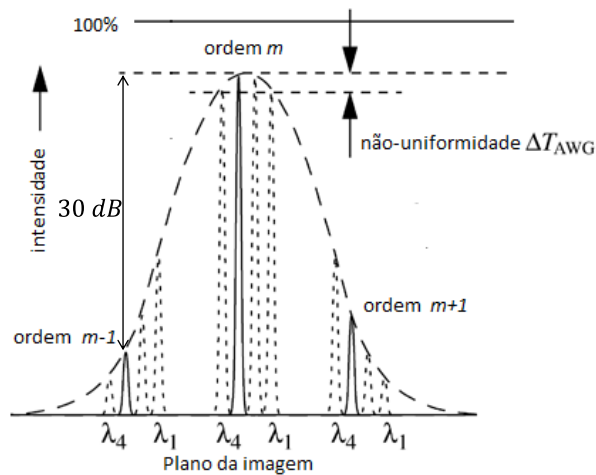


Figura 30 – Intensidade dos sinais óticos para diferentes comprimentos de onda, onde se verifica a influência do campo e o aparecimento de diferentes ordens de interferência. Adaptado de [58].

3.4. Acoplamento dos guias de onda

O acoplamento dos guias de onda do conjunto do AWG com os guias de entrada ou saída é feito na região de propagação livre, figura 31. Nesta região, o meio é o material usado para produzir o AWG, onde ocorrem fenômenos de dispersão do sinal ótico proveniente de cada guia que irá ser focado na linha focal que se encontra na entrada dos guias de onda do conjunto e no terminal dos guias de onda de saída, para a primeira FPR e para segunda FPR, respetivamente.

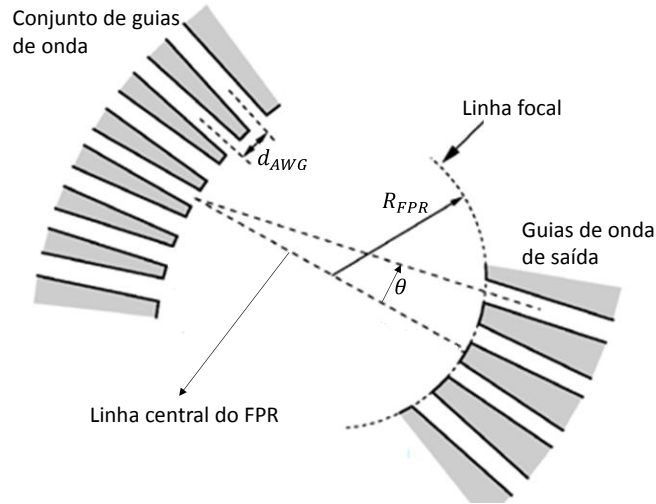


Figura 31 – Esquema da focagem à saída do AWG, onde R_{FPR} é o raio da região de propagação livre, d_{AWG} é a distância entre os guias do conjunto, e θ é o ângulo entre o guia de onda central do conjunto dos guias de onda e o guia de onda de saída. Adaptado de [35].

Considerando um dispositivo AWG como um guia de entrada e um guia de saída, e o método analítico de propagação gaussiana, o coeficiente de acoplamento κ_i do guia de onda de entrada para o guia de onda i do conjunto é dado pela equação 22.

$$\kappa_i = \sqrt{\frac{\omega_0}{W_0(z_i)}} \exp\left(-\frac{L_f^2 \sin^2 \theta_i}{\omega^2(\theta_i)}\right) \quad (22)$$

onde θ_i é o ângulo entre o guia i do conjunto de guias de onda e o guia de entrada. Devido à reciprocidade, o acoplamento da região de propagação livre e o guia de onda de saída pode ser descrito pela mesma expressão 22 [39].

Assumindo um AWG com um guia de entrada, quatro guias de saída, e N guias de onda no conjunto, a função transferência do guia de onda de saída k pode ser obtida somando as contribuições dos diferentes guias de ondas do conjunto:

$$H_k(\lambda) = \sum_{i=1}^N f_i^2 \exp\left(\frac{j2\pi n_e f_i (\Delta L + d_{AWG} \theta)}{\lambda} + i\alpha \Delta L\right) \quad (23)$$

onde f_i é o coeficiente de acoplamento do guia de onda i do conjunto, ΔL é o incremento do comprimento dos guias de onda do conjunto, d_{AWG} é distância entre os guias do conjunto, θ é o ângulo que o guia central do conjunto faz com o guia de onda de saída k , e α é o coeficiente de atenuação [63].

Na região de propagação livre, o sinal é dividido e encaminhado para os N guias de onda. Cada guia de onda é mais comprido que o anterior, por um incremento constante, ΔL [64]. A focagem

do campo que se propaga no AWG é obtida se a diferença do comprimento, ΔL , entre os guias de onda adjacentes for igual a um número inteiro l dos guias de onda dentro do AWG, equação 24.

$$\Delta L = l \frac{\lambda_c}{n_{ef}} \quad (24)$$

onde o inteiro l é a ordem do conjunto do AWG equivalente ao número do guias de onda do conjunto, e $\frac{\lambda_c}{n_{ef}}$ corresponde ao comprimento de onda dentro do conjunto de guias de onda. Dentro destas circunstâncias, o agregado de guias de onda comporta-se como uma lente com planos de objeto e imagem com distância $2 \times R_{FPR}$ das fendas do conjunto. Por outro lado, a linha focal segue um círculo com raio R_{FPR} , e os guias de onda transmissores e recetores devem ser colocados nesta linha, figura 31 [35].

O incremento do comprimento ΔL provoca uma diferença de fase de acordo com a equação 25.

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\nu n_{ef}}{c} \Delta L \quad (25)$$

onde $\nu = c/\lambda$ é a frequência da onda, e c é a velocidade da luz no vácuo. A dependência do comprimento de onda com a diferença de fase $\Delta\phi$ introduz uma dependência do comprimento de onda do feixe de saída com a alteração do ponto focal ao longo do plano da imagem. A deslocação lateral ds dos pontos de focagem ao longo do plano da imagem por unidade de variação de frequência $\Delta\nu$, é denominada de dispersão espacial D_{sp} do AWG, equação 26 [62].

$$D_{sp} = \frac{ds}{d\nu} = \frac{1}{\nu_c} \frac{n_g}{n_{FPR}} \frac{\Delta L}{\phi} \quad (26)$$

onde n_{FPR} é o índice de refração do FPR, ϕ é o ângulo divergente entre o conjunto de guias de onda nas secções de entrada e saída, e n_g é o índice de refração de grupo do modo do guia de onda. De acordo com as equações 24 e 26, a dispersão espacial é determinada pela ordem l e o ângulo divergente ϕ entre o conjunto de guias. Como consequência a obstrução do espaço entre o conjunto de guias de onda perto da fenda, devido à resolução litográfica, não afeta as propriedades dispersivas do AWG [62].

3.5. Diafonia

Uma das características deste dispositivo é a diafonia inter-canal, também, denominada de *crosstalk*, que resulta da contribuição de sinais não necessários, como é o caso de canais adjacentes. A fonte mais comum de diafonia é causada pelo acoplamento entre os guias de onda

de entrada no acoplador inicial. Usando a sobreposição entre as caudas do campo de propagação e do perfil do modo do guia de onda, é possível calcular a diafonia. Outra fonte de diafonia é o truncamento do campo de propagação pela largura finita das fendas de saída. Para obter uma diminuição da diafonia, o ângulo das fendas do AWG deve ser maior do que o dobro da largura da gaussiana que descreve o campo. A diafonia, também, se deve ao acoplamento do conjunto de guias de onda. Este acoplamento pode ser reduzido, aumentando a distância entre os guias de onda. Devido às imperfeições do processo de fabrico, a incoerência de fase, causada pela alteração do comprimento do caminho ótico, pode levar a um erro de fase considerável e, conseqüentemente, ao aumento do cruzamento. Por esta razão, a um nível prático, a redução do cruzamento num AWG é limitada pelas imperfeições do processo de fabrico [39]. A diafonia, também, pode ter origem na sobreposição de sinais difratados com ordens de difração diferentes.

Uma elevada atenuação de diafonia é possível pelos guias de onda recetores estarem afastados. Usualmente, uma distância entre 1 – 2 vezes da largura do guia de onda é suficiente para mais de 40 dB de atenuação de diafonia inter-canal. No entanto, na prática existem mecanismos para limitar esta atenuação. Os mecanismos mais importantes são os erros na transferência de fase do conjunto de guias de onda. Estes são devidos à não-uniformidade da espessura da camada, da largura do guia de onda e do índice de refração [65].

3.6. Características de desempenho

Uma das propriedades de desempenho importantes do AWG é o FSR, que no contexto deste dispositivo, é conhecido pela periodicidade do desmultiplexador. Esta periodicidade deve-se ao facto do comprimento de onda de entrada se alterar, de forma que a diferença de fase $\Delta\phi$ entre os guias de onda adjacentes aumente 2π . Existe uma interferência construtiva na saída, para certos valores de comprimentos de onda, e a transferência irá ser idêntica, ou seja, a resposta do AWG é periódica [58]. O FSR dá o valor da distância do comprimento de onda ou frequência entre os máximos do padrão de interferência, devido à característica periódica da função transferência do AWG, e pode ser obtida usando a equação 27 [39].

$$FSR = \frac{\nu}{l} \left(\frac{n_{ef}}{n_g} \right) \quad (27)$$

onde l é a ordem do arranjo equivalente ao número de guias de onda do conjunto, ν é a frequência central do AWG.

Para evitar cruzamento com ordens adjacentes, o FSR tem de ser maior do que a gama de frequências de todos os canais, ou seja, para um desmultiplexador com 8 canais e o espaço entre

canais de 200 GHz, o FSR tem de ser pelo menos 1600 GHz. Se os canais estão centrados em 1550 nm, é necessário ter um conjunto com ordem de 120 ($\frac{n_{ef}}{n_g} \approx 0,9$ para um sistema de materiais de InP) [58].

O número máximo de canais de comprimento de onda distintos, N , depende do FSR para prevenir a sobreposição de ordens na região espectral, equação 28.

$$N < \frac{n_{ef}\lambda_c}{n_g l FSR \lambda} \quad (28)$$

onde, $l = \frac{n_{ef}\Delta L}{\lambda_c}$ é a ordem do conjunto e deverá ter um valor pequeno para aumentar o número de canais de comprimento de onda [39].

Outra característica importante do AWG é o parâmetro de desempenho. Num desmultiplexador, existe um parâmetro de desempenho que deve ser avaliado, a perda de uniformidade, figura 30. A perda de uniformidade L_u é definida com o rácio da intensidade em dB entre o canal exterior (I_{ext}) e o canal central (I_c), equação 29 [62].

$$L_u (dB) = -10 \log\left(\frac{I_{ext}}{I_c}\right) \quad (29)$$

O AWG como componente integrado tem uma característica que necessita de ser avaliada, nomeadamente, a dependência da polarização com as características do dispositivo. Para o AWG ser independente da polarização, as constantes fundamentais do dispositivo têm de ser iguais para os modos TE e TM. Na prática, o índice de refração do AWG é diferente para o modo TE e o modo TM, devido à birrefringência, o que origina uma alteração da resposta espectral, denominada de dispersão de polarização, $\Delta\lambda_{pol}$, equação 30 [62].

$$\Delta\lambda_{pol} = \lambda \frac{(N_{TE} - N_{TM})}{n_g} \quad (30)$$

Onde N_{TE} e N_{TM} são, respetivamente, o índice de refração efetivo para o modo TE e TM, e n_g é o índice de grupo. Para uma estrutura de guia de onda de InGaAsP-InP, o valor típico para o $\Delta\lambda_{pol}$ está entre 4 nm e 5 nm [62]. Existem diversas maneiras de tornar o AWG independente da polarização. O método de conversão dos modos TE/TM é um método mais simples que consiste na inserção de uma lâmina de meia onda no centro do conjunto de guias de onda [39].

O acoplamento entre o campo focal no plano da imagem e o guia de onda recetor é descrito pelo integral do modo do guia de onda recetor $U_r(s)$ e do campo focal do plano da imagem $U_f(s)$, equação 31 [66].

$$\eta(\Delta s) = \left| \int U_f(s - \Delta s) U_r(s) ds \right|^2 \quad (31)$$

onde $\Delta s = D_{sp}(v - v_i)$ é o deslocamento do campo focal relativamente ao guia de onda central receptor, figura 32. Se o $U_r(s)$ e o campo da imagem $U_f(s)$ tiverem a mesma forma, como no caso de guias de onda idênticos para o receptor e o transmissor, a eficiência de acoplamento será próxima de 100% [66].

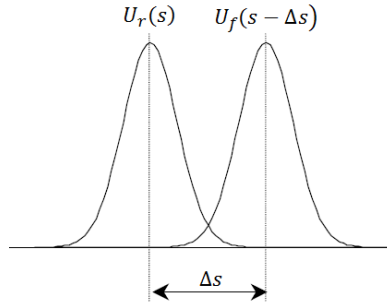


Figura 32 – Perfis do modo do guia de onda receptor $U_r(s)$ e do campo focal $U_f(s)$ Adaptado de [66].

3.7. Simulação do AWG

As simulações da resposta do AWG foram desenvolvidas em Matlab®. Para obter o processo de sinal ótico com alta velocidade, é necessário ter um AWG com as dimensões adequadas, figura 33. As dimensões do dispositivo foram otimizadas por forma a obter a resposta requerida. Neste AWG, a espessura dos guias de entrada, de saída e do conjunto é de $1,5 \mu\text{m}$. O AWG é do tipo ortogonal com índice de refração efetivo de 3,23. O conjunto tem 48 guias com espaçamento entre eles de $0,6 \mu\text{m}$ e com um incremento constante entre guias de $76,50 \mu\text{m}$. O raio da região de propagação livre, R_{FPR} , é de $274,4 \mu\text{m}$.

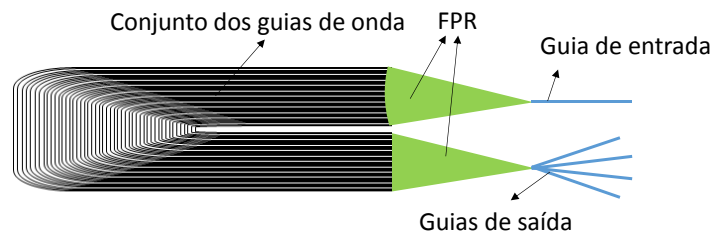


Figura 33 – Esquema do AWG com uma guia de entrada, quatro guias de saída e 48 guias no conjunto.

As equações das funções transferência dos 4 terminais de saída do AWG são dadas pela equação 32.

$$H_k(\lambda) = \sum_{i=1}^N f_i^2 \exp\left(\frac{j2\pi n_{ef} i(\Delta L + d_{AWG} \theta)}{\lambda} + i\alpha \Delta L\right) \quad (32)$$

Neste caso, o valor do coeficiente de atenuação é de 0,001, o coeficiente de acoplamento dos guias do conjunto é 1 e o ângulo que o guia central do conjunto faz com o guia de onda de saída k é dado pela equação 33.

$$\theta_k = \frac{\Delta\phi - k2\pi}{\beta_{FPR}d} \quad (33)$$

onde $\Delta\phi = \beta\Delta L$, β e β_{FPR} são constantes de propagação no guia de onda e na região de propagação livre, respetivamente, neste caso ambos tomam o valor de 0,8. Para estas condições, as funções transferência dos 4 terminais estão representadas na figura 34.

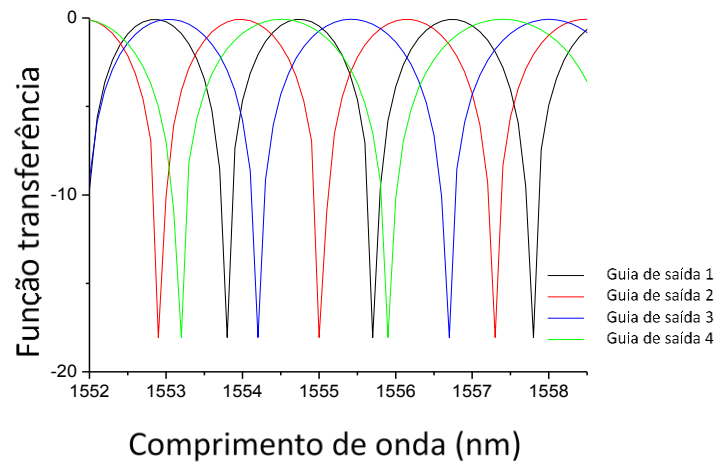


Figura 34 – Função transferência dos terminais de saída de um AWG 1x4.

Como mencionado anteriormente (capítulo 2), o FSR é dependente da frequência. Para estudar esta dependência, analisou-se o valor de FSR em função da frequência, figura 35. Como esperado, o FSR apresenta uma dependência linear com a frequência, onde os parâmetros estão relacionados com índice de refração efetivo ($n_{ef} = 3,23$), índice de grupo ($n_g = 3,72$) e a ordem do AWG, através da equação 34.

$$FSR = (5,19 \pm 0,11) 10^{-2} f + (1,03 \pm 0,02)10^{-1} (GHz) \quad (34)$$

Sendo assim, é possível concluir que o FSR deste dispositivo varia linearmente com a frequência, onde o declive é $5,19 \times 10^{-2}$ com um erro de $0,11 \times 10^{-2}$.

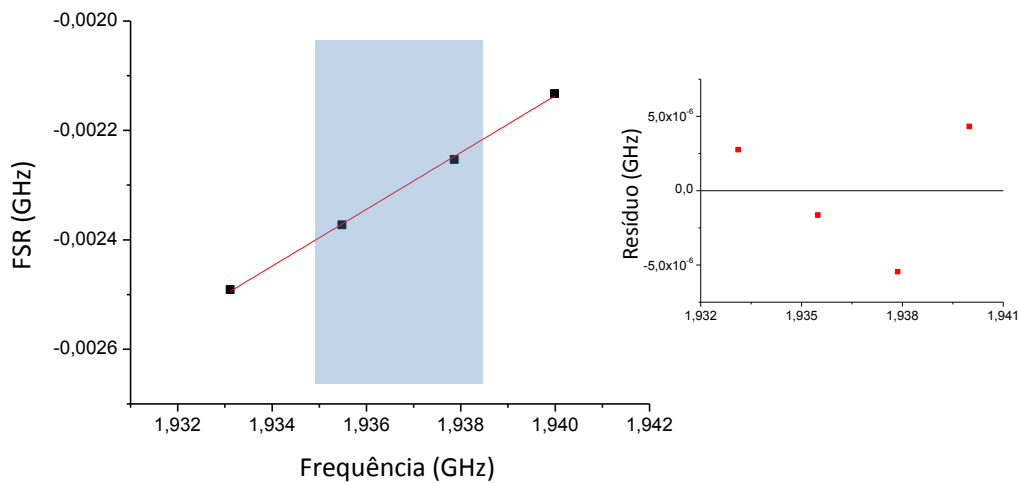


Figura 35 – Variação do FSR em função da frequência. A linha representa o melhor ajuste linear ($r^2 = 0,9998$) e a região a azul corresponde à região de interesse. O gráfico inserido mostra o resíduo resultante do ajuste.

Variando os valores do coeficiente de acoplamento (f) dos guias do conjunto, é possível verificar as diferenças da função transferência num dos terminais de saída, figura 36. A diminuição do coeficiente de acoplamento induz a diminuição da intensidade da função transferência, pois uma maior parte do sinal não é acoplada, não percorrendo o AWG.

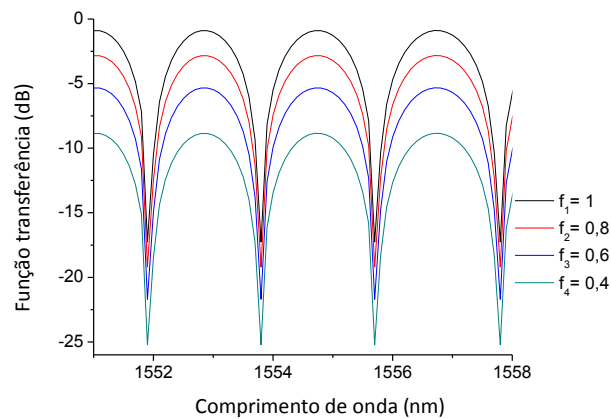


Figura 36 – Funções transferência de acordo com a variação do coeficiente de acoplamento dos guias do conjunto do AWG.

O passo seguinte envolve a produção do dispositivo, conforme se detalha no capítulo 4.

4. Aplicação

O AWG é um dispositivo que permite sintonizar espectralmente um sinal ótico que pode ser usado num emissor/recetor de telecomunicações. Foi desenvolvida tecnologia de ótica integrada, com o objetivo de integrar o terminal de linha ótica e o terminal da rede ótica através de conexões com fibra ótica. Esta tecnologia permite obter uma largura de banda superior à existente e uma maior segurança aos utilizadores, pois cada utilizador terá um dispositivo que lê e envia sinal ótico com o comprimento de onda definido para o mesmo. Usando a tecnologia de ótica integrada é possível integrar todos os dispositivos necessários (ativos e passivos), diminuindo a área da placa.

Após a delineação do circuito necessário para a placa, é necessário executar os parâmetros de otimização nos programas cedidos pela empresa de semicondutores, para posteriormente fabricarem diversos circuitos. Para isso, inicialmente, é necessário fazer a simulação do dispositivo com os componentes da placa, figura 37, sendo o elemento central o AWG referido nas secções anteriores desta tese. Nesta placa, também, se integraram amplificadores óticos semicondutores (SOA), lasers semicondutores, recetores de díodos PIN e moduladores Mach-Zehnder.

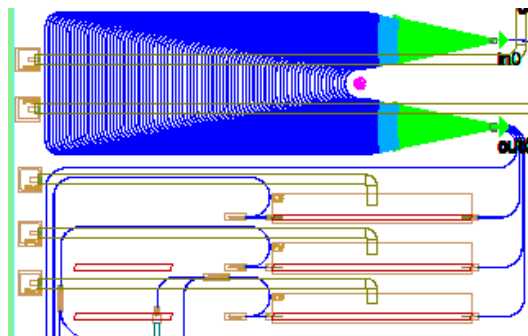


Figura 37 – Esquema da secção do AWG da placa produzida.

A simulação é feita no programa MaskEngineer®. Este programa é uma ferramenta do Phoenix®, que está inserido na empresa de semicondutores JePPIX® que foi escolhida para desenvolver a placa. A JePPIX® é uma empresa de semicondutores customizável da Universidade de Eindhoven na Holanda, que desenvolve circuitos integrados fotónicos para diversas aplicações como telecomunicações, sistema de sensores, metrologia, entre outros. Esta empresa consegue

integrar múltiplos componentes fotônicos ativos e passivos numa única placa [57]. A empresa necessita de, aproximadamente, 6 meses para produzir um circuito customizado.

A placa foi fabricada na JePPIX® e chegou a Portugal no início do mês de Junho. Inicialmente, fez-se um estudo das características físicas das placas (dimensões e localização dos guias de entrada e saída). Este estudo foi feito com microscopia ótica e microscopia eletrónica de varrimento. Esta caracterização é importante, porque antes de fazer os testes é necessário fazer as ligações da placa com a fibra ótica, e é necessário saber o local exato da conexão e a altura do guia onde se irá colocar a fibra.

Na figura 38 está representado uma fotografia, retirada pela lupa Cascade Microtech Analytical probe 9000, do AWG usado na placa, que está localizado na região superior da fotografia.

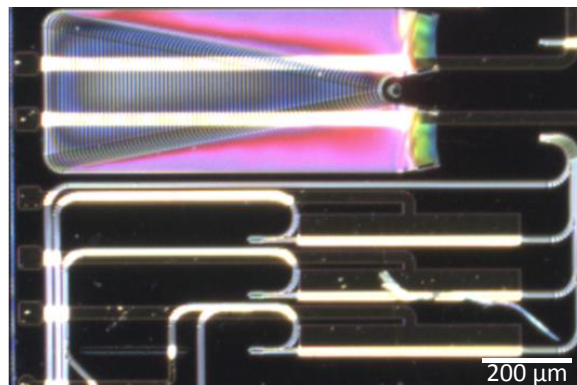


Figura 38 – Fotografia de microscopia ótica do AWG usado na placa produzida pela JePPIX®.

A figura 39 mostra as imagens da secção lateral da placa, obtidas por microscopia eletrónica de varrimento (Hitachi®, modelo SU-70).

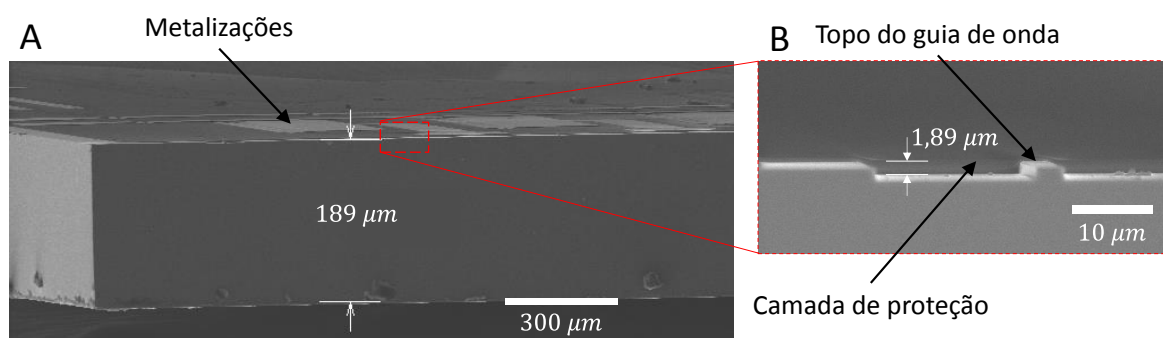


Figura 39 – Imagens da secção lateral da placa retiradas com o microscópio eletrónico de varrimento com ampliação A – 150x e B – 2000x.

A fase seguinte será a caracterização das características óticas do componente. No entanto, esses dados não estão disponíveis a tempo de serem reportados nesta dissertação.

5. Conclusão e Perspetivas Futuras

Esta dissertação teve como objetivo estudar as tecnologias existentes das redes óticas e a possibilidade de desenvolver uma interface ótica multi-comprimento sintonizável/selecionável, suportado por circuitos de ótica integrada para ritmos de transmissão até 10 Gb/s . Para isso, foi necessário integrar num circuito de ótica integrada as funcionalidades de recetor/emissor sintonizável espectralmente. Ao nível da receção, como existem vários comprimentos de onda na fibra, torna-se necessário um filtro para seleccionar o comprimento de onda desejado, tanto nos terminais de rede ótica como no terminal de linha ótica.

Foram estudadas duas soluções simples para a implementação de filtros, nomeadamente, o micro-anel ressoador e o agregado de guias de onda (AWG), pois ambos têm propriedades de desmultiplexagem espectral. Inicialmente, estudou-se o desempenho destes dispositivos de acordo com as suas características, em particular, o material de substrato, a configuração do dispositivo, método de acoplamento e atenuação do sinal, e a desmultiplexagem. Para analisar a resposta do dispositivo, simularam-se as funções transferência em função do comprimento de onda na gama espectralmente compreendida entre 1520 nm e 1570 nm .

O micro-anel ressoador permite filtrar os comprimentos de onda através da ressonância no micro-anel, pois é possível retirar um comprimento de onda do sinal ótico, de acordo com o diâmetro e/ou o índice de refração do micro anel. As características físicas que influenciam a resposta do dispositivo são o índice de refração eficaz, diâmetro do micro-anel, coeficiente de atenuação, coeficiente de transmissão no micro-anel, e coeficiente de acoplamento entre o guia reto e o micro-anel. Da simulação da função transferência do micro-anel ressoador em função do comprimento de onda conclui-se que este componente funciona como um elemento passa-banda comutador. Verificou-se que o FSR varia linearmente com o quadrado do comprimento de onda, onde o declive ($7,0\text{ nm}^{-1}$) relaciona-se com o índice de refração efetivo ($n_{ef} = 3,47$) e o perímetro do anel ($L = 44,23\text{ }\mu\text{m}$). A *finesse* calculada para o micro-anel ressoador com as dimensões requeridas é de 4, e o fator de qualidade é 400 para um comprimento de onda de $1550,41\text{ nm}$.

Por forma a analisar a alteração da resposta do dispositivo às suas características físicas, fez-se um estudo da variação da função transferência para diferentes valores de coeficiente de atenuação, transmissão e acoplamento. Foi possível concluir que o aumento do coeficiente de atenuação leva à diminuição da função transferência, pois o sinal é mais atenuado quando percorre o micro-anel ressoador. Neste caso, com o aumento do coeficiente de atenuação, a largura de banda aumenta e, conseqüentemente, a *finesse* e o fator de qualidade diminuem. A variação da *finesse* com o coeficiente de atenuação pode ser ajustada a um polinómio de segundo grau, onde o valor da ordenada na origem é 3,3, parâmetro de primeiro grau $-80,5$ e o de segundo grau $1,3 \times 10^3$.

A diminuição do coeficiente de transmissão leva à diminuição da função transferência, pois uma maior parte do sinal não é transmitida. Neste caso, com a diminuição do coeficiente de transmissão, a largura de banda aumenta e, conseqüentemente, a *finesse* e o fator de qualidade diminuem. A diminuição do coeficiente de acoplamento leva à diminuição da intensidade da função transferência, pois uma maior parte do sinal não é acoplada, não percorrendo o micro-anel ressoador. Neste caso, a largura de banda mantém-se e, conseqüentemente a *finesse* e o fator de qualidade também se mantêm.

Como o micro-anel ressoador permite filtrar os comprimentos de onda através da variação do diâmetro e/ou o índice de refração do micro anel, fez-se um estudo da variação da resposta do mesmo com estas características. Verificou-se que com a alteração destes parâmetros é possível fazer a sintonização espectral. Esta sintonização, na prática, é feita termicamente por aplicação de uma tensão externa aplicada ao micro-anel, fazendo variar o índice de refração efetivo do meio pelo efeito termo-ótico ou variar o perímetro do micro-anel pelo efeito de expansão térmica.

Outra solução para a implementação de filtros é o AWG, que consegue desmultiplexar espectralmente. O AWG permite filtrar os comprimentos de onda através do fenómeno de difração nas regiões de propagação e da diferença de comprimentos dos guias de onda do conjunto. As características físicas que influenciam a resposta do dispositivo são o índice de refração efetivo, comprimento dos guias, distância entre os guias, coeficiente de atenuação, coeficiente de acoplamento, e o ângulo que o guia central do conjunto faz com o guia de onda de saída. Da simulação da função transferência do AWG em função do comprimento de onda pode-se concluir que este componente funciona como um elemento passa-banda. O FSR apresenta uma dependência linear com a frequência, onde o declive é $5,19 \times 10^{-2}$. Os parâmetros da relação de dependência do FSR estão relacionados com índice de refração efetivo ($n_{ef} = 3,23$), índice de grupo ($n_g = 3,72$) e a ordem do AWG.

A função transferência de cada terminal é resultado da soma das contribuições de todos os guias de onda do conjunto. Logo, apenas variando a localização do terminal na região de propagação livre é possível obter funções transferência distintas. Fez-se um estudo da variação do

coeficiente de acoplamento do dispositivo, onde se conclui que o aumento deste provoca o aumento da intensidade da função transferência, pois uma maior parte do sinal é acoplada.

Os dispositivos estudados nesta dissertação podem ser usados como demultiplexadores espectrais para aplicações de ótica integrada em telecomunicações. O circuito de ótica integrada foi fabricado na empresa de semicondutores JePPIX®, e chegou a Portugal no início de Junho. Inicialmente, fez-se uma caracterização física da placa para saber as dimensões e o local exato das entradas e saídas para a fibra ótica. Como trabalho futuro, segue-se a caracterização e teste do circuito de ótica integrada.

6. Bibliografia

- [1] Cisco, "Report Cisco Visual Networking Index : Forecast and Methodology , 2012 – 2017," 2013.
- [2] Y. Zhao, Y. Qiao, and Y. Ji, "Power efficient and colorless PON upstream system using asymmetric clipping optical OFDM and TDMA technologies," *Opt. Commun.*, vol. 285, no. 7, pp. 1787–1791, Apr. 2012.
- [3] A. Mason, "Report Fibre capacity limitations in access networks," Analysys Mason Limited, Edinburgh, 2010.
- [4] R. S. A. Ferreira, L. Carlos, and P. André, "Organic-inorganic hybrid materials towards passive and active architectures for the next generation of optical networks", *Opt. Mater. (Amst)*., vol. 32, pp. 1397–1409, 2010.
- [5] K. Kim, "On the evolution of PON-based FTTH solutions," *Inf. Sci. (Ny)*., vol. 149, pp. 21–30, Jan. 2003.
- [6] P. Inovação, "Report Projeto NGPON2 PwC," Aveiro, 2013.
- [7] N. Massa, "Fiber Optic Telecommunication," in *Fundamentals of Photonics*, Connecticut, 2000, pp. 293–347.
- [8] F. Villarruel and L. Ray, "Transport and Access Networks 1550 Video Overlay : The New ' Old Reliable ," *Sci. Atlanta*, vol. G1674B, 2007.
- [9] M. Aviles, K. Litvin, J. Wang, B. Colella, F. Effenberger, and F. Tian, "Raman crosstalk in video overlay passive optical networks," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2004.
- [10] S. Coelho, "MSc Thesis Fibra Óptica na Rede de Acesso: Tecnologias e Soluções," Universidade de Aveiro, 2009.
- [11] M. Chardy, M. C. Costa, A. Faye, and M. Trampont, "Optimizing splitter and fiber location in a multilevel optical FTTH network," *Eur. J. Oper. Res.*, vol. 222, no. 3, pp. 430–440, Nov. 2012.
- [12] M. Fijnvandraat and H. Bouwman, "Flexibility and broadband evolution," *Telecomm. Policy*, vol. 30, pp. 424–444, Sep. 2006.
- [13] S. Lopes, "MSc Thesis Fibra Óptica na Rede de Acesso: Cenários de Evolução," Univeridade de Aveiro, 2011.
- [14] "Report PON - Passive Optical Network." [Online]. Available: <http://www.infocellar.com/networks/new-tech/PON/PON-real.htm>. [Accessed: 25-Sep-2013].
- [15] A. Oliveira, "MSc Thesis GPON sobre WDM-PON," Universidade de Aveiro, 2013.
- [16] "Report Fibra Óptica I: Arquitetura PON." [Online]. Available: http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutoriaisolfo1/pagina_4.asp. [Accessed: 25-Sep-2013].
- [17] A. Yin, L. Li, and X. Zhang, "Analysis of 2.5Gbit/s GPON downlink optical-receiver performance," *Opt. Commun.*, vol. 282, no. 2, pp. 198–203, Jan. 2009.
- [18] "Report ITU-T-G.984.1," ITU, 2008. [Online]. Available: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.984.1>. [Accessed: 30-Sep-2013].
- [19] R. Bond, "ITU PON – Past, Present, and Future," in *A Review of ITU-T PON Activities*, 2008.
- [20] "Report Gigabit-capable Passive Optical Networks (G-PON): Enhancement band," *ITU-T Recommendation G.984.5*, 2007. [Online]. Available: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.984.5-200709-l/en>. [Accessed: 30-Sep-2013].
- [21] "Report ITU-T-G.987.3," ITU, 2010. [Online]. Available: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.987.3>. [Accessed: 30-Sep-2013].

- [22] D. Eckard, "Fiber to the Home: Next-Gen Technologies," in *FTTH Council*, 2013.
- [23] J. Kim and C. Park, "Optical design and analysis of CWDM upstream TWDM PON for NG-PON2," *Opt. Fiber Technol.*, vol. 19, no. 3, pp. 250–258, Jun. 2013.
- [24] Huawei, "Report Next-Generation PON Evolution." [Online]. Available: <http://www.huawei.com/en/static/hw-077443.pdf>. [Accessed: 06-Oct-2013].
- [25] R. Urata, C. Lam, H. Liu, and C. Johnson, "High Performance, Low Cost, Colorless ONU for WDM-PON," in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), and the National Fiber Optic Engineers Conference*, 2012, pp. 1–3.
- [26] D. J. Shin, Y. C. Keh, J. W. Kwon, E. H. Lee, J. K. Lee, M. K. Park, J. W. Park, Y. K. Oh, S. W. Kim, I. K. Yun, H. C. Shin, D. Heo, J. S. Lee, H. S. Shin, H. S. Kim, S. B. Park, D. K. Jung, S. Hwang, Y. J. Oh, D. H. Jang, and C. S. Shim, "Low-Cost WDM-PON With Colorless Bidirectional Transceivers," *J. Light. Technol.*, vol. 24, p. 158, 2006.
- [27] Z. Li, L. Yi, and W. Hu, "Key technologies and system proposals of TWDM-PON," *Front. Optoelectron.*, vol. 6, no. 1, pp. 46–56, 2013.
- [28] "Time-division multiplexing." [Online]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Time-division_multiplexing.
- [29] "Wavelength-division multiplexing." [Online]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Wavelength-division_multiplexing.
- [30] K. Kim, J. Lee, S. Lee, and Y. Jang, "Demonstration of a WDM/TDM hybrid PON based on a colorless frame-level reach extender," *Opt. Fiber Technol.*, vol. 18, no. 4, pp. 190–198, Jul. 2012.
- [31] "Report ITU-T-G.989.1," *ITU*, 2013. [Online]. Available: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.989.1-201303-I/en>. [Accessed: 30-Sep-2013].
- [32] Y. Zhang, P. Chowdhury, M. Tornatore, and B. Mukherjee, "Energy Efficiency in Telecom Optical Networks," vol. 12, no. 4, pp. 441–458, 2010.
- [33] C. Lee, W. V. Sorin, and B. Y. Kim, "Fiber to the Home Using a PON Infrastructure," *J. Light. Technol.*, vol. 24, no. 12, pp. 4568–4583, Dec. 2006.
- [34] H. Nishi, T. Tsuchizawa, R. Kou, H. Shinojima, K. Yamada, T. Yamada, H. Kimura, Y. Ishikawa, K. Wada, and S. Mutoh, "Monolithic integration of silica-based AWG filter and germanium photodiodes for one-chip WDM receiver," *Opt. Fiber Commun. Conf.*, p. OW3G.6, 2012.
- [35] C. van Dam, "PhD Thesis InP-based polarisation independent wavelength demultiplexers," Delft University of Technology, 1997.
- [36] D. Viana, "MSc Thesis Coexistência de Redes de Acesso de Nova Geração," Universidade de Aveiro, 2013.
- [37] D. H. Geuzebroek, E. J. Klein, H. Kelderman, F. S. Tan, D. J. W. Klunder, and A. Driessen, "Thermally Tuneable, Wide FSR Switch based on Micro-ring Resonators," in *Proceedings Symposium IEEE*, 2002, pp. 155–158.
- [38] S. Manipatruni, L. Chen, and M. Lipson, "Ultra high bandwidth WDM using silicon microring modulators," *Opt. Express*, vol. 18, pp. 16859–16867, 2010.
- [39] Apollo Photonics, "APSS Apollo Application Note on Array Waveguide Grating (AWG)," no. 905, pp. 1–24.
- [40] S. Bregni, A. Pattavina, M. Rebughini, and A. Sipone, "Design of IP optical nodes based on AWG with shared tunable wavelength converters," *Opt. Switch. Netw.*, vol. 8, no. 1, pp. 23–31, Jan. 2011.
- [41] O. Ziemann, J. Krauser, P. Zamzow, and W. Daum, *POF Handbook - Optical Short Range TRansmission Systems*, Second. Springer, 2008, p. 374.
- [42] Y. Xu and H. Lin, "A concise design of 16×16 polymer AWG with low insertion loss and crosstalk," *Opt. - Int. J. Light Electron Opt.*, vol. 125, no. 3, pp. 920–923, Feb. 2014.
- [43] K. Amarnath, "PhD Thesis Active Microring and Microdisk Optical Resonators on Indium Phosphide," University of Maryland, 2006.
- [44] Y. Dumeige, C. Arnaud, and P. Féron, "Combining FDTD with coupled mode theories for bistability in micro-ring resonators," *Opt. Commun.*, vol. 250, pp. 376–383, Jun. 2005.
- [45] T. Benson, S. Boriskina, P. Sewell, A. Vukovic, S. Greedy, and A. Nosich, "Micro-optical resonators for microlasers and integrated optoelectronics," *Front. Planar Light. Circuit Technol. Des. Simul. Fabr.*, pp. 39–70, 2005.
- [46] S. Mookherjea and A. Melloni, "Microring resonators in integrated optics," no. 1. pp. 1–48, 2008.

- [47] C. Ciminelli, V. M. N. Passaro, F. Dell’Olio, and M. N. Armenise, “Quality factor and finesse optimization in buried InGaAsP/InP ring resonators,” *J. Eur. Opt. Soc. Rapid Publ.*, vol. 4, pp. 090321–093210, Jun. 2009.
- [48] J. Komma, C. Schwarz, G. Hofmann, D. Heinert, and R. Nawrodt, “Thermo-optic coefficient of silicon at 1550 nm and cryogenic temperatures,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 101, no. 4, pp. 0419051–0419054, 2012.
- [49] D. Geuzebroek and A. Driessen, “Ring-Resonator-Based Wavelength Filters,” in *Wavelength Filters in Fibre Optics*, H. Venhhaus, Ed. Springer Berlin Heidelberg, 2006, pp. 341–379.
- [50] D. Marcuse, “Mode Conversion Caused by Surface Imperfections of a Dielectric Slab Waveguide,” *Bell Syst. Thechnical J.*, vol. 48, pp. 3187–3215, 1969.
- [51] M. K. Chin and S. T. Ho, “Design and modeling of waveguide-coupled single-mode microring resonators,” *J. Light. Technol.*, vol. 16, no. 8, pp. 1433–1446, 1998.
- [52] M. Hamacher, U. Troppenz, H. Heidrich, D. G. Rabus, H. Nachrichtentechnik, and B. Gmbh, “Active ring resonators based on GalnAsP / InP,” *Proc. SPIE Conf. Photonic Fabr. Eur.*, vol. 4947, pp. 212–222, 2003.
- [53] “Report ASPIC - Advanced Simulator for Photonic Integration Circuits.” pp. 1–7, 2006.
- [54] L. W. Cahill and T. T. Le, “Modal Propagation Analysis Method for the Design of MMI Coupler Based Microring Resonators,” in *PIERS Proceedings*, 2008, pp. 754–758.
- [55] P. André, A. Pinto, A. Teixeira, M. Lima, R. Nogueira, C. Vicente, N. Muga, J. Reis, A. Lopes, A. Tavares, S. Brandão, A. Bastos, and C. Rodrigues, “Report Photonic Integrated Circuits for NGPON2,” Aveiro, 2013.
- [56] “InP - Thermal properties.” [Online]. Available: <http://www.ioffe.ru/SVA/NSM/Semicond/InP/thermal.html>. [Accessed: 23-Jun-2014].
- [57] C. P. IC, “report COBRA Photonic IC design manual.” 2013.
- [58] X. J. M. Leijtens, B. Kuhlrow, and M. K. Smit, “Arrayed Waveguide Gratings,” in *Wavelength Filters in Fibre Optics*, H. Venhhaus, Ed. Springer Berlin Heidelberg, 2006, pp. 125–187.
- [59] K. McGreer, “Arrayed waveguide gratings for wavelength routing,” *Commun. Mag. IEEE*, vol. 36, no. 12, pp. 62–68, 1998.
- [60] Y. Hida, Y. Hibino, H. Okazaki, and Y. Ohmori, “10m-long silica-based waveguide with a loss of 1.7 dB/m,” *Integr. Photonics Res.*, vol. 7, pp. 49–51, 1995.
- [61] A. Miller, M. Ebrahimzadeh, and D. M. Finlayson, *Semiconductor Quantum Optoelectronics*. The department of Physics, Edinburgh University: SUSSP Publications, 1999.
- [62] M. K. Smit, A. Member, and C. Van Dam, “PHASAR-Based WDM-Devices,” *J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 2, no. 2, pp. 236–250, 1996.
- [63] M. E. V. Segatto, G. D. Maxwell, R. Kashyap, and J. R. Taylor, “High-speed transmission and dispersion characteristics of an arrayed-waveguide grating,” *Opt. Commun.*, vol. 195, pp. 151–157, 2001.
- [64] N. K. Fontaine, J. Yang, W. Jiang, D. J. Geisler, K. Okamoto, R. Huang, and S. J. B. Yoo, “Active Arrayed-Waveguide Grating with Amplitude and Phase Control for Arbitrary Filter Generation and High-Order Dispersion Compensation,” *Opt. Commun.*, vol. 1, no. September, pp. 2008–2009, 2008.
- [65] H. Takahashi, K. Oda, H. Toba, and Y. Inoue, “Transmission characteristics of arrayed waveguide NxN wavelength multiplexer,” *J. Light. Technol.*, vol. 13, no. 3, pp. 447–455, 1995.
- [66] A. Klekamp and R. Münzner, “Calculation of imaging errors of AWG,” *J. Light. Technol.*, vol. 21, no. 9, pp. 1978–1986, 2003.