

Laryssa Mirelly Carvalho de Araújo

# **Fotônica Integrada para Redes Ópticas Flexíveis Usando Supercanais Ópticos**

Campina Grande, Brasil

6 de março de 2017

Laryssa Mirelly Carvalho de Araújo

# **Fotônica Integrada para Redes Ópticas Flexíveis Usando Supercanais Ópticos**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, Campus Campina Grande, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal de Campina Grande - UFCG  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática - CEEI  
Departamento de Engenharia Elétrica - DEE

Orientador: José Ewerton Pombo de Farias, Dr.

Campina Grande, Brasil

6 de março de 2017

---

Laryssa Mirelly Carvalho de Araújo  
Fotônica Integrada para Redes Ópticas Flexíveis Usando Supercanais Ópticos/  
Laryssa Mirelly Carvalho de Araújo. – Campina Grande, Brasil, 6 de março de  
2017-  
80 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: José Ewerton Pombo de Farias, Dr.

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade Federal de Campina Grande -  
UFCG  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática - CEEI  
Departamento de Engenharia Elétrica - DEE , 6 de março de 2017.

---

Laryssa Mirelly Carvalho de Araújo

# **Fotônica Integrada para Redes Ópticas Flexíveis Usando Supercanais Ópticos**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, Campus Campina Grande, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado. Campina Grande, Brasil, 02 de março de 2017:

---

**José Ewerton Pombo de Farias, Dr.**  
Orientador

---

**Helder Alves Pereira**  
Convidado

Campina Grande, Brasil  
6 de março de 2017

*Dedico este trabalho a Enildo Valdevino de Araújo, amado pai, e a Ligiane Carvalho de Araújo, amada mãe.*

# Agradecimentos

Primeiramente, agradeço aos meus pais, Enildo e Ligiane, pelo amor e dedicação e por sempre terem me incentivado aos estudos.

A todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UFCG que, direta ou indiretamente, contribuíram na obtenção de conhecimento e crescimento acadêmico e profissional, em especial ao professor José Ewerton por me orientar na realização deste trabalho e pela confiança depositada, e ao professor Helder Alves por acreditar no meu potencial e incentivar sempre a busca por conhecimento.

A meu namorado, Alequine, por todo amor, compreensão, companheirismo e apoio à realização deste trabalho.

A minha irmã, Bruna, pelas palavras de incentivo e momentos de descontração a cada dia, os quais tornaram a graduação menos árdua.

Aos amigos por compreenderem os momentos de ausência dedicados à graduação, pelos incentivos e pelo companheirismo.

A todos que contribuíram para o sucesso deste trabalho, muito obrigada.

*“Que os vossos esforços desafiem as impossibilidades, lembrai-vos de que as grandes coisas do homem foram conquistadas do que parecia impossível.”*

*Charles Chaplin*

# Resumo

Fotônica envolve a tecnologia do processamento, transmissão e detecção de um sinal carregado por fótons. Um elevado nível de integração é desejável para baixar custos na fabricação dos chips fotônicos. No entanto, apenas algumas centenas de diferentes componentes são integradas em um único chip devido à complexidade dos circuitos fotônicos e à necessidade de tecnologias de integração híbrida para melhorar o desempenho dos dispositivos. Nesse trabalho, os principais componentes, que constituem tais chips, foram estudados, dadas suas vantagens e desvantagens, com foco em materiais comuns, como o silício e o grafeno, em busca de soluções que requerem processos de manufatura menos complexos. Para as limitações da eletrônica, nos dispositivos baseados em tecnologia eletro-óptica, uma solução é apresentada para se alcançar sinais OFDM de taxas da ordem de terabits por segundo baseada em uma arquitetura de circuito integrado de três camadas.

**Palavras-chaves:** Fotônica integrada; Grafeno; OFDM; Silício; .



# Abstract

Photonics involves the technology of signal processing, transmission and detection where the signal is carried by photons. A high level of integration is desirable to low the costs in photonic chips fabrication. However, only a few hundreds of different components are integrated in a single chip due to the complexity of photonic circuits and to the needs of hybrid integration to improve the performance of the devices. In this work, the main components, that constitute these chips, were studied, given its advantages and disadvantages, focusing in common materials, such as silicon and graphene, looking for solutions that require less complex manufacturing processes. To the electronics bottlenecks, in the devices based on electro-optical technology, a solution is introduced to reach OFDM signals with rates of terabits per second based in an integrated circuit architecture of three layers.

**Key-words:**Integrated photonics; Graphene; OFDM; Silicon;

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Detector coerente para sistema de portadora única com modulação PM-QPSK . . . . .	6
Figura 2 – Aumento da capacidade de sistemas WDM . . . . .	7
Figura 3 – Evolução do transceptor coerente de 100 Gb/s . . . . .	7
Figura 4 – Grade fixa versus grade elástica para modulação DP-QPSK . . . . .	11
Figura 5 – O impacto do componente eletrônico na transmissão de uma portadora única versus transmissão multi-portadoras de supercanais. . . . .	14
Figura 6 – Implementações de uma taxa de 1 Tb/s: (a) 1 Tb/s implementado como $10 \times 100\text{G}$ transceptores e (b) 1 Tb/s implementado como supercanal baseado em PIC. . . . .	15
Figura 7 – Supercanais em grade fixa versus supercanais contíguos em grade flexível	16
Figura 8 – Espectro do sinal OFDM . . . . .	18
Figura 9 – Diagrama Conceitual para (a) transmissor OFDM e (b) receptor OFDM	23
Figura 10 – Espectro óptico para (a) N canais WDM e (b) sinal OFDM para um comprimento de onda . . . . .	25
Figura 11 – Canal cruzado OFDM sem banda de guarda . . . . .	25
Figura 12 – Esquema de um circuito fotônico integrado em substrato SOI . . . . .	26
Figura 13 – Evolução opto-eletrônica . . . . .	30
Figura 14 – Primeiro transistor por Bardeen e Brattain, em dezembro de 1947 . . . . .	30
Figura 15 – Primeiro circuito integrado por Jack Kilby . . . . .	31
Figura 16 – Microprocessador Intel 4004 . . . . .	31
Figura 17 – PIC de taxa de 1 Tb/s implementada através de supercanal óptico . . . . .	32
Figura 18 – Principais materiais de sistemas de PICs . . . . .	33
Figura 19 – Guias de onda ópticos baseados em Si . . . . .	34
Figura 20 – Imagem de microscópio eletrônico de varredura de um guia de onda de fio de silício . . . . .	35
Figura 21 – Relação entre índice efetivo visto pelos modos guiados <i>versus</i> largura do núcleo do fio de silício para espessura do núcleo de (a) 200 nm e (b) 300 nm. . . . .	36
Figura 22 – Diagrama esquemático da abordagem de diversidade de polarização. . . . .	38
Figura 23 – Divisores de polarização: (a) acoplador direcional e (b) divisor de polarização baseado em evolução de modos. . . . .	39
Figura 24 – Rotacionador de polarização baseado em evolução de modos adiabático.	40
Figura 25 – Diagrama esquemático de um circuito de diversidade de polarização baseado em acoplamento de modos . . . . .	40

Figura 26 – Espectro do ressoador em anel: (a) sem circuito de diversidade de polarização e (b) com circuito de diversidade de polarização. . . . .	41
Figura 27 – Seção transversal do guia de onda rib. . . . .	42
Figura 28 – Diagrama esquemático do método ECR-PE-CVD. . . . .	43
Figura 29 – (a) Estrutura em corte do guia de onda e (b) imagem de microscopia eletrônica de varredura de um núcleo de $\text{SiO}_x\text{N}_y$ . . . . .	44
Figura 30 – Acoplamento fora do plano do chip fotônico. . . . .	46
Figura 31 – Acoplamento no plano do chip fotônico. . . . .	46
Figura 32 – Acoplamento na borda de um chip para uma fibra. . . . .	47
Figura 33 – Conversor de tamanho ( <i>spot-size</i> ) para guias de onda de fio de silício. . . . .	48
Figura 34 – Largura e altura do modo TE guiado fundamental como função da largura de um guia de onda de fio de Si de 220 nm de espessura. . . . .	48
Figura 35 – Penalidade devido a desalinhamento da fibra: (a) fibra de $3\ \mu\text{m}$ alinhada a guia de onda rib de Si de $4,5\ \mu\text{m}$ , e (b) fibra monomodo padrão alinhada a guia de onda de $6\ \mu\text{m}^2$ . . . . .	50
Figura 36 – Alinhamento de fibra encaixada em ranhura grava em V no substrato de Si. . . . .	50
Figura 37 – Acoplador de grade em silício . . . . .	51
Figura 38 – Princípio de operação de um acoplador em grade. . . . .	52
Figura 39 – Acoplador de grade de segunda ordem. . . . .	53
Figura 40 – (a) Refletor de Bragg e (b) Refletor inferior com técnica de inversão do acoplador. . . . .	54
Figura 41 – Acoplador de grade acoplado a fibra monomodo com inclinação $\theta$ . . . . .	55
Figura 42 – Modulador Mach-Zehnder. . . . .	57
Figura 43 – Estrutura de diodo PIN de injeção de portadores de carga. . . . .	61
Figura 44 – Modulador em Si proposto para gigahertz. . . . .	62
Figura 45 – Resposta óptica de um modulador sob onda quadrada com tempo de subida determinado pela polarização reversa e tempo de descida pela polarização direta. . . . .	63
Figura 46 – Forma de onda de sinal NRZ de 32 bits aplicado no modulador e o sinal óptico correspondente. . . . .	63
Figura 47 – Modulador em Si baseado em acumulação de portadores. . . . .	64
Figura 48 – Modulador em Si baseado em depleção de portadores. . . . .	65
Figura 49 – Modulador em Si baseado em diodo “PIPIN”. . . . .	66
Figura 50 – Modulador óptico em Si baseado em depleção de portadores para 40 Gbit/s. . . . .	66
Figura 51 – Modulador óptico baseado em grafeno integrado ao guia de onda . . . . .	68
Figura 52 – Resposta eletro-óptica do modulador baseado em grafeno para diferentes tensões de acionamento. . . . .	69

Figura 53 – GOM com dupla camada de grafeno. . . . .	70
Figura 54 – GOM com dupla camada de grafeno otimizado para facilidade de im- plementação. . . . .	71
Figura 55 – GOM completamente óptico. . . . .	72
Figura 56 – Modulação da portadora pela luz de bombeio no GOM completamente óptico. . . . .	72
Figura 57 – GOM completamente óptico baseado em microfibra com capa de grafeno. . . . .	73
Figura 58 – Esquema de elétrons fotoexcitados no grafeno e possibilidades de me- canismos de relaxação. . . . .	73
Figura 59 – Diagrama conceitual da arquitetura de multiplexação e demultiplexa- ção de sistemas OTDM de 1Tb/s . . . . .	74
Figura 60 – Diagrama conceitual da arquitetura de multiplexação e demultiplexa- ção de sistemas CO-OFDM de 1Tb/s. . . . .	75
Figura 61 – Diagrama conceitual da hierarquia de três camadas do circuito inte- grado opto-eletrônico para transceptor de 1 Tb/s CO-OFDM. . . . .	76

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Janelas de transmissão . . . . .	8
Tabela 2 – Comparação entre grade fixa e EON para um enlace de 300 km assumindo uma grade fixa DWDM de 50 GHz, 10 GHz de banda de guarda por canal e supercanais para EONs . . . . .	12

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1	Motivação	2
1.2	Objetivos	2
1.3	Metodologia	2
1.4	Organização do trabalho	3
<b>2</b>	<b>COMUNICAÇÃO POR FIBRA ÓPTICA</b>	<b>4</b>
2.1	Perspectiva histórica e evolução dos sistemas	4
2.1.1	Detecção óptica coerente	5
2.1.1.1	Evolução dos sistemas	6
2.2	Janelas de Transmissão	8
2.3	Gerações de Fibras Ópticas	9
2.4	Redes Ópticas Elásticas	10
2.5	Novos conceitos em redes ópticas elásticas	13
2.5.1	Supercanais ópticos	13
2.5.1.1	Flexibilidade em supercanais	15
2.6	Tecnologias facilitadoras	16
2.6.1	WSSs flexíveis	16
2.6.2	BVTs	16
<b>3</b>	<b>OFDM</b>	<b>18</b>
3.1	Visão geral	18
3.2	Técnicas de modulação digital	19
3.3	Formulação matemática de um sinal OFDM	21
3.4	Implementação do OFDM pela transformada discreta de Fourier	22
3.5	Eficiência espectral para OFDM óptico	24
3.5.1	Canais cruzados OFDM: Uma abordagem mais flexível e eficiente	24
<b>4</b>	<b>FOTÔNICA INTEGRADA</b>	<b>26</b>
4.1	O que são PICs?	26
4.1.1	Plataformas de concepção dos chips	27
4.1.1.1	RSoft	27
4.1.1.2	VPIphotonics	28
4.1.1.3	Optiwave	29
4.1.2	Evolução dos PICs	29
4.2	Materiais de Sistemas de PICs	32

4.2.1	Fotônica de silício . . . . .	32
<b>4.3</b>	<b>Elementos passivos em fotônica de silício . . . . .</b>	<b>34</b>
4.3.1	Guias de onda . . . . .	34
4.3.1.1	Fio de silício . . . . .	35
4.3.1.1.1	Diversidade de polarização em guias de onda de fio de silício . . . . .	37
4.3.1.2	Silício sobre isolante . . . . .	41
4.3.1.2.1	Condição monomodo para guias de onda SOI moderados e grandes . . . . .	42
4.3.1.3	Guias de sílica para a plataforma fotônica baseada em silício . . . . .	42
4.3.2	Acopladores . . . . .	44
4.3.2.1	Acoplamento na borda . . . . .	46
4.3.2.1.1	Conversão de modos no chip . . . . .	47
4.3.2.1.2	Acoplamento no chip de cones às fibras . . . . .	49
4.3.2.2	Acoplamento na superfície . . . . .	50
4.3.2.2.1	Otimização da eficiência do acoplador de grade . . . . .	53
4.3.2.2.2	Acoplamento vertical . . . . .	55
4.3.2.2.3	Polarização . . . . .	55
<b>4.4</b>	<b>Elementos ativos em fotônica de silício e grafeno . . . . .</b>	<b>56</b>
4.4.1	Modulador óptico . . . . .	56
4.4.1.1	Mecanismos de eletrorefração . . . . .	57
4.4.1.1.1	Os efeitos Kerr e Franz–Keldysh . . . . .	58
4.4.1.1.2	Modulação Termo-óptica . . . . .	59
4.4.1.1.3	Efeitos de Dispersão de Plasma de Portadores Livres (FCPD – <i>Free-Carrier Plasma Dispersion</i> ) . . . . .	60
4.4.1.2	Moduladores de silício baseados em variações das concentrações de portadores livres . . . . .	60
4.4.1.2.1	Injeção de portadores de carga . . . . .	61
4.4.1.2.2	Acumulação de portadores de carga . . . . .	64
4.4.1.2.3	Depleção de portadores de carga . . . . .	64
4.4.1.3	Moduladores de grafeno . . . . .	66
4.4.1.3.1	Modulador óptico de grafeno (GOM – <i>Graphene Optical Modulator</i> ) eletro-óptico . . . . .	68
4.4.1.3.2	Modulador óptico de grafeno completamente óptico . . . . .	71
<b>4.5</b>	<b>Supercanais ópticos para taxas de 1 Tb/s em chips fotônicos . . . . .</b>	<b>74</b>
<b>5</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .</b>	<b>77</b>
<b>6</b>	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>78</b>

# 1 Introdução

No espectro eletromagnético existem apenas duas janelas que têm sido amplamente utilizadas para comunicações em banda larga na atualidade (SHIEH E DJORDJEVIC, 2009). A primeira abrange a faixa desde 100 kHz até 300 GHz, enquanto a segunda encontra-se na região de 30 THz a 300 THz. Devido à enorme largura de banda na segunda janela, enlaces ópticos multicanais podem alcançar capacidades da ordem de dezenas de Tb/s, tornando os sistemas de fibra óptica indispensáveis à infraestrutura das telecomunicações nos dias atuais.

Suportado pela tecnologia de multiplexação por divisão do comprimento de onda (WDM – *Wavelength Division Multiplexing*) – capaz de transmitir taxas de até múltiplos terabits por segundo em uma única fibra –, o tráfego total de internet experimentou um aumento exponencial nas últimas duas décadas. Em 1992, as redes de internet carregavam aproximadamente 100 GB de dados por dia. Passando, dez anos depois, para um total de 100 GB/s e atingindo mais de 20.000 GB/s em 2015 (CISCO, 2016). No entanto, essa característica da rede não é suficiente para suportar as demandas futuras de tráfego, já que é esperada de sistemas comerciais a capacidade de suportar conexões de até 100 Tb/s em 2018 (PROIETTI et al., 2015).

Em julho de 2016, a CISCO publicou um documento com previsões do aumento do tráfego para o ano de 2020 a ser verificado na infraestrutura da transmissão da informação em todo o mundo. Nesse documento é mostrado que um milhão de minutos de conteúdo de vídeo irá passar pela rede, a cada segundo, revelando um aumento de tráfego de vídeo pela internet de quatro vezes em cinco anos. Já o tráfego de realidade virtual irá crescer 61 vezes entre os anos de 2015 a 2020. O tráfego de vídeo-sob-demanda, por sua vez, irá praticamente dobrar e o de jogos na internet irá aumentar em sete vezes. Essa projeção define um aumento de três vezes no tráfego IP global entre os anos de 2015 a 2020, alcançando 511 Tb/s em 2020. Dessa forma, como é verificada uma tendência de continuidade no aumento do tráfego, passa a existir a necessidade de implementação de uma rede com tecnologia mais escalável e flexível.

Nesse contexto, surge o conceito de rede óptica flexível, que pode ser baseada na tecnologia de multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), que se refere à capacidade de uma rede para ajustar dinamicamente os seus recursos, tais como a largura de banda óptica e formato de modulação, de acordo com os requisitos de largura de banda e características de transmissão de cada conexão. Alimentando, assim, o interesse pelo estudo de chips fotônicos que permitem a construção de equipamentos para estas novas arquiteturas de rede propostas para



taxas da ordem de Tb/s.

## 1.1 Motivação

As redes ópticas da próxima geração precisarão dispor de taxas de bit bastante elevadas para suprir as solicitações crescentes. No entanto, a taxa de 100 Gb/s marca um limite prático para transmissão óptica em uma portadora única devido à alta probabilidade, com base na lei de Moore, de que a eletrônica não acompanhe taxas tão elevadas da ordem de centenas de gigabauds nos próximos anos, de modo que dispositivos conversores analógico-digital (ADC – *Analog-to-Digital Converter*) e módulos processadores de sinais digitais (DSP – *Digital Signal Processing*) não estarão disponíveis com capacidade de digitalizar e processar sinais de 500 Gb/s ou 1 Tb/s dentro de, pelo menos, uma década.

A solução para taxas mais altas, portanto, advém de tecnologias de transmissão multiportadora, como a técnica OFDM, para implementação de supercanais ópticos que exigem dos componentes opto-eletrônicos taxas de símbolos moderadas e passíveis de serem realizadas. Como a transmissão em várias portadoras leva a, pelo menos, o dobro de componentes necessários para o sistema em portadora única (GRILICHES, 2011), a utilização de circuitos fotônicos integrados (PICs – *Photonic Integrated Circuit*) se mostra de grande importância para lidar com as grandes quantidades de componentes exigidas para as redes futuras, reduzindo o consumo de potência e a complexidade operacional.

## 1.2 Objetivos

Com esse trabalho objetivou-se realizar uma ampla revisão bibliográfica para apresentar os principais componentes presentes em um chip fotônico e uma forma de implementar altas taxas da ordem de terabits por segundo contornando o gargalo eletrônico verificado nos dispositivos disponíveis na atualidade.

## 1.3 Metodologia

A metodologia abordada foi uma extensa pesquisa na literatura sobre conceitos de fotônica integrada e a física dos principais componentes presentes nos PICs e uma pesquisa nos principais fornecedores desses dispositivos para verificar o estado da arte dos componentes no mundo.

## 1.4 Organização do trabalho

No capítulo 2 é apresentada a evolução da tecnologia fotônica para comunicação óptica e algumas definições básicas, que envolvem os sistemas ópticos, como as janelas utilizadas para transmissão e as gerações de fibras ópticas, abrangendo, ainda, as redes ópticas elásticas baseadas em OFDM assim como os novos conceitos que envolvem tais redes, a motivação para utilizá-las em detrimento das redes WDM e as tecnologias facilitadoras para implementação desse novo conceito de redes ópticas. A técnica de transmissão OFDM é abordada no capítulo 3. Por fim, o capítulo 4 cobre um estudo avançado sobre fotônica integrada e a física dos chips fotônicos, essenciais para essa nova era da comunicação óptica onde se buscam taxas de bit da ordem de Tb/s por canal.

## 2 Comunicação por Fibra Óptica

### 2.1 Perspectiva histórica e evolução dos sistemas

O primeiro sistema óptico de comunicação surgiu em 1792 quando o engenheiro francês Claude Chappe inventou o telégrafo óptico para transmissão óptica por longas distâncias, de até aproximadamente 1000 km, de mensagens codificadas utilizando estações retransmissoras intermediárias (AGRAWAL, 2014). O papel da luz nestes sistemas era apenas de tornar visíveis os sinais codificados para posterior interceptação pelas estações retransmissoras.

No início do século XIX, em 1841, o físico suíço Daniel Colladon iniciou a pesquisa em propagação guiada da luz no interior de um jato de água curvo demonstrando a possibilidade de direcionar a luz através do princípio da reflexão interna total (PINHO, 2014). Mas, apenas na segunda metade do século XX, concluiu-se que um aumento considerável na figura de mérito, seria passível de ser obtido fazendo uso de ondas ópticas como portadoras, ou seja, portadoras com frequência de aproximadamente 200 THz, em contraste com as portadoras de micro-ondas de 1 GHz, devido ao fato de que a largura de banda da portadora modulada pode ser, no máximo, uma pequena porcentagem da frequência da portadora. Assim, como as frequências portadoras usadas em sistemas ópticos são muito altas, esses possuem uma enorme largura de banda potencial que é o estímulo para o desenvolvimento e emprego desses sistemas em todo o mundo.

No ano de 1957, estudos de óptica levaram à descoberta do LASER (*Light Amplification by the Stimulated Emission of Radiation*). Descrito por Gordon Gould como uma fonte intensa de luz que produz radiação eletromagnética monocromática (frequência bem definida) e coerente (relações de fase bem definidas) que se propaga sob a forma de um feixe de luz. Sua demonstração data de 1960, porém apenas quatro anos depois foi que Charles Kuen Kao e George A. Hockham, do laboratório da *Standard Telecommunications – ITT (UK)*, enviaram à *British Association for the Advancement of Science* uma especificação de requisitos necessários para que uma fibra óptica pudesse ser usada como um guia de ondas em redes de telecomunicações de longa distância; tal especificação incluía que a atenuação da luz que se propagava devia ser no máximo da ordem de 20 dB/km. Deste modo, o principal problema nesta época era que as fibras disponíveis possuíam perdas acima de 1.000 dB/km, tornando seu uso impraticável para comunicação.

No ano de 1970, entretanto, essa atenuação de fibras ópticas foi reduzida para valores abaixo de 20 dB/km. O progresso adicional resultou, em 1979, em perda de apenas 0,2 dB/km na região espectral nas proximidades de  $1,55 \mu\text{m}$ . A disponibilidade de fibras

de baixas perdas iniciou a era da comunicação por fibra óptica.

### 2.1.1 Detecção óptica coerente

Com o aumento exponencial de necessidade de largura de banda e o alto custo associado a instalação de novas fibras, fez-se necessário o aumento das taxas de transmissão em uma mesma fibra e em uma mesma largura de banda óptica. Uma forma de se alcançar tal aumento é através do uso das duas polarizações ópticas que dobra a largura de banda disponível. No entanto, as polarizações são estocasticamente alteradas durante a propagação através da fibra, ainda que a ortogonalidade seja mantida, sendo fundamental um processamento de sinais. Detecção óptica coerente – transmissão na qual um receptor óptico pode rastrear a fase de um transmissor óptico, tendo assim “coerência de fase”, de modo a extrair qualquer informação de fase e frequência transportada por um sinal transmitido – permite que isso seja feito através de eletrônica digital (INFINERA, 2016).

Para detecção óptica coerente, utiliza-se um laser ajustável de largura estreita atuando como oscilador local (LO) que sintoniza sua frequência com a frequência do sinal recebido através de um misturador óptico coerente recuperando tanto a amplitude como a informação de fase contida em uma portadora óptica.

A figura 1 mostra um diagrama de blocos de um receptor coerente óptico moderno. O sinal óptico de entrada passa por um divisor de feixe de polarização (PBS – *Polarization Beam Splitter*) que divide o sinal em dois sinais de polarizações ortogonais. Cada componente desse sinal passa em um circuito híbrido óptico de  $90^\circ$  que acopla sinais ópticos dois a dois e implementa uma função de atraso de  $90^\circ$  na fase de um braço do acoplador. Esse circuito permite que as componentes de fase I e Q sejam extraídas como resultado da interferência gerada pelo LO. Esse processo facilitado de extração pelo laser é a essência da detecção coerente. Os sinais de fase são convertidos do domínio óptico para o domínio elétrico através de uma série de fotodetectores balanceados.

A fase e a frequência do LO não precisam ser controladas ativamente, o que seria necessário numa implementação de circuito com bloqueio de fase convencional. Na verdade, a frequência do LO só precisa estar dentro de uma faixa de aproximadamente 1 GHz de largura espectral que contenha a frequência do sinal de entrada. Para recuperar os bits transmitidos, a sincronização da fase é realizada no DSP, e esse modo de detecção é conhecido como detecção coerente intradina.

Antes de se empregar detecção óptica coerente era possível transmissões com taxas superiores a 10 Gb/s, no entanto, com enorme impacto no alcance óptico – e, consequentemente, aumento nos custos totais de transmissão, o que é indesejável – por se tratar de um esquema de detecção direta, na qual o fotodetector do receptor apenas responde a variações na potência do sinal óptico recebido. Com a tecnologia coerente, transmissões

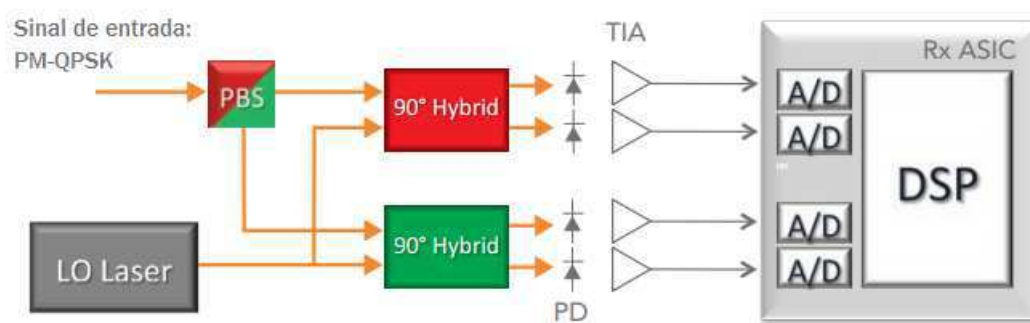


Figura 1 – Detector coerente para sistema de portadora única com modulação PM-QPSK

Fonte: *Infinera*, 2016

de 100 Gb/s e de taxas superiores são possíveis com mesmo alcance – ou ainda melhor – dos sistemas de 10 Gb/s de detecção direta (BENNETT, 2014), ou seja, tal tecnologia permitiu grande avanço na área de comunicações ópticas, aumentando a capacidade dos sistemas ao suportar um volumoso número de sinais WDM sendo transmitido por milhares de quilômetros.

#### 2.1.1.1 Evolução dos sistemas

A tecnologia WDM foi inicialmente apresentada em meados de 1990, com uma taxa típica de 2,5 Gb/s, aumentada para 10 Gb/s através de moduladores ópticos de mais alto desempenho e melhor compreensão de controle de fenômenos dispersivos tais como dispersão cromática (CD – *Chromatic Dispersion*) ou dispersão do modo de polarização (PMD – *Polarization Mode Dispersion*). O mesmo formato de modulação – Modulação de Intensidade com Detecção Direta (IM-DD – *Intensity Modulation with Direct Detection*) – era utilizado tanto para 2,5 Gb/s como para 10 Gb/s.

Como mostrado na figura 2, a introdução da tecnologia coerente permitiu quebrar a barreira dos 10 Gb/s, primeiramente para 40 Gb/s e em seguida para taxas além dos 100 Gb/s.

As tecnologias de detecção coerente têm sido investigadas para transmissão óptica desde 1980 com o intuito de aumentar as taxas de transmissão. Todavia, o aparecimento dos amplificadores EDFA reduziu a urgência de se trabalhar com detecção coerente uma vez que EDFAs e WDM estendiam o alcance e capacidade dos sistemas IM-DD de 10 Gb/s.

Com melhorias na eletrônica CMOS, o processamento digital de sinais (DSP) tornou-se disponível em cerca de 2002 para lidar com detecção coerente, mesmo até 100 Gb/s, provocando uma revitalização do interesse pela detecção coerente. Com a inclusão do DSP, foi possível resolver o problema de dispersão cromática e do modo de polari-

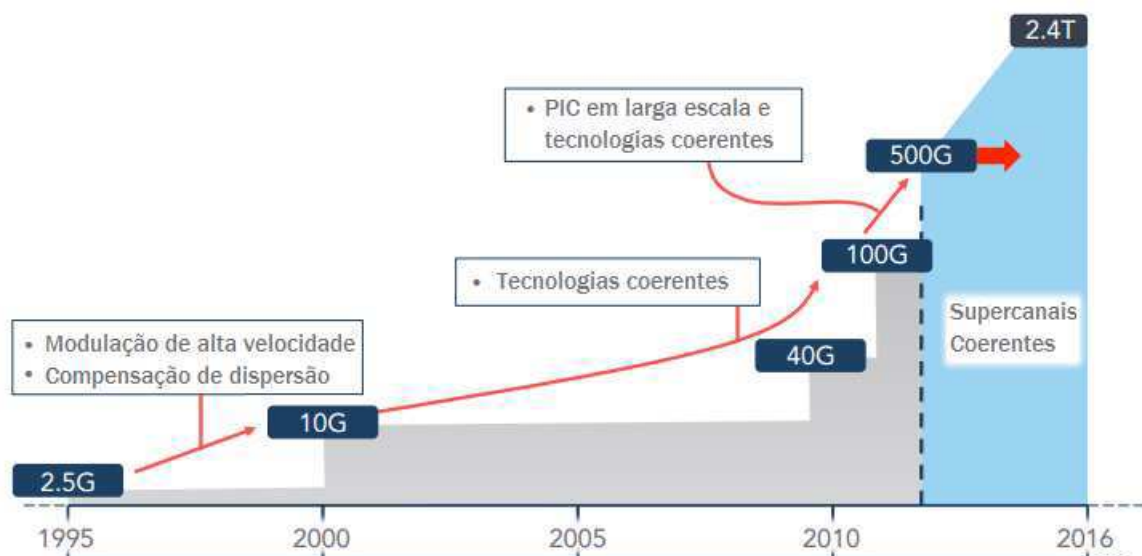


Figura 2 – Aumento da capacidade de sistemas WDM

Fonte: *Infinera, white paper: “Coherent WDM Technologies”, 2016*

zação que afeta os sistemas IM-DD acima de 10 Gb/s, levando os sistemas coerentes a entregarem capacidade aumentada pelas mesmas distâncias, ou distâncias maiores.

Entretanto, como já verificado na área das telecomunicações, os usuários desejam pagar sempre o mesmo preço por conexão ainda que a taxa de transmissão aumente, sendo esperado assim que não apenas a área e o consumo de potência dos transceptores coerentes de 100 Gb/s diminuam, mas também o preço.

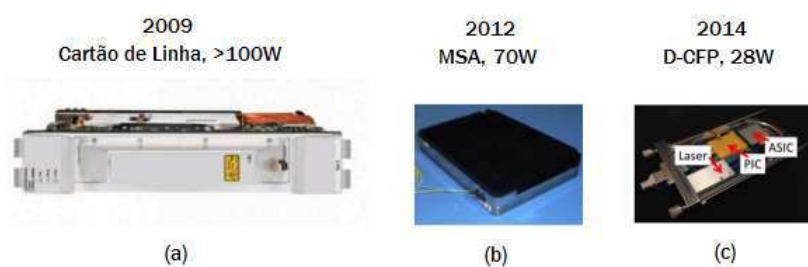


Figura 3 – Evolução do transceptor coerente de 100 Gb/s

Fonte: Doerr, 2015

Como pode ser visto na figura 3, os transceptores coerentes evoluíram desde um cartão de linha completo para módulos parafusados de  $5 \times 7$  polegadas, denominados MSA (*Multi-Source Agreement*), e desses para módulos plugáveis de  $3,2 \times 5,7$ , denominados CFP (*Coherent Form-factor Pluggable*). O consumo de potência passou de mais de 100 W nos cartões de linha para 28 W em um CFP. Espera-se que a próxima geração de

Banda	Designação	$\lambda_0$ (nm)	$\Delta\lambda$ (nm)
O	Original	1310	100
E	Extendida	1410	100
S	Curta	1495	70
C	Convencional	1547,5	35
L	Longa	1595	60
U	Ultra longa	1650	50

Tabela 1 – Janelas de transmissão

Fonte: Pinho, 2014

transceptores, CFP2, consoma apenas 12 W e ocupe metade da área de um CFP (DOERR, 2015).

Para atender às necessidades de se reduzir preço, potência consumida e área ocupada pelos dispositivos, deve-se trabalhar com os dois componentes existentes no transceptor coerente: o chip DSP e o óptico. Para o DSP, pode-se aproveitar a redução no tamanho do transistor que consequentemente reduz potência e área, que hoje encontra-se na faixa de 20 - 28 nm (DOERR, 2015). Já para o chip óptico, a solução é o uso de fotônica integrada. Nos CFPs atuais, existe um único circuito fotônico integrado (PIC – *Photonic Integrated Circuit*) de silício contendo tanto o transmissor quanto o receptor.

## 2.2 Janelas de Transmissão

As frequências de interesse para sistemas ópticos são aquelas situadas na região infravermelha, na faixa de frequências entre 150 THz e 400 THz. Com tais portadoras de frequência tão elevadas são possíveis larguras de banda da ordem de centenas de GHz, aumentando a capacidade dos sistemas.

Os sistemas de fibra óptica operam em três janelas correspondendo aos comprimentos de onda de 850 nm, 1300 nm e 1550 nm. Foram definidas pela união de telecomunicações internacional (ITU – *International Telecommunications Union*) seis bandas para serem utilizadas em sistemas ópticos, como mostra a tabela 1, onde as bandas O e C são as mais utilizadas pelos sistemas comerciais.

A normatização dos comprimentos de onda, feita pela norma G.692 da ITU-T, é de extrema importância para que se possa garantir a interligação de equipamentos de diferentes fabricantes.

## 2.3 Gerações de Fibras Ópticas

A primeira geração teve seu início em 1980. Tratava-se da utilização de emissores do tipo diodos emissores de luz produzindo aproximadamente 1 mW de irradiação eletromagnética com uma largura espectral da ordem de alguns nanômetros (PINTO, 1999), de modo que a transmissão do sinal óptico desde o emissor até ao receptor, constituído por um fotodiodo de silício, era efetuada através de fibras multimodo – dominadas pela dispersão modal – operando na primeira janela ( $0,8 \mu\text{m}$ ) com taxa de bits de 45 Mb/s e espaçamento de 10 km entre repetidores. Com a necessidade de aumento da taxa de transmissão dos sistemas, fez-se indispensável a eliminação da dispersão modal com a introdução de fibras monomodo com variação do índice de refração em degrau com dimensão do núcleo da ordem do comprimento de onda a propagar (PINHO, 2014).

A segunda geração iniciou em 1987, operando na segunda janela ( $1,3 \mu\text{m}$ ) com atenuações menores que 1 dB/km, alcançando uma taxa de 1,7 Gb/s com um espaçamento de 50 km entre repetidores. No ano de 1988, foi instalado o primeiro cabo transatlântico de segunda geração com fibras ópticas monomodais – reduzindo o efeito da dispersão pela eliminação da dispersão intermodal –, o sistema TAT-8, com capacidade de suportar até 40.000 canais de voz e alcançar taxas de 0,28 Gb/s com 70 km de distância entre repetidores.

A terceira geração surgiu em 1990 operando na terceira janela ( $1,55 \mu\text{m}$ ) com uma atenuação mínima de 0,2 dB/km e taxas de 10 Gb/s. Nessa mesma década, os esforços de pesquisa e desenvolvimento se voltaram para fibras ópticas com características especiais com compensação de dispersão ou fibras de dispersão deslocada – isso porque desde 1979 já era conhecido o fato de as fibras atingirem o mínimo de atenuação na terceira janela, e, no entanto, a dispersão típica para esse comprimento de onda ser considerável (cerca de 16 ps/km·nm) (LUÍS, 2012) – de modo a aumentar a capacidade dos sistemas. A grande evolução da terceira geração de fibras se deu com o advento dos amplificadores ópticos que amplificam os sinais sem recorrer ao domínio elétrico – entrando na era da fotônica com transmissão completamente óptica (*all-optical transmission*) – substituindo os repetidores 3R que tinham espaçamento típico de 60 km. Nos sistemas com regeneradores eletrônicos, o sinal óptico era detectado no regenerador e convertido em um sinal elétrico para que pudesse ser amplificado e regenerado e só posteriormente convertido novamente para o domínio óptico. Essa conversão do domínio óptico para elétrico e de volta para o óptico era uma grande limitação ao desenvolvimento dos sistemas ópticos, pois tornava-os bastante onerosos e complexos. Com o aparecimento dos amplificadores de fibra dopada de érbio (EDFAs – *Erbium-Doped Fiber Amplifiers*), onde a amplificação ocorre devido a um bombeio proveniente de um *laser* de modo que a energia é transferida entre um sinal de bombeio e o sinal de informação, a amplificação passou a ser um processo completamente óptico. Com a utilização de EDFAs o intervalo entre repetidores aumentou para 100 km



de distância.

A quarta geração trabalhava no domínio óptico na janela de  $1,55\mu\text{m}$  utilizando WDM, o que possibilitou aumentar tanto a capacidade como a velocidade de transmissão, sendo essa a primeira geração totalmente óptica. A utilização da técnica WDM permite aos sistemas de comunicação óptica atingirem taxas de bit superiores a 1 Tb/s.

A quinta e atual geração conta com o avanço dos equipamentos baseados em fotônica para evolução das comunicações ópticas, sendo esses os principais suportes das redes flexíveis.

## 2.4 Redes Ópticas Elásticas

O intervalo do espectro óptico de maior interesse para transmissão em fibra óptica, denominado de banda C, é dividido pela grade de comprimentos de onda da União Internacional das Telecomunicações (ITU – *International Telecommunication Union*) de 50 GHz em janelas espectrais (*slots*) fixas com tal largura de banda, no entanto, taxas de bits maiores que 100 Gb/s utilizando um formato padrão de modulação podem não se encaixar nesse esquema por necessitarem de maior largura espectral.

Mesmo quando uma larga faixa de frequências se encontra disponível, a transmissão de sinais de alta taxa de dados a longas distâncias e elevada eficiência espectral se torna cada vez mais difícil. Dessa forma, redes flexíveis e adaptáveis equipadas com transceptores flexíveis e elementos de redes que se adaptem às necessidades reais de tráfego surgem para tratar esse desafio, maximizando a eficiência espectral para qualquer taxa de dados e permitindo que provedores de serviços atendam às necessidades crescentes da rede sem inspeções frequentes.

Para taxas de dados superiores a 100 Gb/s, como por exemplo 400 Gb/s, é possível observar que a largura espectral ocupada pelo sinal em formatos padrões de modulação é muito larga para caber na grade de 50 GHz, sendo necessário adotar formatos de modulação de mais alta eficiência espectral para reduzir a largura de banda necessária para transmissão de modo a caber na grade o que permite transmissões apenas em curtas distâncias (GERSTEL et. al, 2012) uma vez que a quantidade de potência óptica passa a ser menor para cada bit no símbolo de modulação.

A figura 4 mostra os dois tipos de grade citados previamente: a grade fixa de 50 GHz e a grade flexível, onde é de fácil observação o fato de que a grade fixa não suporta taxas de bits de 400 Gb/s ou 1 Tb/s em formatos padrões de modulação, tais como DP-QPSK ou DP-QAM.

A rede óptica elástica apresenta duas propriedades distintas:

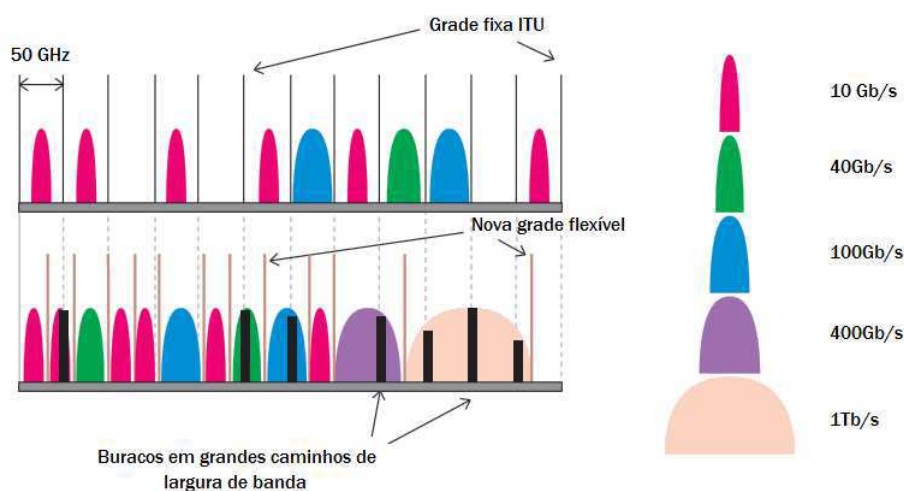


Figura 4 – Grade fixa versus grade elástica para modulação DP-QPSK

Fonte: Gerstel et. al, 2012

- O espectro óptico pode ser dividido flexivelmente, ou seja, de acordo com a largura de banda requerida por cada demanda;
- Os transceptores podem gerar caminhos ópticos elásticos (EOPs – *Elastic Optical Paths*), sendo esses chamados de transceptores de largura de banda variável (BVTs – *Bandwidth Variable Transceivers*).

As redes ópticas elásticas suportam taxas de bits de 400 Gb/s, 1 Tb/s e outras mais elevadas, que podem ser levadas em uma rede de grade fixa demultiplexando a demanda em partes menores, tais como 100 ou 200 Gb/s (que ainda se encaixam na grade fixa) técnica essa conhecida como multiplexação inversa, e embora ela vá funcionar, utilizar-se-á o espectro mais rapidamente do que se a demanda é carregada em um EOP contíguo.

Desse modo, desde que tanto 100 Gb/s quanto altas taxas de transmissão devem ser suportadas pela mesma rede, é mais eficiente do ponto de vista de utilização do espectro adequar a largura espectral reservada para cada demanda com base em sua taxa de bit e na distância de transmissão.

Se o EOP é curto em distância, o BVT pode se ajustar a um formato de modulação que ocupe menos espectro óptico, desse modo, a conexão ainda será executada sem erros devido a problemas como a adição do ruído dos amplificadores ópticos traduzindo-se na solução de compromisso (*trade-off*) alcance *versus* eficiência espectral capaz de ser realizado pelas redes ópticas elásticas (EONs – *Elastic Optical Network*).

O desenvolvimento de tais redes flexíveis, no entanto, requer componentes mais complexos que os necessários para grade fixa além de necessitar de um controle e gestão mais desafiadores, incluindo a configuração de caminhos ópticos.

Taxa de Bit da Demanda (Gb/s)	Formato de Modulação	Largura de Banda do Canal (GHz) + Banda de Guarda	Solução em Grade Fixa	Aumento na Eficiência para EON
40	DP-QPSK	25+10	1 canal de 50 GHz	35GHz vs. 50 GHz = 43%
100	DP-QPSK	37,5+10	1 canal de 50 GHz	47.5 GHz vs. 50 GHz = 5%
100	DP-16QAM	25+10	1 canal de 50 GHz	35 GHz vs. 50 GHz = 43%
400	DP-QPSK	75+10	4x100 Gb/s em 4 canais de 50 GHz	85 GHz vs. 200 GHz = 135%
400	DP-16QAM	75+10	2x200 Gb/s em 2 canais de 50 GHz	85 GHz vs. 100 GHz = 17%
1000	DP-QPSK	190+10	10x100 Gb/s em 10 canais de 50 GHz	200 GHz vs. 500 GHz = 150%
1000	DP-16QAM	190+10	5x200 Gb/s em 5 canais de 50 GHz	200 GHz vs. 250 GHz = 25%

Tabela 2 – Comparação entre grade fixa e EON para um enlace de 300 km assumindo uma grade fixa DWDM de 50 GHz, 10 GHz de banda de guarda por canal e supercanais para EONs

Fonte: Gerstel et. al, 2012

Para justificar tal desenvolvimento, é importante ressaltar seus benefícios. Através da tabela 2, é mostrado o aumento na eficiência espectral quando se utiliza EONs no lugar da grade fixa convencional (GERSTEL et. al, 2012). Portanto, é possível observar que a utilização das redes ópticas flexíveis trazem melhorias de eficiência, no entanto o nível de melhoria está intimamente ligado ao cenário de tráfego. De acordo com a largura de banda exigida para o formato de modulação e taxa de bit somada à banda de guarda, são feitos cálculos de quantas janelas espectrais de 50 GHz seriam necessárias para a solução em grade fixa e este valor é comparado ao equivalente em uma rede flexível, verificando o quanto se ganha em largura espectral ao se implementar uma rede elástica.

## 2.5 Novos conceitos em redes ópticas elásticas

Ao se implementar uma demanda em uma rede óptica flexível, à esta, pode ser atribuído um formato de modulação que fornece um desempenho suficiente para atingir a distância requerida, ao mesmo tempo minimizando a largura de banda espectral ocupada pelo caminho óptico.

Para redes WDM, cada comprimento de onda deve ser administrado individualmente, de modo que estes são individualmente chaveados nos ROADMs, consumindo o mesmo espectro, seja uma demanda maior ou não. Como as redes flexíveis buscam gerir demandas em vez de comprimentos de onda, surge a necessidade de se ter os chamados transceptores fatiáveis (*sliceable transceivers*), ou seja, BVTs que se possam “fatiar” em vários transceptores virtuais para diferentes EOPs para implementarem demandas menores, ou que se possam agrupar em supercanais para implementar demandas maiores.

Assim, se a demanda é menor do que um BVT, o transceptor será fatiado para carregá-la de forma independente, e se a procura é maior do que um BVT, múltiplos canais serão empacotados em um único supercanal que implementa a demanda. Essa demanda é chaveada como uma entidade em ROADMs e gerida como uma entidade única em sistemas de gestão, impactando positivamente na escala de ROADMs: esses deixam de adicionar e entregar várias dúzias de conexões separadas e só precisarão fazê-lo para poucos EOPs.

A adaptabilidade dos transceptores, em relação à largura de banda e taxas de bit é obtida variando o número de subportadoras e níveis de modulação.

Esses BVTs flexíveis permitem a definição do supercanal espectral (S-SCh) como uma entidade da rede cujo conteúdo espectral varia, capaz de transportar uma capacidade de demanda flexível de uma extremidade a outra da rede. Pode-se, ainda, expandir esse conceito na dimensão espacial, considerando multiplexar vários S-SChs em um número de núcleos ou modos, ou mesmo sobre feixes de fibras monomodo em um cabo multi-fibras. Por sua vez, isso define o supercanal espacial-espectral ( $S^2$ -SCh), entidade de rede em que a flexibilidade de alocação do canal se estende ao longo de ambas as dimensões: espectro e espaço.

### 2.5.1 Supercanais ópticos

Um supercanal é uma evolução da tecnologia WDM na qual múltiplas portadoras coerentes são implementadas em um único cartão de linha, colocado em serviço em um único ciclo operacional e são vistos como um sistema único no qual todas as portadoras que formam o supercanal são comutadas como uma única entidade na rede. O objetivo é de criar canais de capacidades tão grandes quanto desejadas. O princípio é mostrado na figura 5, onde um transmissor PM-QPSK de 1 Tb/s de laser único é comparado com um

de dez lasers formando um supercanal PM-QPSK de 1 Tb/s. Para uma implementação em dez portadoras com modulação PM-QPSK, cada uma carregando fluxo de dados de 100 Gb/s, com mesma eficiência espectral de uma implementação em portadora única de 1 Tb/s, existe a vantagem de uma menor taxa de símbolos de modo que os componentes opto-eletrônicos só precisam operar em 32 GBaud com tecnologia de PICs de Tb/s, enquanto que para portadora única seria necessário que esses operassem em 320 GBaud, que ainda está distante do estado da arte para esses componentes, com tecnologia de silício de cerca de 11 nm. Assim, o uso de supercanais permite que os engenheiros de rede acompanhem o aumento na demanda sem aumentar os custos operacionais (OpEx – *Operational Expenditure*).

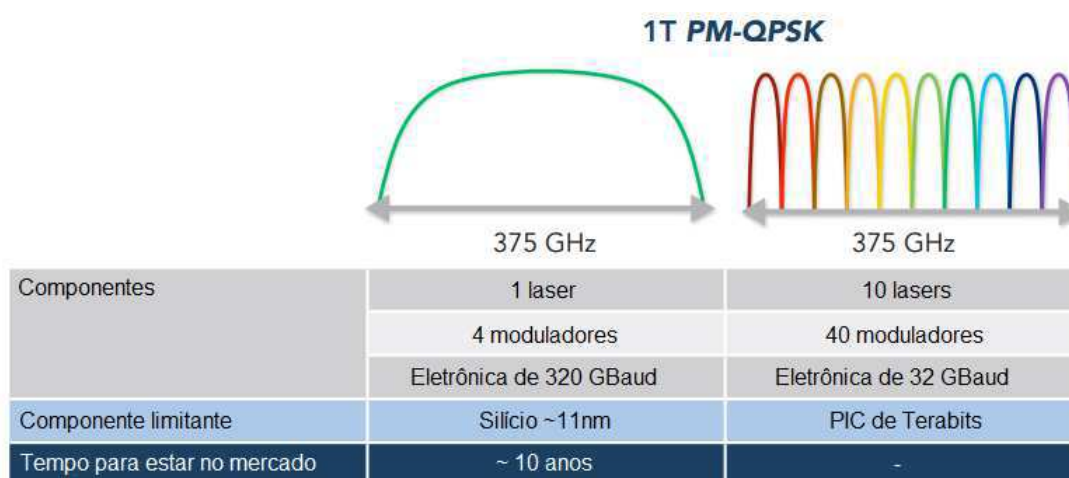


Figura 5 – O impacto do componente eletrônico na transmissão de uma portadora única versus transmissão multi-portadoras de supercanais.

*Fonte: Infinera, 2016*

Um ponto-chave é que tanto as implementações de portadora única como as de supercanal têm aproximadamente a mesma eficiência espectral, mas o supercanal tem um desempenho óptico muito melhor e é possível construí-lo usando tecnologia que estará disponível em um futuro próximo.

Os supercanais permitem a implementação de uma capacidade de Tb/s um único ciclo operacional, sem qualquer penalidade em termos de eficiência espectral, já que não são adicionadas bandas de guarda entre portadoras distintas, e com o mesmo alcance óptico que a geração atual de transceptores de 100 Gb/s coerentes.

A implementação de um supercanal transportando uma taxa de 1 Tb/s em dez portadoras poderia ser feita através de componentes ópticos discretos como mostrado na figura 6a, no entanto, a utilização de dez transceptores individuais de 100 Gb/s se torna inadequada devido à grande área ocupada pelos componentes assim como pelo elevado consumo de potência. Uma segunda solução é implementar um supercanal de 1 Tb/s em

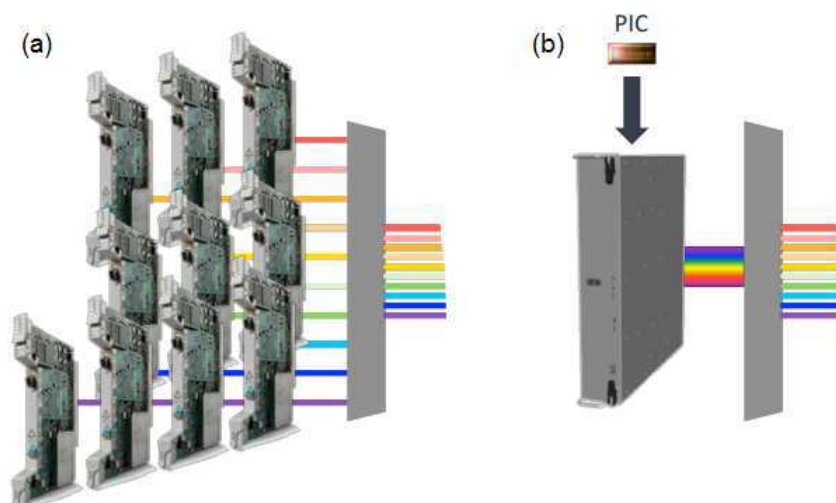


Figura 6 – Implementações de uma taxa de 1 Tb/s: (a) 1 Tb/s implementado como  $10 \times 100\text{G}$  transceptores e (b) 1 Tb/s implementado como supercanal baseado em PIC.

Fonte: *Infinera*, 2012

um cartão de linha, conforme figura 6b onde todas as principais funções ópticas em todos os 10 cartões de linha de transceptores de 100 Gb/s são integrados em um único par de PICs – um para transmitir e outro para receber – consumindo muito menos energia do que dez transceptores discretos e resultando em uma confiabilidade de serviço muito maior.

Como a eletrônica complexa é implementada em um circuito integrado de aplicação específica (ASIC – *Application Specific Integrated Circuit*), a maior parte do custo fica sob a forma de componentes ópticos. Colocando todos os componentes ópticos em um único par de PICs é possível reduzir a complexidade da implementação do circuito óptico gastando menos material, menos equipamento de teste e sem necessidade de ajustes mecânicos (o que reduz o preço); reduzir a área – devido ao forte confinamento em guias de ondas e conexões livres de lentes entre partes – e também o consumo de potência. A *Infinera* mostrou ainda, em 2016, que resultados de tolerância PMD para implementação baseada em PIC são realmente melhores do que aqueles atualmente publicados para implementações ópticas discretas. As desvantagens, porém, seriam tipicamente uma maior inserção de perdas e a incapacidade de otimizar componentes de modo independente.

#### 2.5.1.1 Flexibilidade em supercanais

Um supercanal de 1 Tb/s em grade flexível pode ocupar 25% menos espectro da fibra do que aquele implementado em uma grade com espaçamento fixo de 50 GHz. No entanto, esse tipo de supercanal é incompatível com ROADMs e WSSs utilizados para grade fixa, exigindo dispositivos mais complexos que respeitem a nova flexibilidade da grade. Ambas as implementações podem ser vistas na figura 7, na qual o supercanal em

grade flexível apresenta grande eficiência de utilização do espectro pela não-utilização de banda de guarda.

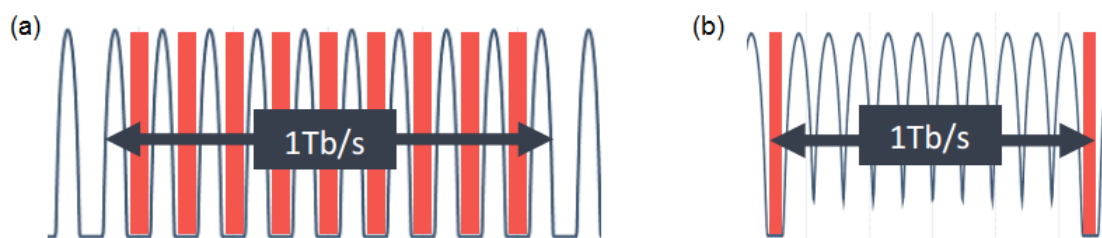


Figura 7 – Supercanais em grade fixa versus supercanais contíguos em grade flexível

Fonte: Infinera, white paper: “*Super-Channels: DWDM Transmission at 100Gb/s and Beyond*”, 2012

## 2.6 Tecnologias facilitadoras

As tecnologias facilitadoras para implementação de redes ópticas elásticas são transmissores e receptores de largura de banda flexível (BVTs) escaláveis até THz, e chaves comutadoras de largura de banda flexível (WSSs flex) que podem multiplexar e chavear bandas espectrais variáveis.

### 2.6.1 WSSs flexíveis

Um ROADM é tipicamente construído a partir de vários dispositivos WSS interligados e amplificadores. Embora as tecnologias WSS convencionais fossem específicas para a rede ITU, as novas tecnologias WSS foram recentemente produzidas e permitem alternar fatias de espectro quase arbitrárias (em passos de 3,125 a 6,250 GHz) (GERSTEL et. al, 2012), permitindo a fabricação de ROADM elásticos. Esses dispositivos são baseados em uma das várias tecnologias: sistemas ópticos micro-eletromecânicos (MEMs – *Micro Electromechanical*), cristais líquidos em silício (LCOS – *Liquid Crystals on Silicon*) ou circuitos de onda de luz planar de sílica (PLCs – *Planar Lightwave Circuits*<sup>1</sup>).

### 2.6.2 BVTs

Uma possível implementação de transceptor para EONs é através da tecnologia OFDM, a ser vista em detalhes no capítulo 3. Essa solução depende da geração de muitas subportadoras de baixa velocidade para gerar formas de onda de dados de banda larga usando moduladores de baixa velocidade para que dados da ordem de Tb/s possam ser gerados usando eletrônica de menor velocidade.

<sup>1</sup> PICs de sílica em silício

Essa tecnologia é capaz de adotar vários formatos de modulação com atribuições de espectro elástico, bem como a geração de supercanais de Tb/s.

As redes ópticas elásticas se beneficiarão grandemente da pesquisa e do desenvolvimento de tecnologias de componentes BVT e WSS, particularmente da integração fotônica das tecnologias que conduzem ao WSS avançado, como WSS flexível de alta contagem de porta e circuitos integrados BVT de mais de 1 Tb/s.

Para melhor compreensão sobre a implementação de transceptores variáveis e como se paralelizar um fluxo de dados da ordem de Tb/s de modo a reduzir a exigência de altas velocidades dos componentes eletrônicos para apresentação da solução, em PICs, de como se implementar essas taxas, um estudo mais focado sobre OFDM se faz necessário.



## 3 OFDM

### 3.1 Visão geral

A técnica de transmissão intitulada OFDM utiliza uma multiplexação aplicada ao subconjunto de um sinal principal – sequência de bits originalmente única –, na qual o sinal é dividido inicialmente em canais independentes que são modulados pelos dados, com modulação QAM ou PSK, e depois somados para criar o sinal OFDM. Esta técnica é um caso especial de Multiplexação por Divisão em Frequência (FDM) e se trata de um esquema que transmite um fluxo de dados em alta velocidade dividindo-o em um número de canais ortogonais, referidos como subportadoras, cada um carregando uma taxa de dados relativamente baixa.

Esta característica da ortogonalidade das subportadoras é o principal conceito quando se trata da técnica de transmissão OFDM, pois tal ortogonalidade permite transmissão simultânea em várias subportadoras em um pequeno espaço de frequência sem que haja interferência entre essas. Como pode-se ver na figura 8, o pico do espectro de uma subportadora é alocado na frequência que corresponde aos zeros das demais subportadoras de modo que estas não interferem entre si. Logo, ainda que haja a sobreposição espectral de subportadoras moduladas, a extração da informação contida em cada uma delas é possível de ser realizada via filtros casados adequados, de modo que essa ortogonalidade leva a um uso eficiente de recursos espectrais, que são limitados para a maioria dos meios de comunicações.

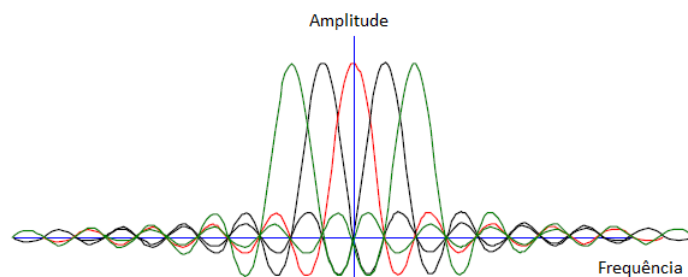


Figura 8 – Espectro do sinal OFDM

Em sistemas FDM nos quais tal ortogonalidade não é verificada, passa a existir o problema de interferência entre portadoras, de modo que para fornecer uma proteção contra esse tipo de degradação, existirá a necessidade da banda de guarda. Para sinais OFDM a interferência entre símbolos também é passível de mitigação já que a duração do símbolo por subportadora é significativamente maior que para um sistema de portadora

única da mesma taxa total de dados.

A largura de faixa de cada subportadora em um sistema de transmissão OFDM é dada pela razão entre a largura de faixa total, destinada ao sistema, pelo número de subportadoras empregadas. Esse uso de canais mais estreitos em detrimento de um único canal mais largo traz vantagens ainda quando da utilização de canais com desvanecimento seletivo em frequência, isto porque apenas algumas subportadoras são afetadas, podendo ter seu uso descartado, uma vez que se conheça previamente a resposta do canal de modo que nenhuma subportadora usada sofra degradação. Assim, subportadoras podem ser adicionadas, ou retiradas, de acordo com as condições do enlace para garantir a comunicação (LANGTON, 2004).

## 3.2 Técnicas de modulação digital

As técnicas de modulação digital podem ser classificadas em duas categorias: modulação de portadora única – na qual os dados modulam uma única portadora principal – que se trata do formato de modulação convencional em comunicações ópticas por mais de três décadas e a transmissão multiportadora – na qual os dados são enviados através de múltiplas subportadoras estreitamente afastadas. A técnica OFDM é uma classe especial do sistema com modulação multiportadora (MCM – *Multicarrier Modulation*) que ganhou atenção recentemente na comunidade de comunicação óptica.

Ainda que o OFDM óptico tenha ganhado popularidade, sendo largamente implementado em vários padrões de comunicações – Europa, Japão e diversos países elegeram OFDM como o padrão de TV digital –, esse trouxe consigo o debate que durou mais de uma década na comunidade de comunicação sem fio (*wireless*): a superioridade da transmissão multiportadora ou da transmissão de portadora única. Muitas diferenças entre essas duas técnicas de modulação digital podem ser citadas, como por exemplo, o fato de sistemas de portadora única implementarem uma arquitetura relativamente simples e convencional, ao passo que a arquitetura CO-OFDM (OFDM óptico coerente) inclui uma modificação drástica desse sistema convencional, na qual um módulo eletrônico DSP e um conversor digital-analógico são necessários para geração dos sinais OFDM no fim do transmissor; ou ainda, o fato de que em sistemas de portadora única, a informação é codificada no domínio do tempo, enquanto que em CO-OFDM, a informação é codificada no domínio da frequência, em cada subportadora individual. Dessa forma, faz-se importante apresentar algumas comparações entre propriedades importantes para estas duas técnicas:

- **Facilidade de processamento dos sinais:** CO-OFDM insere a capacidade de processamento dos sinais no transmissor e habilita o SDOT – *Software Defined Optical Transmission* – que traz todos os benefícios da adaptabilidade do transmissor.

Em sistemas CO-OFDM a estimação do canal e fase é feita de forma direta, enquanto que em sistemas coerentes de portadora única, a estimação do canal depende da equalização ou retorno (*feedback*) de decisão, ambos propensos a erro de propagação.

- **Modulação de ordem mais elevada:** para a modulação QPSK comumente utilizada, a complexidade do transmissor do CO-OFDM é mais elevada, mas uma vez que a modulação vai além de dois bits por símbolo, tal como a 8-PSK ou 8-QAM, o CO-OFDM tem menor complexidade do que o sistema de portadora única, o que reduz, subsequentemente, o custo do sistema. A única mudança da modulação 4-QPSK para 8-QAM é habilitada através do software para reconfigurar o DSP e DAC. Em contraste, o sistema de portadora única de ordem superior requer configuração do modulador óptico mais complicada seja de uma maneira em série ou paralela, o que inevitavelmente aumenta a complexidade do sistema e os custos. O pontapé para uso de uma constelação mais complexa para elevada eficiência espectral de transmissão é, certamente, a favor do CO-OFDM.
- **Escalabilidade de largura de banda:** como o espectro CO-OFDM é inerentemente mais apertado do que o de portadora única de mesma taxa e o sinal CO-OFDM é gerado no domínio da frequência, é relativamente simples particionar todo o espectro OFDM em várias bandas e processar cada banda separadamente. Em particular, se a ortogonalidade é mantida entre bandas adjacentes, não há necessidade para a banda de guarda de frequências; isto é, não há nenhum sacrifício na eficiência espectral para as sub-bandas do espectro OFDM. Assim, o transceptor OFDM não está limitado à restrição da largura de banda do DAC/ADC, enquanto que a portadora única codifica a informação ao longo de todo o espectro, tornando-se impossível uma redução de largura de banda.
- **Acesso de banda do sub-comprimento de onda para monitoramento de desempenho:** A colocação do DSP no transmissor para sistemas CO-OFDM fornece a possibilidade de agrupar algumas sub-portadoras para monitoramento, que pode ser facilmente detectada sem processar todo o espectro, o que é difícil de atingir com o sistema de portadora única.
- **Tolerância à imperfeição dos componentes:** Prevê-se que os componentes do transmissor, incluindo o amplificador RF, DAC/ADC, e modulador IQ óptico, vão desviar de suas formas perfeitas ao operar em alta velocidade para a taxas de bit de 100 Gb/s e mais elevadas. CO-OFDM impõe linearidade ao longo de cada etapa do projeto do transmissor, assim, imperfeições podem ser largamente estimadas e compensadas através do processamento de sinal do transmissor e receptor. Em contraste, o sistema de portadora única depende da tensão de acionamento operando

na saturação, fazendo a componente de imperfeição difícil de estimar e mitigar (SHIEH e DJORDJEVIC, 2009).

### 3.3 Formulação matemática de um sinal OFDM

O sinal de um sistema MCM transmitido em sua forma mais geral,  $s(t)$ , é representado por:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} s_k(t - iT_s) \quad (3.1)$$

$$s_k(t) = \Pi(t) e^{j2\pi f_k t} \quad (3.2)$$

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1; & 0 < t \leq T_s \\ 0; & t \leq 0, t > T_s \end{cases} \quad (3.3)$$

Onde  $c_{ki}$  representa o  $i$ -ésimo símbolo de informação na  $k$ -ésima subportadora,  $s_k$  é a forma de onda para a  $k$ -ésima subportadora,  $N_{sc}$  é o número de sub-portadoras,  $f_k$  é a frequência da subportadora,  $T_s$  é o período de símbolo e  $\Pi(t)$ , a função de modelagem de pulso.

O detector ótimo para cada subportadora poderia utilizar um filtro casado – cuja caracterização é casada com o sinal componente da onda recebida, maximizando a razão sinal/ruído de saída – de modo que o símbolo de informação detectado na saída do correlacionador,  $c'_{ik}$ , é dada por

$$c'_{ik} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) s_k^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) e^{-j2\pi f_k t} dt \quad (3.4)$$

Onde  $r(t)$  é o sinal recebido no domínio do tempo.

A técnica OFDM surgiu como uma nova abordagem investigada empregando conjuntos ortogonais de sinais sobrepostos, onde a ortogonalidade se origina de uma correlação direta entre duas subportadoras, dada por:

$$\delta_{kl} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_k s_l^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_k - f_l)t} dt = e^{j\pi(f_k - f_l)t} \frac{\text{sen}(\pi(f_k - f_l)T_s)}{\pi(f_k - f_l)T_s} \quad (3.5)$$

Assim, quando a diferença entre as frequências das subportadoras for um múltiplo do inverso do período de símbolo as duas subportadoras são ortogonais entre si e podem ser recuperadas através de filtros casados sem interferência entre portadoras (ICI), apesar da forte sobreposição dos espectros dos sinais.

### 3.4 Implementação do OFDM pela transformada discreta de Fourier

Um desafio fundamental com OFDM é o grande número de sub-portadoras necessárias para que a transmissão no canal afete cada sub-portadora de forma análoga, como um canal plano, pois isto leva a uma arquitetura extremamente complexa envolvendo muitos osciladores e filtros tanto no transmissor quanto no receptor.

Weinsten e Ebert mostraram que a modulação e demodulação OFDM pode ser implementada através da inversa da transformada discreta de Fourier (IDFT) e da transformada discreta de Fourier (DFT), fazendo-se necessários dois dispositivos críticos:

- Conversor digital-analógico (DAC), necessário para converter o valor discreto da  $m$ -ésima amostra do sinal OFDM para o valor analógico contínuo de  $s(t)$ ;
- Conversor analógico-digital (ADC), necessário para converter o sinal recebido contínuo  $r(t)$  para a amostra discreta  $r_m$  – que é o sinal recebido amostrado a cada intervalo de  $T_s/N$ .

A requisição desses dispositivos pode ser observada matematicamente ao omitir o índice  $i$  e assumir que são tomadas amostras de  $s(t)$  a cada intervalo de  $T_s/N$ , de modo que a  $m$ -ésima amostra do sinal  $s(t)$ , com  $m \in [1, N]$ , é mostrada como:

$$s_m = \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k e^{-j2\pi f_k \frac{(m-1)T_s}{N}} \quad (3.6)$$

Utilizando a convenção  $f_k = \frac{k-1}{T_s}$ , obtém-se:

$$s_m = \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k e^{-j2\pi f_k \frac{(m-1)(k-1)}{N}} = \mathfrak{F}^{-1}\{c_k\} \quad (3.7)$$

De maneira similar, no receptor, tem-se:

$$c'_k = \mathfrak{F}\{r_m\} \quad (3.8)$$

A importância dessa implementação se mostra com a existência de um algoritmo IFFT/FFT eficiente devido ao qual o número de multiplicações complexas é reduzido de  $N^2$  para  $\frac{N}{2} \log_2(N)$ , e ainda, o grande número de subportadoras ortogonais pode ser gerado e demodulado sem se fazer necessário recorrer a osciladores e filtros muito mais complexos, o que leva a uma arquitetura simples para implementação do OFDM como mostrado na figura 9.

No terminal de transmissão, os bits de dados seriais de entrada são inicialmente convertidos em muitos canais de dados paralelos, cada um mapeado em símbolos de

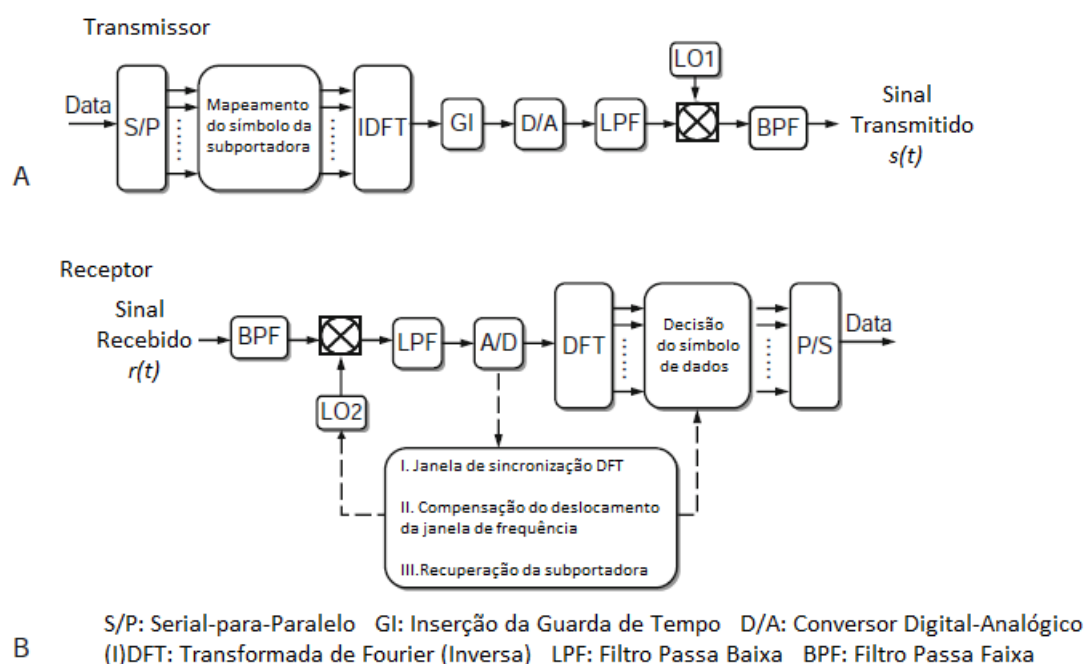


Figura 9 – Diagrama Conceitual para (a) transmissor OFDM e (b) receptor OFDM

Fonte: Shieh e Djordjevic, 2009

informação correspondentes às subportadoras dentro de um símbolo OFDM. Após esse estágio, símbolos de treino (TS) podem ser inseridos para estimação do canal. Em seguida, esses fluxos de dados paralelos são modulados em subportadoras ortogonais e o sinal digital no domínio do tempo é obtido usando IDFT, resultando em um sinal complexo bidimensional incluindo partes real e imaginária. Este é subsequentemente introduzido com um intervalo de guarda e convertido em uma forma de onda em tempo real através do DAC e filtrado com um filtro passa baixa (LPF). O intervalo de guarda é inserido para evitar interferência entre símbolos (ISI) devido ao canal de dispersão.

O sinal em banda base pode ser convertido em uma banda passante de RF adequado com um misturador/modulador IQ e um filtro passa faixa (BPF). No receptor, o sinal OFDM é convertido para banda-base com um demodulador IQ, amostrado com um ADC e, em seguida demodulado através da DFT e processamento do sinal em banda base para recuperar os dados.

Os sinais demodulados vão para um módulo de decisão de símbolo onde sincronização, estimação de canal e compensação são realizados antes da decisão ser feita. Finalmente, vários canais de dados são convertidos em um único fluxo de dados pela operação paralelo-para-serial.

Para reduzir a complexidade computacional do DFT/IDFT, a transformada de Fourier rápida e sua inversa (FFT/IFFT) são normalmente utilizadas em sistemas OFDM

para implementar modulação e demodulação OFDM (ZHANG, 2013).

### 3.5 Eficiência espectral para OFDM óptico

Em sistemas CO-OFDM,  $N_{sc}$  subportadoras são transmitidas em cada período de símbolo OFDM,  $T_s$ , de modo que a taxa de símbolos  $R$  para esses sistemas é dada por:

$$R = \frac{N_{sc}}{T_s} \quad (3.9)$$

A figura 10a mostra o espectro de canais com Multiplexação por Divisão em Frequência (WDM), cada um com modulação CO-OFDM, e a figura 10b mostra o espectro para cada canal individualmente. Assumindo um grande número de subportadoras, a eficiência espectral do OFDM,  $\eta$ , é dada por (SHIEH e DJORDJEVIC, 2009):

$$\eta = 2 \frac{R}{B_{OFDM}} = 2 \frac{t_s}{T_s} \quad (3.10)$$

Onde o fator 2 é referente às duas polarizações na fibra.

A eficiência espectral pode ser aumentada utilizando modulações QAM de alta ordem. Para implementar na prática sistemas CO-OFDM, no entanto, a eficiência espectral será reduzida devido a necessidade de uma banda de guarda suficiente entre canais WDM. Essa banda de guarda pode ser eliminada se for utilizada ortogonalidade entre canais WDM.

#### 3.5.1 Canais cruzados OFDM: Uma abordagem mais flexível e eficiente

O conceito de canais cruzados traz consigo a ideia de multiplexação sem banda de guarda entre os canais WDM. Isso se faz possível se forem feitas ortogonais quaisquer duas subportadoras, mesmo de canais WDM distintos.

Como mostrado na figura 11, a subportadora  $f_i$  no canal 1 é ortogonal à subportadora  $f_j$  em um canal diferente. Essa forma de OFDM é chamada XC-OFDM, no qual a ortogonalidade é aplicada as subportadoras de diferentes canais evitando assim a interferência entre canais e a necessidade de banda de guarda entre estes. Nesse caso, um filtro óptico com largura de banda levemente maior que a largura de banda do canal pode ser usado para selecionar o canal desejado. Nesse esquema faz-se necessária sincronização de janela DFT entre canais WDM.

Um pequeno número de canais XC-OFDM pode ser agrupado para permitir bandas de guarda entre grupos individuais. Este mesmo princípio pode ser aplicado para aliviar o problema da limitação de largura de banda em componentes eletrônicos (ADC/DAC) subdividindo em bandas a largura de banda ultralarga de sinais OFDM ópticos de altas

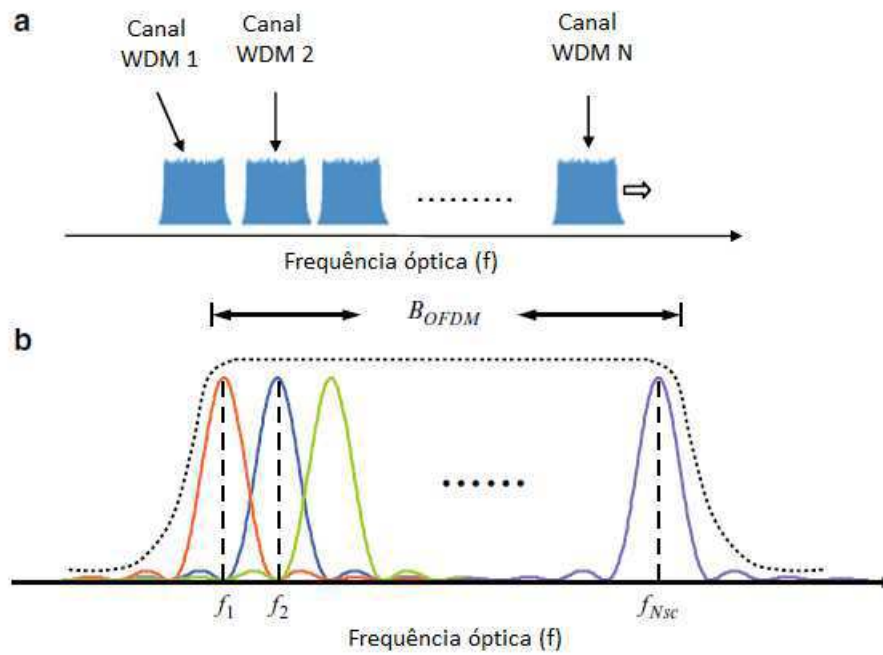


Figura 10 – Espectro óptico para (a) N canais WDM e (b) sinal OFDM para um comprimento de onda

Fonte: Shieh, 2011

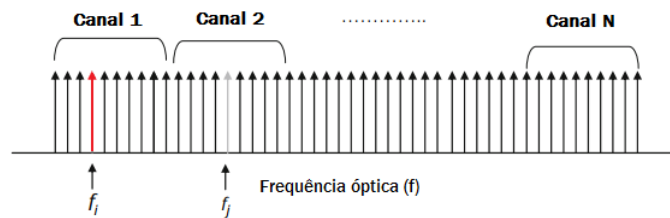


Figura 11 – Canal cruzado OFDM sem banda de guarda

Fonte: Shieh e Djordjevic, 2009

velocidades, chamado OFDM Multiplexado em Bandas Ortogonais (OBM-OFDM) para enfatizar a redução de largura de banda devido à divisão do espectro em sub-bandas.



## 4 Fotônica Integrada

### 4.1 Conceitos

Circuitos integrados fotônicos são dispositivos nos quais vários componentes ópticos são integrados, conforme figura 12. Estes são fabricados em substratos (chips) de silício, sílica ou um material cristalino não linear tal como niobato de lítio ( $\text{LiNbO}_3$ ).

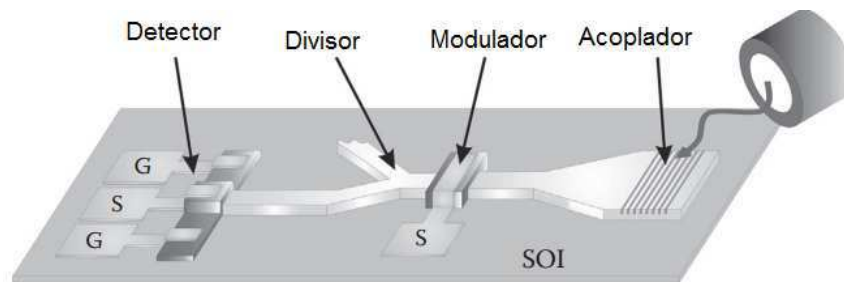


Figura 12 – Esquema de um circuito fotônico integrado em substrato SOI

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

Os circuitos integrados fotônicos podem acomodar grandes matrizes de componentes idênticos ou conter configurações complexas de circuitos. A sua aplicação principal é na área de comunicações por fibra óptica, particularmente em redes de fibra óptica, mas também podem ser utilizados para sensores ópticos e em metrologia.

Alguns dos elementos que podem ser integrados em um PIC são:

- Passivos: Filtros, divisores, rotadores, conversores.
- Ativos (têm uma interação dinâmica intencional entre luz e matéria): Foto-diodos, lasers, amplificadores ópticos, moduladores.
- Componentes eletrônicos: Drivers, ASICs (*Application-Specific Integrated Circuit*), TIAs (*Trans-impedance amplifier*).

O PIC é feito padronizando múltiplas camadas, tipicamente de 10 a 30, em uma pastilha. Antes da fabricação, é importante simular o PIC para verificar o projeto. Existem vários níveis de simulação onde o nível mais baixo é a simulação eletromagnética (EM) 3D, na qual a simulação é feita no nível de sub-comprimento de onda. A interação com átomos nos materiais é feita na escala macroscópica. Métodos típicos são os da diferença finita no domínio do tempo 3D (3D FDTD) e métodos de expansão de modo próprio. Esses métodos são os mais precisos, mas os tempos de simulação para um PIC inteiro são proibitivos.

Existe um nível 2D de simulação EM, como 2D FDTD e 2D BPM. No entanto, estes apesar de mais rápidos, são limitados por não poderem simular, por exemplo, um rotacionador de polarização. O nível seguinte é a simulação de matriz de transmissão e/ou espalhamento. Cada componente principal é reduzido a um elemento com entradas e saídas, e os guias de ondas de conexão são reduzidos a elementos de deslocamento de fase e atenuação da potência transmitida. Essas simulações são extremamente rápidas. Uma matriz de transmissão é multiplicada pelos sinais de entrada para encontrar os sinais de saída. Uma matriz de espalhamento (cujos elementos são chamados parâmetros S, ou parâmetros de espalhamento) é multiplicada pelos sinais de entrada e de saída de um lado do elemento para encontrar os sinais de entrada e de saída no outro lado do elemento. Basicamente, as matrizes de dispersão incluem reflexões dentro do elemento. No entanto, confiar na simulação EM de alguns elementos e matrizes de espalhamento/transmissão para simular o PIC inteiro não garante que o projeto esteja livre de erros. Por exemplo, é improvável que sejam levados em conta efeitos de um comprimento de percurso mal calculado, um guia de ondas multimodo sem rejeição suficiente de modos de ordem elevada ou dois guias de ondas que passam demasiado perto um do outro e têm acoplamento indesejado. Uma técnica chamada FDTD esparsa permite que se faça simulação 3D e 2D FDTD diretamente no projeto do PIC inteiro para verificar o projeto. Embora seja improvável que qualquer ferramenta de simulação EM possa simular um PIC muito grande, o FDTD esparsa pode simular porções bastante grandes.

Em FDTD 3D convencional, começa-se com todos os seis componentes dos campos EM num volume quantizado especificado. O tempo é avançado um passo, e os novos componentes de campo são calculados no volume, e assim por diante. Tantos cálculos a cada passo requerem muito tempo. Em FDTD 3D esparsa, em vez de fazer cálculos para cada ponto no volume a cada passo, uma lista de componentes de campo é mantida, teoricamente em um volume arbitrariamente grande, e cálculos são feitos sobre estes. Em cada passo de tempo os pontos adjacentes aos componentes de campo são adicionados e os componentes de campo com potência abaixo de um certo nível são descartados. Para certas estruturas, este cálculo pode ser ordens de grandeza mais rápidas do que as FDTD 3D convencionais. No entanto, FDTD 3D esparsa tem um desempenho ruim com estruturas dispersivas nas quais o campo óptico se espalha muito, tornando a lista muito longa.

### 4.1.1 Plataformas de concepção dos chips

#### 4.1.1.1 RSoft

A *RSoft Design Group* é parte da *Synopsys, Inc.*, líder mundial em automação de projeto eletrônico (EDA), fornecendo ao mercado global de eletrônica o *software*, propriedade intelectual (IP) e serviços usados no projeto e verificação de fabricação de semicon-

dutores.

O RSoft, um *software* de projetos fotônicos, é utilizado para projetar e analisar dispositivos ópticos para telecomunicações, componentes ópticos utilizados na fabricação de semicondutores e estruturas ópticas em nanoescala. Este permite que engenheiros projetem e otimizem componentes e sistemas ópticos encontrados em produtos como redes de fibra óptica, equipamentos de litografia de semicondutores, chips ópticos de silício e LEDs.

Na camada física, o *RSoft's Photonic Component Design Suite* permite projetar e simular componentes e subsistemas optoeletrônicos passivos e ativos, tornando possível a simulação de PICs a nível de propagação de sinais.

O ambiente CAD do RSoft é o programa principal do *RSoft Passive Device Suite* e permite que pesquisadores e engenheiros criem sistemas para o projeto de dispositivos de guia de onda, circuitos ópticos e outros dispositivos fotônicos. Ele atua como um programa de controle para os módulos de dispositivos passivos da RSoft e define a entrada importante requerida por esses programas: as propriedades do material e a geometria estrutural do dispositivo a ser estudado.

Esse software conta com diversos simuladores de dispositivos passivos como o BeamPROP que simula guias de onda, PICs e aplicações da fibra óptica; o FullWAVE que simula a propagação da luz em dispositivos fotônicos em micro e nanoescala; o DiffractMOD que reproduz grades de difração, entre outros. O simulador LaserMOD permite emular dispositivos ativos tais como lasers baseados em semicondutores, detectores e moduladores.

#### 4.1.1.2 VPIphotonics

A *VPIphotonics<sup>TM</sup>* permite a simulação de projetos fotônicos de ponta a ponta, compreendendo projeto, análise e otimização de componentes, sistemas e redes. Oferece *software* de simulação profissional que suporta os requisitos de fotônica integrada ativa/passiva e aplicações da fibra óptica, sistemas de transmissão óptica e aplicações de rede, bem como a configuração de equipamentos com otimização de custos.

O *VPIcomponentMaker<sup>TM</sup> Photonic Circuits* foi desenvolvido com o objetivo de permitir um fluxo de projeto de estilo EDA conveniente, preciso e rápido para a elaboração de circuitos integrados fotônicos (PICs) modernos e de próxima geração. Esses PICs são de grande escala e heterogêneos, consistindo em centenas (milhares em poucos anos) de elementos passivos fotônicos, optoeletrônicos ativos e eletrônicos. Para sua modelagem, *VPIcomponentMaker Photonic Circuits* suporta quadros de simulação de nível de circuitos heterogêneos escalonáveis: os domínios de simulação nos domínios de tempo e frequência são fundidos e podem, portanto, ser combinados dentro do mesmo circuito modelado. Em

particular, todos os subcircuitos passivos são numericamente modelados com precisão no domínio da frequência utilizando a abordagem de matriz de espalhamento (parâmetros S), enquanto que as simulações no domínio do tempo são usadas apenas para modelar interfaces entre subcircuitos passivos e dispositivos ativos.

A estrutura de simulação do *VPIcomponentMaker Photonic Circuit* é complementada por extensas bibliotecas de dispositivos passivos fotônicos e optoeletrônicos, elementos elétricos e digitais lógicos, e centenas de utilitários de instrumentação e ferramentas de processamento de sinais. Qualquer dispositivo ausente pode ser adicionado usando co-simulação com Python, Matlab ou C++ e tais dispositivos definidos pelo usuário serão totalmente integrados na estrutura de simulação.

#### 4.1.1.3 Optiwave

A *Optiwave Systems Inc.* atua no desenvolvimento de ferramentas de *software* inovadoras para projeto, simulação e otimização de componentes, enlaces, sistemas e redes para campos de crescimento dinâmico em nanotecnologia fotônica, optoeletrônica, redes ópticas e outras aplicações fotônicas.

O simulador OptiFDTD permite projetar, analisar e testar componentes fotônicos passivos e não-lineares modernos para propagação de ondas, espalhamento, reflexão, difração, polarização e fenômenos não-lineares. O programa principal do OptiFDTD é baseado no algoritmo de Diferença Finita no Domínio do Tempo (FDTD) com precisão numérica de segunda ordem e condições de fronteira mais avançadas - *Uniaxial Perfectly Matched Layer* (UPML). O algoritmo resolve os campos elétrico e magnético no domínio temporal e espacial usando a forma diferencial de vetor completo das equações de curvas acopladas de Maxwell. Isso permite geometrias de modelo arbitrárias e não impõe nenhuma restrição nas propriedades dos materiais dos dispositivos.

### 4.1.2 Evolução dos PICs

Na figura 13 pode-se verificar a história da inovação opto-eletrônica desde a invenção do transistor até a comercialização de PICs de 1 Tb/s.

Em dezembro de 1947, a descoberta do efeito transistor por John Bardeen e William Brattain (pesquisadores dos laboratórios Bell) marca o começo da eletrônica moderna. Tal descoberta se deu através da observação da amplificação de um sinal elétrico aplicado em um eletrodo (emissor) de uma estrutura composta por dois eletrodos metálicos colocados sobre a superfície de um cristal semicondutor, conforme figura 14, na qual o sinal apareceu no segundo eletrodo (coletor) com uma potência sensivelmente maior. Transistores de contato de ponto (contatos metálicos fundidos sobre a superfície do cristal) foram construídos a partir desse princípio e somente em 1949 William Shockley

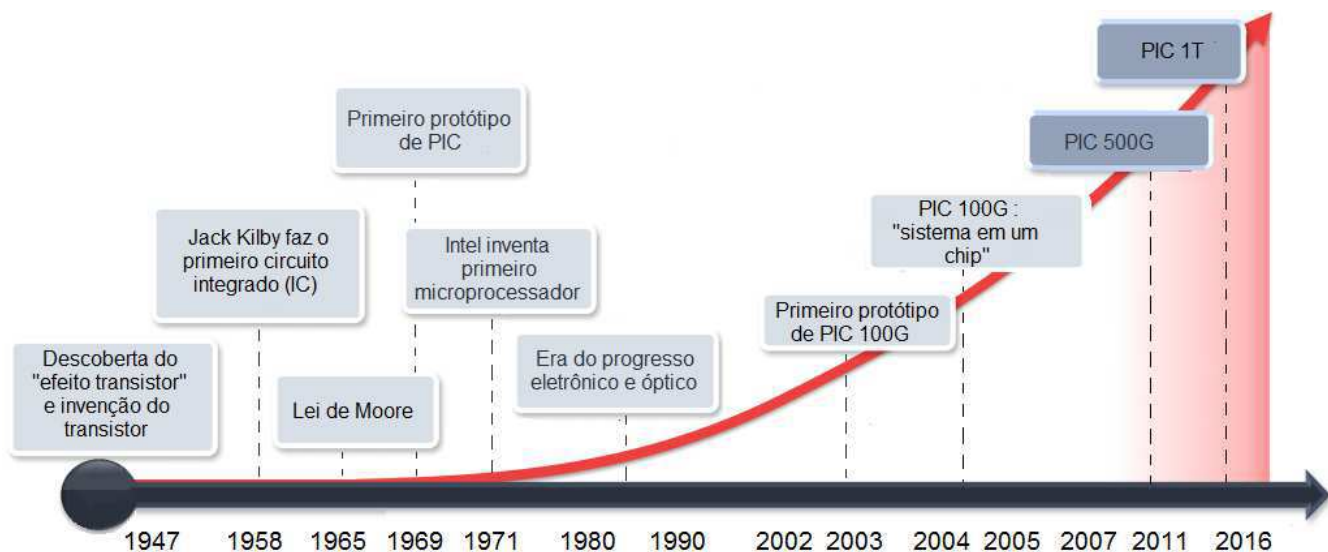


Figura 13 – Evolução opto-eletrônica

responsável pelo grupo de pesquisa em semicondutores nos Laboratórios Bell aperfeiçoou o transistor de contato de ponto criado por Bardeen e Brattain desenvolvendo o transistor de junção bipolar baseado no conceito de dopagem em semicondutores o qual ele próprio ajudou a desenvolver.

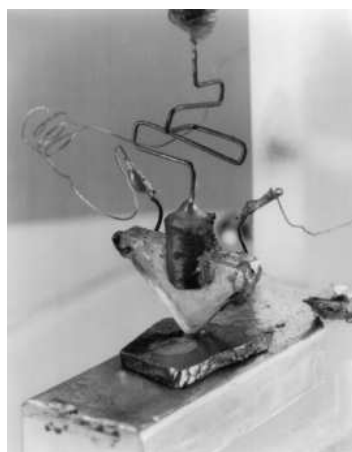


Figura 14 – Primeiro transistor por Bardeen e Brattain, em dezembro de 1947

À medida em que os circuitos eletrônicos se tornavam progressivamente mais complexos, também exigiam um número cada vez maior de componentes. Conectar centenas de transistores era um processo trabalhoso, caro e pouco confiável já que cada conexão soldada formava um ponto de falha em potencial no produto final. Assim, para contornar esse problema, no início da década de 50, o inglês Geoff Dummer propôs eletrônicos construídos com um único bloco de componentes, mas lhe faltava a técnica para torná-los realidade. Kilby, baseando-se no trabalho de Dummer, cria sua idéia do circuito integrado a partir de uma fina tira de germânio, colada a uma lâmina de vidro, com o circuito

entalhado à mão, conforme mostrado na figura 15.

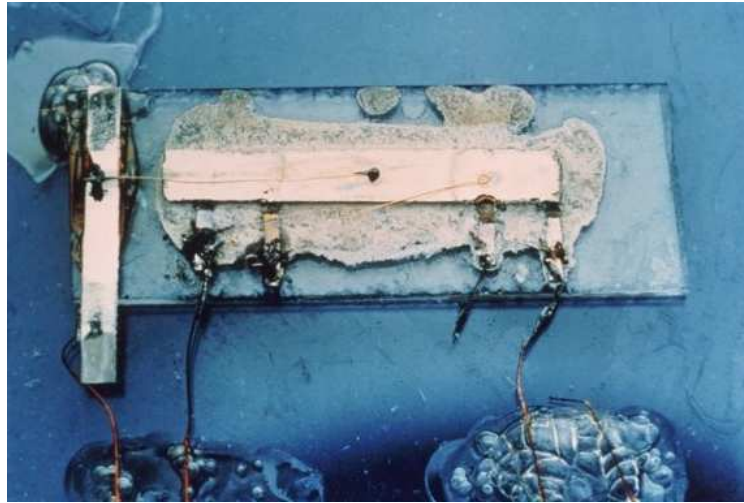


Figura 15 – Primeiro circuito integrado por Jack Kilby

Robert Noyce é creditado como o co-inventor do circuito integrado por ter chegado a mesma ideia de Kilby, de forma completamente independente, utilizando silício (a base da eletrônica moderna) em vez de germânio, e propondo um projeto mais refinado. Juntamente a Gordon Moore (que previu, no ano de 1965, que o número de transistores utilizados em um único chip de silício dobraria a cada dois anos) fundou, em 1968, a Intel. Empresa essa que criou, mais tarde, o primeiro microprocessador comercialmente disponível, o Intel 4004, mostrado na figura 16, dando início à moderna era da computação.

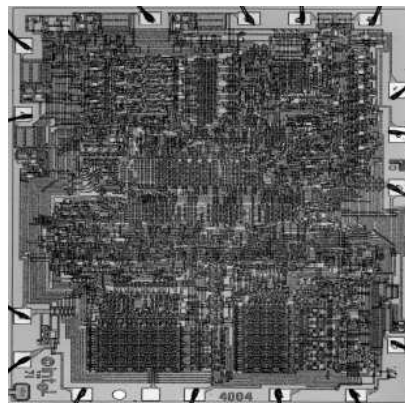


Figura 16 – Microprocessador Intel 4004

Em 1969 o pesquisador dos Laboratórios Bell, Stewart Miller, publicou em um artigo intitulado “Óptica Integrada: Uma Introdução” a primeira descrição de um PIC consistindo em um único laser integrado e um modulador, sugerindo que uma redução de custos e maior confiabilidade resultariam da utilização de integração fotônica. O apelo do conceito veio da analogia aos circuitos eletrônicos integrados. Nos anos que se seguiram, a óptica e a fotônica integrada se tornaram tópicos constantes de pesquisa.

O primeiro protótipo para PICs a 100 Gb/s só foi construído em 2003 pela *Infinera Corporation*, rapidamente seguido pela implementações a nível comercial que combinavam cerca de 60 diferentes funções em um par de chips. Circuitos fotônicos integrados de 500G foram disponibilizados no mercado anos mais tarde, com cinco canais de 100G, entregando um supercanal de 500G.

Hoje, o estado da arte é caracterizado por PICs que suportam múltiplos canais paralelos e a criação de capacidades de até 2,4 Tb/s – seguindo o princípio ilustrado na figura 17 – junto com centenas de funções integradas dentre as quais destacam-se modulação, multiplexação e amplificação no chip.

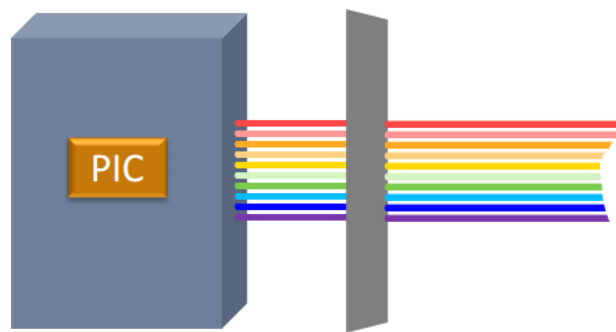


Figura 17 – PIC de taxa de 1 Tb/s implementada através de supercanal óptico

## 4.2 Materiais de Sistemas de PICs

Dentre os mais populares materias para sistemas de PICs, tem-se:

- PICs de sílica em silício, também chamados PLCs;
- PICs de silício sobre isolante (SOI – *Silicon-On-Insulator*);
- Niobato de lítio ( $\text{LiNbO}_3$ );
- PICs III - V, tais como InP e GaAs.

### 4.2.1 Fotônica de silício

A tecnologia fotônica de silício – que consiste no guiamento da luz em um arranjo planar de um substrato de silício, que tem um *gap* de energia de 1,12 eV (DOERR, 2015), e tem sido usado para desenvolver e incorporar várias funções fotônicas, além de desenvolver diversos dispositivos fotônicos tais como guias de onda, filtros e moduladores – traz a promessa de uma plataforma de integração fotônica compacta com excelente custo-benefício e alta densidade de integração. Essa é considerada uma solução promissora para futuras

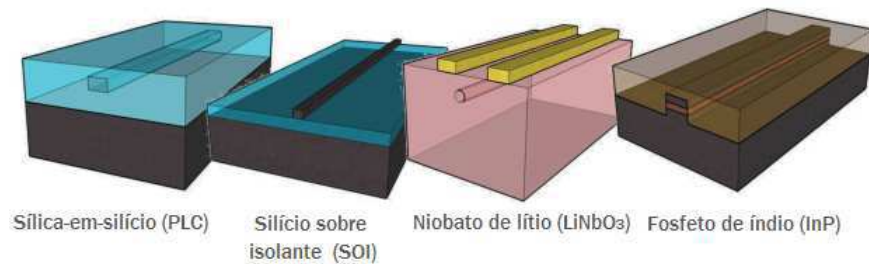


Figura 18 – Principais materiais de sistemas de PICs

Fonte: Doerr, 2015

interconexões ópticas de alta velocidade em um chip, devido à sua compatibilidade de fabricação com os processos da eletrônica complementar de óxido metálico-semicondutor (CMOS – *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*) e às pequenas áreas dos dispositivos fotônicos de silício.

Além das funções fotônicas a tecnologia fotônica de silício tem a capacidade de integrar também funções eletrônicas em um único chip de silício. Por esta razão, atualmente busca-se a convergência fotônica-eletrônica com base nesta tecnologia para fabricar sistemas mais eficientes tanto do ponto de vista energético como de custos, através desses módulos de convergência fotônicos-eletrônicos compactos, para várias aplicações, tais como: comunicações, processamento de informação e sensoriamento.

O silício não é considerado, entretanto, um material ideal quando consideradas suas características e dificuldades na tecnologia de microfabricação (YAMADA et. al, 2015), por exemplo, o silício não é adequado para dispositivos emissores de luz por ser um material de transição indireto, ou seja, o mínimo da banda de condução está deslocado em relação ao máximo da banda de valência de modo que a transição interbanda só ocorre com a assistência de um fônon, que é emitido ou absorvido. Por esta razão, Dave Welch, co-fundador da *Infinaera Corporation*, declarou no ano de 2013 na OFC/NFOEC que a seleção da tecnologia correta depende principalmente da aplicação, variando de interconexões de chip para chip nas quais têm-se domínio da tecnologia do silício, até ambientes com alto nível de ruído, como transmissões de longa distância, cujo domínio é do fosfeto de índio, conforme publicado em um *white paper* intitulado *Photonic Integration* também pela *Infinaera*, em 2015, que sua tecnologia de PICs para aplicações DWDM de longa distância otimiza o processo de manufatura utilizando um único material, o fosfeto de índio (InP), com o qual é possível fabricar todas as funções ópticas necessárias em um único chip semicondutor.

No entanto, uma vez que a plataforma fotônica baseada em silício apresenta robustez e flexibilidade para integração de outros materiais, várias tecnologias de integração heterogêneas estão sendo utilizadas para importar materiais auxiliares, tais como fosfeto



de índio e nitreto de silício, para a fotônica de silício para melhorar seu desempenho.

O silício sobre isolante tornou-se uma plataforma de interesse para óptica integrada devido ao elevado contraste do índice de refração entre o núcleo de silício ( $n \approx 3,5$ ) e o revestimento de  $\text{SiO}_2$  ( $n \approx 1,46$ ), o que permite circuitos ópticos integrados de grande densidade, podendo ser fabricados pela tecnologia CMOS padrão, e se refere a uma tecnologia que utiliza uma fina camada de silício cristalino único no topo de uma camada isoladora, ambos depositados num substrato. Para formar as pastilhas SOI (que fazem guias de onda fotônicos de silício com baixas perdas), o silício é fatiado em pastilhas cujas superfícies são oxidadas para formar camadas  $\text{SiO}_2$ . Uma pastilha é bombadeada com átomos de hidrogênio até uma profundidade especificada e em seguida, as duas pastilhas são colocadas juntas em um vácuo e as camadas de óxido ligam-se uma à outra. A montagem é partida na linha de implantação de hidrogênio e a camada de silício cuja superfície foi partida é polida deixando apenas uma fina camada de silício cristalino – que forma o guia de onda – sobre uma camada de óxido em uma pastilha de silício.

SOI é o material de escolha para um grande número de tecnologias emergentes em fotônica como a realização de circuitos fotônicos, integração de fotônica em processos de dispositivos CMOS, óptica não-linear e integração heterogênea de materiais III-V.

## 4.3 Elementos passivos em fotônica de silício

### 4.3.1 Guias de onda

Existe uma grande variedade de guias de onda ópticos baseados em silício como pode ser observado na figura 19.

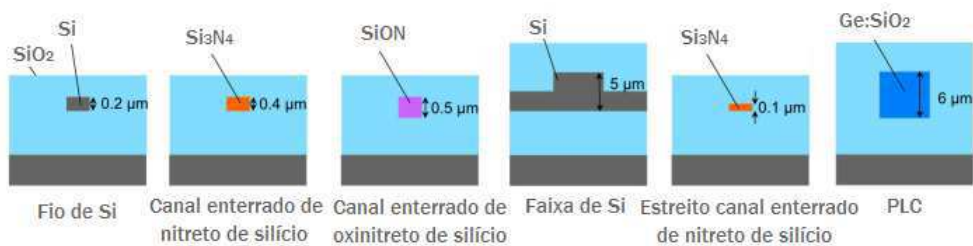


Figura 19 – Guias de onda ópticos baseados em Si

Fonte: Doerr, 2015

Os guias de ondas devem ter características que permitam acomodar dispositivos fotônicos passivos e dinâmicos, tais como filtros de comprimento de onda e moduladores. Os materiais de guia de ondas também devem ser capazes de permitir funções ativas, como emissão de luz e detecção. Além disso, para a integração monolítica de dispositivos

fotônicos e eletrônicos, os guias de onda devem ser colocados em substratos de silício ou ser fabricados em conjunto com dispositivos eletrônicos de silício.

Estruturas guiantes devem garantir uma perda de propagação suficientemente baixa e um pequeno raio de curvatura para a implementação das funções fotônicas em um chip, cujo tamanho típico é de alguns centímetros quadrados. A região de comprimentos de onda de interesse para propagação de ondas eletromagnéticas é de 1,2 a 1,7  $\mu m$  que é largamente utilizada em telecomunicações e aplicações de interconexão óptica.

#### 4.3.1.1 Fio de silício

Os guias de ondas de fios fotônicos de silício têm grande potencial como plataforma para circuitos fotônicos ultra-pequenos. Esse guia de onda consiste em um núcleo de silício e revestimento à base de sílica – que deve ser depositado por um processo a baixas temperaturas para que a camada de silício e os dispositivos eletrônicos, caso se trate de um guia de onda associado a estruturas eletrônicas, não sejam danificados. A dimensão do núcleo deve ser determinada de modo que uma condição monomodo seja obtida. Neste guia de onda, o contraste do índice de refração entre o núcleo e o revestimento é tão grande quanto 40%, o que permite elevado confinamento da luz no núcleo do guia de ondas. A dimensão do núcleo é de cerca de metade do comprimento de onda de ondas eletromagnéticas propagando-se no silício. Em muitos casos, a altura do núcleo é tipicamente metade da largura e uma geometria de núcleo típica é um retângulo de  $400 \times 200 \text{ nm}^2$  (VIVIEN E PAVESI, 2013), como mostrado na figura 20.

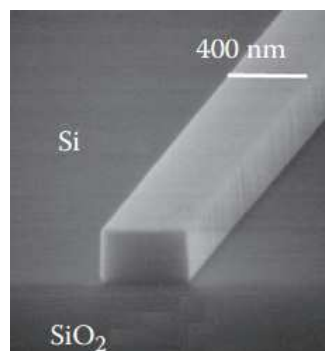


Figura 20 – Imagem de microscópio eletrônico de varredura de um guia de onda de fio de silício

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

A figura 21 mostra os índices efetivos de modos guiados para luz infravermelha de 1550  $nm$  em várias geometrias de núcleos, onde  $E^x$  representa os modos TE, onde o campo elétrico dominante é paralelo ao substrato (para o qual a maioria das funções fotônicas são projetadas), e  $E^y$  os modos TM, onde o campo elétrico dominante é perpendicular ao substrato. Os índices efetivos dos modos fundamentais TE e TM mostram uma grande

diferença, ou seja, verifica-se nesse núcleo uma grande dependência de polarização. Para guias de onda com 300 nm de espessura, as larguras de núcleo de silício que satisfazem condições de modo único são mais estreitas do que as de núcleo de silício de 200 nm de espessura, como mostrado na figura 21b. Em um núcleo de 300 × 300 nm<sup>2</sup>, os índices de refração são idênticos para os modos fundamentais TE e TM, isto é, a dependência de polarização é eliminada.

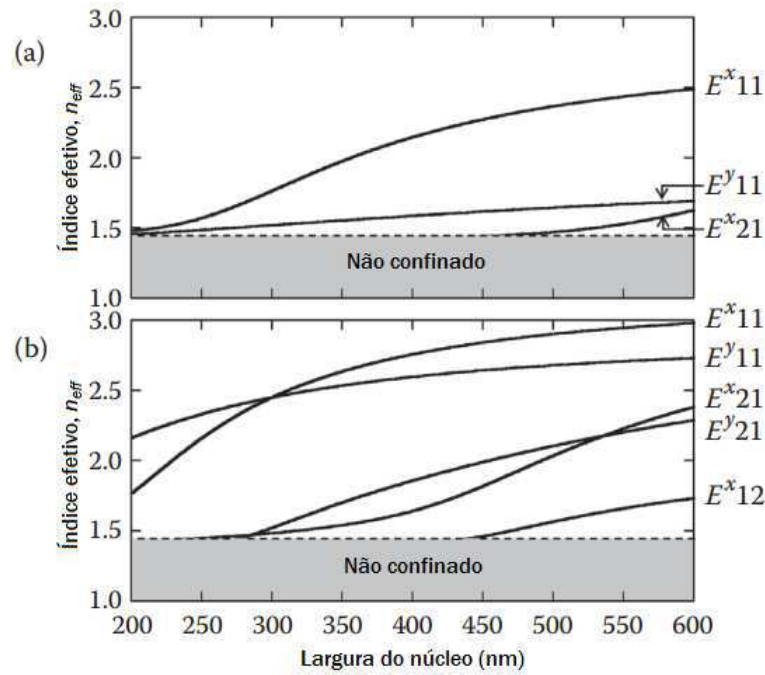


Figura 21 – Relação entre índice efetivo visto pelos modos guiados *versus* largura do núcleo do fio de silício para espessura do núcleo de (a) 200 nm e (b) 300 nm.

Fonte: Vivien e Pavési, 2013

Assim, observa-se que os índices efetivos e índices de grupo<sup>1</sup>,  $n_g$ , dos guias de onda de fio de silício são extremamente sensíveis a geometria do núcleo de modo que diversidade de polarização, em que cada polarização é processada independentemente, é necessária para eliminar a dependência de polarização em dispositivos fotônicos baseados em guias de ondas de fio fotônico de silício.

A perda de propagação de guias de ondas de fios fotônicos de Si é determinada principalmente pela dispersão devido à rugosidade superficial do núcleo; O limite superior da perda de dispersão  $\alpha_{max}$  é expresso como (VIVIEN E PAVESI, 2013):

$$\alpha_{max} = \frac{\sigma^2 \kappa}{k_0 d^4 n_1} \quad (4.1)$$

<sup>1</sup> Usando o intervalo espectral livre (FSR – *Free Spectral Range*) obtido da medição do espectro de um ressonador em anel para os modos TE-like e TM-like, pode-se expressar o índice de grupo do guia de ondas como  $n_g = \frac{c}{2\pi R \Delta f}$ , onde  $c$ ,  $R$  e  $\Delta f$  são a velocidade da luz no vácuo, o raio do ressonador de anel e o FSR em hertz, respectivamente.

Onde  $\sigma$  é a rugosidade quadrática média,  $k_0$  é o vetor de onda da luz no vácuo,  $d$  é a meia largura do núcleo e  $n_1$ , o índice efetivo de uma placa de silício com a mesma espessura do núcleo.  $\kappa$  é um parâmetro que depende da geometria do guia de onda e da distribuição estatística da rugosidade deste, cujo valor é a unidade para a maioria das geometrias de guias de onda práticos. Assim, a perda de dispersão é inversamente proporcional à quarta potência de  $d$ , ou seja, as perdas serão menores quanto maiores forem os núcleos, isso porque o efeito da rugosidade da parede lateral é reduzido em um núcleo largo. Quando utilizado tal guia de onda de núcleo largo, no entanto, modos de ordem superior estimulados tornam-se uma preocupação.

A oxidação das paredes laterais do núcleo pode, ainda, reduzir as perdas de propagação cujo nível prático é estimado ser cerca de  $1 \text{ dB/cm}$ , uma vez que os dispositivos fotônicos baseados em guias de ondas de fios fotônicos de silício normalmente requerem um comprimento de propagação de  $1 \text{ mm}$  ou menos.

Uma vez que um guia de onda de fio de silício tem um perfil de modo muito pequeno, a conversão de tamanho é essencial para conectar o guia de onda a componentes externos, tais como fibras ópticas monomodo.

#### 4.3.1.1.1 Diversidade de polarização em guias de onda de fio de silício

Prejuízos da camada física como dispersão do modo de polarização (PMD), perda dependente da polarização (PDL) e desvio de comprimento de onda dependente da polarização (PD $\lambda$ ) causados por uma grande birrefringência estrutural nos guias fotônicos de fio de silício não são negligenciáveis e limitam sua faixa de aplicações, visto que diferenças nos índices dos modos de polarização efetivos fazem com que os comprimentos de onda de ressonância dos filtros sejam diferentes.

A constante de propagação para o modo TE guiado e o modo de TM guiado são geralmente muito diferentes, e em algumas situações, apenas uma polarização é guiada, o que significa que os circuitos fotônicos de silício são normalmente projetados para operação em uma única polarização (TE). Assim, uma solução é utilizar um sistema de diversidade de polarização consistindo de divisores e rotacionadores de polarização, conforme mostrado na figura 22. A luz da fibra é acoplada ao chip e dividida, e as polarizações são fisicamente separadas e processadas em dois circuitos diferentes. Se um conversor de polarização<sup>2</sup> estiver incluído no circuito, então as duas polarizações podem ser feitas idênticas no chip, de modo que os circuitos fotônicos também podem ser idênticos.

Do ponto de vista da conexão de entrada e saída da fibra, o chip parece ser insensível à polarização, ainda que no chip todos os circuitos operem numa única polarização.

<sup>2</sup> Um conversor de polarização atua convertendo um modo TM em um guia de ondas horizontal em um modo TM num guia de ondas vertical, ou um modo TE no guia de ondas vertical em um modo TE num guia de ondas horizontal

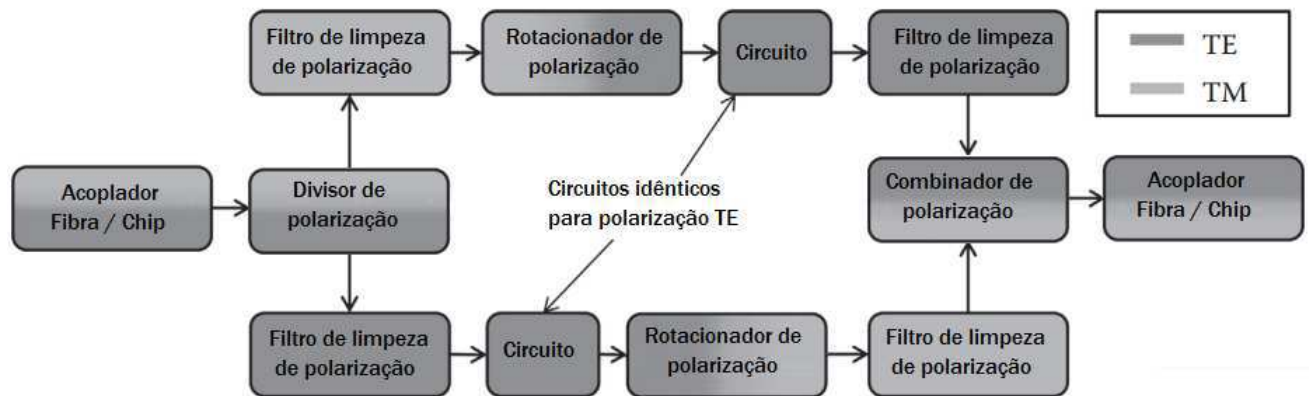


Figura 22 – Diagrama esquemático da abordagem de diversidade de polarização.

Fonte: Vivien e Pavesi, 2013

As desvantagens dessa abordagem são que o dobro do número de circuitos são necessários e devido a variações inevitáveis no processo de fabricação, os dois circuitos podem não funcionar de maneira idêntica. Além disso, os divisores de polarização e rotacionadores não são 100% eficientes, introduzindo perdas adicionais no chip.

Muitos tipos de dispositivos de controle de polarização foram demonstrados nos últimos anos, com algumas das principais arquiteturas sendo baseadas em acoplamento de modos e em grades acopladoras.

**Manipulação de polarização baseada em acoplamento e evolução de modos**  
Divisores e rotacionadores de polarização (PSR – *Polarization Splitter and Rotator*) baseados em acoplamento de modos têm baixas perdas de inserção e são fáceis de fabricar pelo fato de não serem necessários procedimentos complexos para a fabricação de estruturas tridimensionais.

Para separar dois modos com constantes de propagação bastante diferentes, pode-se utilizar a diferença de confinamento entre os modos TE e TM através de um acoplador direcional, conforme mostrado na figura 23a. Fazendo o gap entre os guias de ondas no acoplador direcional suficientemente grande, apenas o modo pouco confinado TM se acopla ao guia de ondas vizinho enquanto o modo TE (altamente confinado) permanece no mesmo guia de ondas. Como o confinamento não é muito dependente do comprimento de onda, esta é uma abordagem mais insensível ao comprimento de onda do que o acoplador direcional baseado em interferência puramente multimodo.

Uma outra solução é apresentada na figura 23b e trata-se do divisor de polarização de evolução de modos onde a forma do guia de onda é alterada gradualmente de modo que os modos TE e TM residam preferencialmente em seções diferentes do guia de ondas:

através da introdução adiabática de um núcleo orientado verticalmente na vizinhança, a luz TM migra para o segundo núcleo e TE permanece no núcleo original.

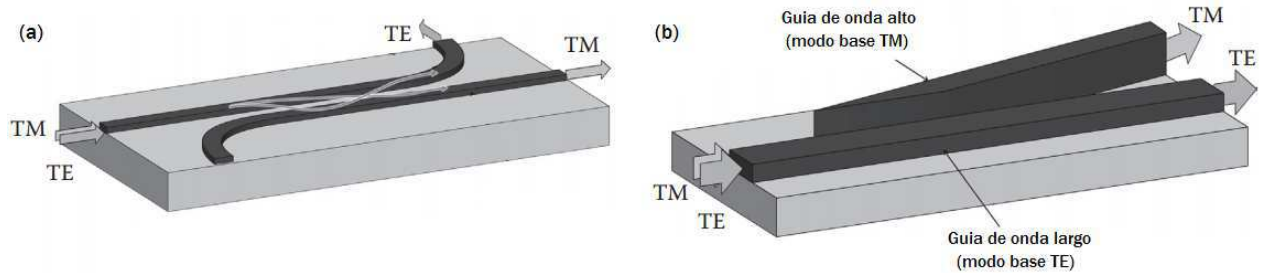


Figura 23 – Divisores de polarização: (a) acoplador direcional e (b) divisor de polarização baseado em evolução de modos.

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

Uma figura de mérito comumente utilizada além da perda de inserção é a razão de transmissão – definida como a relação de potência de saída entre o divisor e um simples fio de silício fotônico com o mesmo comprimento que o divisor – entre as polarizações nas portas de saída ou a taxa de extinção de polarização (PER – *Polarization Extinction Ratio*) – relação de potências ópticas de polarizações perpendiculares, TE e TM.

Para melhorar a PER, pode-se empregar filtros de limpeza de polarização, onde uma solução direta seria o cascadeamento de diversos divisores de polarização. Quando se deseja eliminar o modo TM, outras opções seriam utilizar uma curvatura de guia de onda com um raio suficientemente pequeno de forma que a perda se caracteriza maior para o modo TM do que para o modo TE.

Assim, uma vez que o raio de curvatura pode ser tomado muito pequeno (aproximadamente  $5 \mu\text{m}$ ) sem introduzir grandes perdas no modo TE, é preferível executar as funcionalidades de roteamento no chip fotônico para este modo. Os mecanismos de rotação mais comuns usam transições adiabáticas e a interferência multimodo. Estes baseiam-se no princípio de que o modo TE é o modo de base de um núcleo de guia de onda “horizontal”, enquanto que o modo TM é o modo base de um núcleo de guia de onda “vertical”. Um rotacionador de polarização adiabática tenta rotacionar gradualmente o núcleo, no entanto, uma ruptura de simetria é necessária para realmente girar a polarização, pois a torção de um núcleo retangular é difícil de realizar em um processo de fabricação planar, de modo que geometrias alternativas são necessárias conforme visto na figura 24.

Assim, de posse desses dispositivos, pode-se obter um circuito de diversidade de polarização baseado em acoplamento de modos utilizando divisores de polarização, rotacionadores e um anel ressonante conforme o diagrama esquemático mostrado na figura 25.

A luz com polarização arbitrária da fonte é dividida em componentes ortogonais

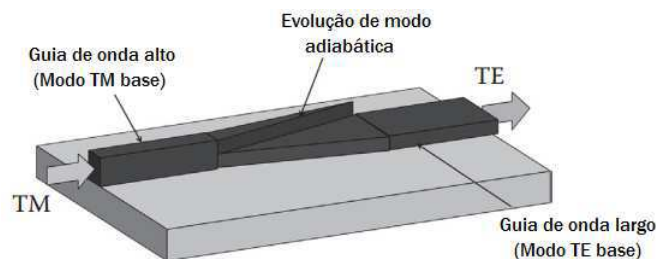


Figura 24 – Rotacionador de polarização baseado em evolução de modos adiabático.

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

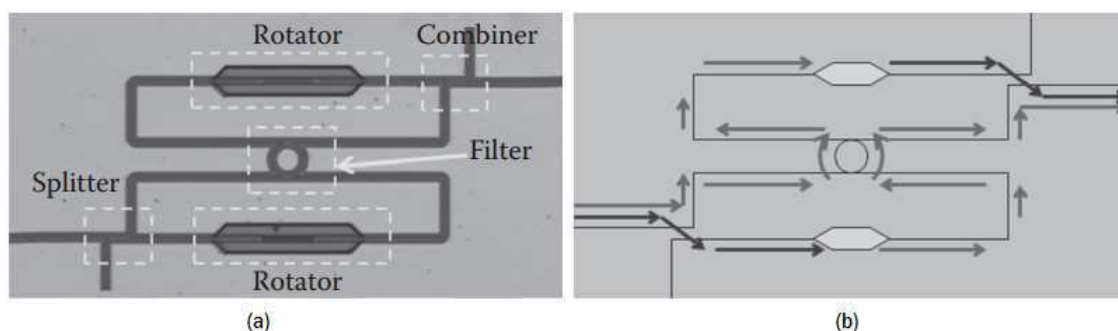


Figura 25 – Diagrama esquemático de um circuito de diversidade de polarização baseado em acoplamento de modos

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

pelo divisor de polarização. Esta consiste de modos TE e TM. Assim, no divisor o modo TM irá acoplar no guia de onda vizinho enquanto o modo TE permanecerá no mesmo. A componente TE da luz (TE1) se propaga para o anel ressonante e a componente TM é rotacionada para um modo TE (TE2) utilizando um rotacionador conforme citado, obtendo assim uma única polarização no anel ressonante. A componente TE1 é rotacionada para TM1 e combinada com TE2 no combinador.

A figura 26a mostra o espectro do anel ressonante sem o circuito de diversidade de polarização com os dois modos TE e TM lançados no guia de onda. Uma vez que os modos TE e TM ressoam em diferentes comprimentos de onda e possuem diferentes FSRs no ressonador em anel, o filtro de comprimento de onda baseado no anel não funciona propriamente se as polarizações da luz de entrada não forem bem controladas. A figura 26b mostra o espectro do mesmo ressonador em anel quando da utilização de um circuito de diversidade de polarização, podendo-se observar que foram obtidas as mesmas respostas de comprimentos de onda na faixa de 1525 nm a 1600 nm independente do estado das polarizações na entrada, de modo que a PDL é bem baixa e mostrando que esses elementos realmente constituem um circuito independente de polarização (ZHANG et. al, 2011).

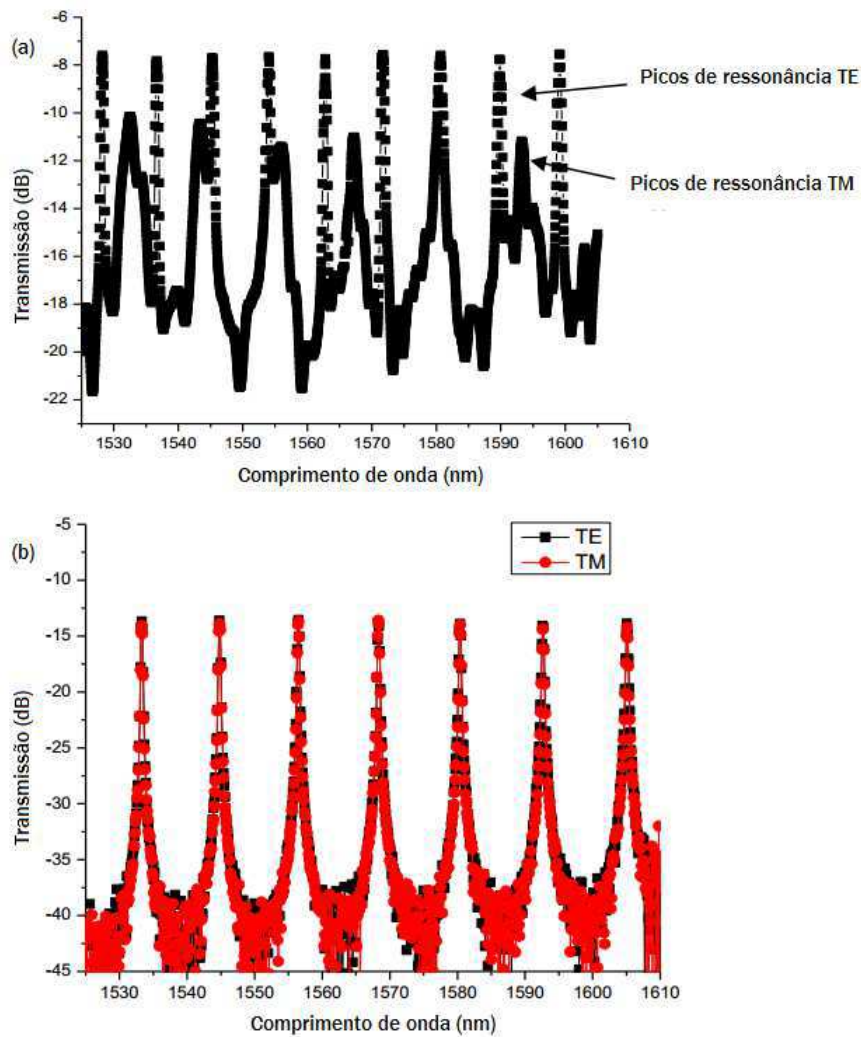


Figura 26 – Espectro do ressoador em anel: (a) sem circuito de diversidade de polarização e (b) com circuito de diversidade de polarização.

Fonte: Zhang et. al, 2011

#### 4.3.1.2 Silício sobre isolante

SOI se manteve como o substrato dominante para a formação de guias de onda de silício por fornecer forte confinamento óptico vertical como resultado da grande diferença no índice de refração entre Si e SiO<sub>2</sub>.

Ainda que os dispositivos maiores tenham desempenho inferior em relação a velocidade de chaveamento e modulação, para aplicações onde largura de banda não é importante, o aumento na tolerância dimensional leva a um processo de fabricação muito mais direto.



#### 4.3.1.2.1 Condição monomodo para guias de onda SOI moderados e grandes

Com guias de ondas SOI planares, um elevado confinamento vertical é obtido, no entanto, para que estes sejam úteis para circuitos integrados também se faz necessário garantir confinamento lateral. O método mais simples para realizar este confinamento é o geométrico: através da definição de uma estrutura chamada T-invertido (*rib*), como a mostrada na seção transversal na figura 27.

O índice efetivo da estrutura central é marginalmente maior do que o da película de silício mais fina adjacente, referida como região plana (*slab region*).

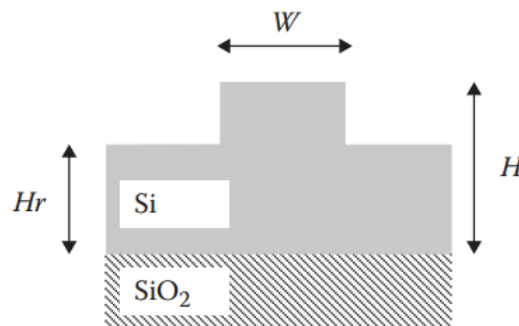


Figura 27 – Seção transversal do guia de onda rib.

Fonte: Vivien e Pavesi, 2013

O alto contraste de índices de refração em guias de onda SOI implica que apenas aqueles guias com película de silício com espessura menor que  $250 \text{ nm}$  são incondicionalmente monomodos. Deve-se verificar que esse guia suporta apenas o modo fundamental para certas geometrias quando:

$$\frac{W}{H} \leq 0,3 + \frac{r}{\sqrt{1-r^2}} \quad (4.2)$$

Onde  $W$  e  $H$  são a largura e altura da estrutura central e  $r$  é a razão entre as alturas desta e da região plana.

#### 4.3.1.3 Guias de sílica para a plataforma fotônica baseada em silício

Guias de onda baseados em sílica são adequados para construir dispositivos fotônicos passivos de alto desempenho com baixas perdas de propagação e pequena dependência de polarização, uma vez que o baixo contraste de índice de refração da sílica atenua as tolerâncias geométricas.

Um sério obstáculo à integração de guia de ondas de sílica e dispositivos de silício é a degradação térmica dos dispositivos de silício durante a fabricação dos guias de

onda de sílica. A fabricação do guia de onda de sílica geralmente envolve processos com temperaturas superiores a  $1000^{\circ}\text{C}$  para deposição de película de sílica. Tais temperaturas oxidam o núcleo de silício e destroem as estruturas PIN para dispositivos de modulação de silício e fotodetectores de germânio. Para a integração de dispositivos de silício e de sílica, é necessário um método de deposição de filmes de sílica a baixas temperaturas, tal qual o método utilizando ECR-PE-CVD (*Electron-Cyclotron-Resonance Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition*). O plasma ECR dissocia eficientemente as moléculas de gás e fornece energia moderada para a superfície do substrato. Isto permite a deposição rápida de filmes de sílica de alta qualidade e com índices de refração controlados, como filmes de oxinitreto de silício ( $\text{SiO}_x\text{N}_y$ ) e óxido rico em silício ( $\text{SiO}_x$ ) em baixas temperaturas.

Em ECR-PE-CVD, uma mistura de gases  $\text{O}_2$ ,  $\text{N}_2$  e  $\text{SiH}_4$  é usada para os filmes  $\text{SiO}_x\text{N}_y$ , e os gases  $\text{O}_2$  e  $\text{SiH}_4$  são usados para os filmes  $\text{SiO}_x$ . Os gases  $\text{O}_2$  e  $\text{N}_2$  são introduzidos na câmara de plasma e o  $\text{SiH}_4$  é introduzido na câmara de deposição. Plasma ECR é gerado na câmara de plasma utilizando microondas e um campo magnético. O plasma é transportado para a câmara de deposição por um campo magnético divergente e irradiado para uma pastilha na câmara de deposição como mostrado na figura 28. A energia dos íons irradiados para a pastilha induz uma reação na superfície da mesma de modo que filmes de alta qualidade são formados em baixas temperaturas. A temperatura da pastilha durante a deposição do filme pode ser mantida abaixo de  $200^{\circ}\text{C}$  mesmo sem um sistema de resfriamento da pastilha. Para controlar o índice de refração dos filmes, a taxa de fluxo de  $\text{O}_2$  e  $\text{N}_2$  para filmes  $\text{SiO}_x\text{N}_y$ , e a taxa de fluxo de  $\text{O}_2$  para filmes  $\text{SiO}_x$  são ajustadas com o fluxo de  $\text{SiH}_4$  mantido em uma taxa constante.

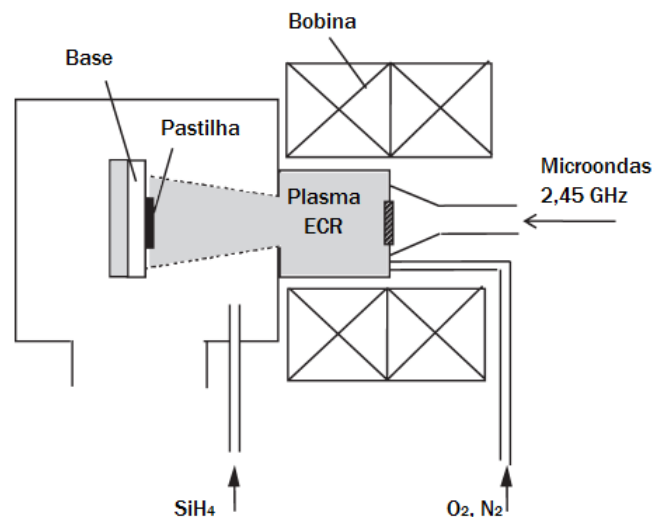


Figura 28 – Diagrama esquemático do método ECR-PE-CVD.

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

$\text{SiO}_x\text{N}_y$  é um material atraente para películas de guia de onda porque o índice de

refração pode ser ajustado continuamente numa grande gama entre 1,46 para  $\text{SiO}_2$  e 2,0 para  $\text{Si}_3\text{N}_4$ , o que fornece elevada flexibilidade no projeto de guias de onda ópticos. No método ECR-PE-CVD o índice de refração pode ser alterado continuamente numa vasta gama de 1,47 a 1,95 ajustando apenas a razão de taxa de fluxo de  $\text{O}_2$  e  $\text{N}_2$ . A figura 29 mostra a estrutura em corte do guia de onda e uma imagem de microscopia eletrônica de varredura de um núcleo de  $\text{SiO}_x\text{N}_y$ .

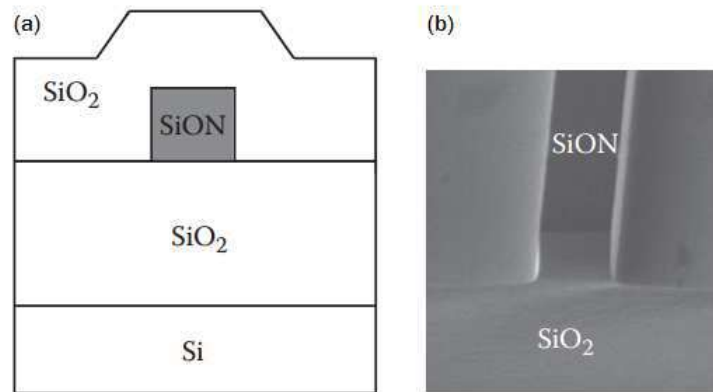


Figura 29 – (a) Estrutura em corte do guia de onda e (b) imagem de microscopia eletrônica de varredura de um núcleo de  $\text{SiO}_x\text{N}_y$ .

Fonte: Vivien e Pavesi, 2013

As perdas na guia de onda não dependem apenas das características de transmissão da película, mas também da distorção da forma do núcleo e da rugosidade da parede lateral que ocorrem durante a fabricação.

Os guias de onda de  $\text{SiO}_x\text{N}_y$  apresentam grande absorção de ressonância próximo aos comprimentos de onda  $1450\text{ nm}$  e  $1515\text{ nm}$  devido ao harmônico da vibração de O-H e N-H, que existem porque as películas de sílica PE-CVD contêm hidrogênio. As perdas devido ao N-H é um sério problema para guias  $\text{SiO}_x\text{N}_y$  destinados a ser utilizados em dispositivos de telecomunicações que funcionam a comprimentos de onda em torno de  $1550\text{ nm}$ . O óxido rico em Si,  $\text{SiO}_x$  sem N, é benéfico para evitar a absorção devido a N-H. ECR-PE-CVD também produz um bom filme de guia de onda de  $\text{SiO}_x$  cujo índice de refração pode ser ajustado de 1,47 a 1,6 alterando apenas a taxa de fluxo de  $\text{O}_2$ , o que o torna um material adequado para aplicações de telecomunicações.

### 4.3.2 Acopladores

O núcleo do guia de onda micrométrico dos chips fotônicos introduz um problema próprio significativo: acoplamento da luz do chip para o mundo exterior. O padrão para transportar luz em comprimentos de onda de telecomunicações é uma fibra monomodo onde o modo óptico tem um diâmetro de campo de modo de  $10,4\text{ }\mu\text{m}$  em  $1550\text{ nm}$  e

9,2  $\mu\text{m}$  em 1310 nm. Além dessa questão, algumas restrições são aplicadas ao campo da fotônica: a luz não pode simplesmente mudar de direção, e quando do acoplamento entre guias de onda, é necessário garantir casamento de modos para evitar reflexões e diafonia. Desse modo, é fácil observar que a conversão eficiente de luz entre a fibra óptica e o guia de onda de silício no chip não é uma tarefa trivial.

**Mecanismos de acoplamento** Deve-se garantir correspondência no espaço real para um acoplamento adequado entre dois guias de ondas monomodo, ou seja, a distribuição espacial de um guia de ondas deve ser convertida no perfil de modo do outro guia de ondas, de modo que a integral de sobreposição seja maximizada. Se a sobreposição modal não for boa, isto resultará no acoplamento aos modos de radiação não guiados, ou se um dos guias de onda for multimodo, isto resultará no acoplamento a modos indesejados guiados, o que pode causar interferência no circuito.

A diferença no vetor de propagação entre os modos guiados de ambos os guias de onda também deve ser eficientemente transformada pelo acoplador, sendo este o equivalente óptico ao casamento de impedância no regime de microondas, sendo os efeitos de descasamento similares: perdas adicionais, espalhamento e reflexão.

A seguir são mostrados alguns mecanismos comuns para lidar tanto com tais descasamentos:

- **Transição adiabática:** o uso de um cone adiabático entre dois guias de diferentes seções transversais de onda é a maneira mais simples de casar seus modos. Seu comprimento é determinado principalmente pelo nível de descasamento a ser superado que no caso de fios fotônicos de silício e fibras monomodo é bastante grande, requerendo assim longos cones.
- **Difração:** as grades periódicas espalham luz em cada dente de grade e, quando todas as contribuições de dispersão estão em fase, ocorre uma interferência construtiva. Este efeito pode ser usado para o acoplamento entre dois guias de ondas: ajustando cuidadosamente a seção transversal de dispersão e o período da grade, o campo total dispersado pode ser adaptado para combinar com o modo do guia de onda alvo. A grade também pode ser utilizada para alterar a direção da luz: para o acoplamento fora do chip, a luz do guia de ondas no chip pode ser desviada para fora do plano deste, resultando em um acoplamento conforme observado na figura 30. Trata-se da técnica mais comumente utilizada para acoplamento nas superfícies de chips fotônicos.
- **Interferência multimodo ou multipercurso:** a luz do guia de onda monomodo é distribuída através de múltiplos canais, que podem ser caminhos diferentes, ou os modos de uma guia de ondas multimodo. Ajustando os atrasos de fase e a magnitude

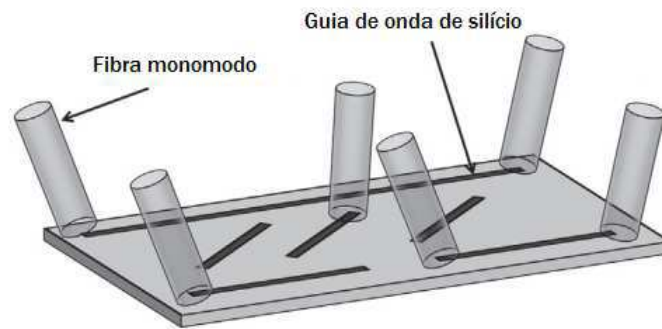


Figura 30 – Acoplamento fora do plano do chip fotônico.

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

das diferentes contribuições, o campo resultante na entrada da guia de onda de destino corresponde de perto ao modo do guia de onda, permitindo o acoplamento eficiente.

- **Acoplamento ressonante:** outra alternativa é acoplar ambos os guias de onda a uma estrutura ressonante. Quando adequadamente projetado e próximo ao comprimento de onda de ressonância, o ressonador acoplará eficientemente a luz da entrada para a saída.

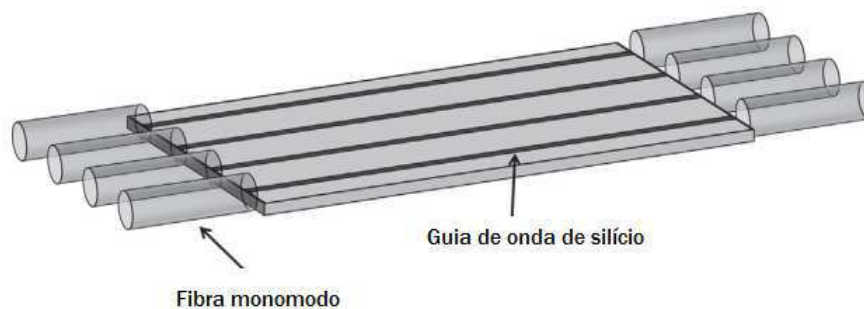


Figura 31 – Acoplamento no plano do chip fotônico.

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

#### 4.3.2.1 Acoplamento na borda

A maneira mais direta de acoplar luz de um chip é guiando-a para a borda e acoplando-a a uma fibra óptica alinhada ao eixo do guia de onda, como visto nas figuras 31 e 32, pois desta forma não é necessário mudar a direção de propagação da luz. No entanto, as constantes de propagação devem estar casadas para evitar reflexão e o modo no guia de onda deve ser expandido para casar com o modo da fibra óptica.

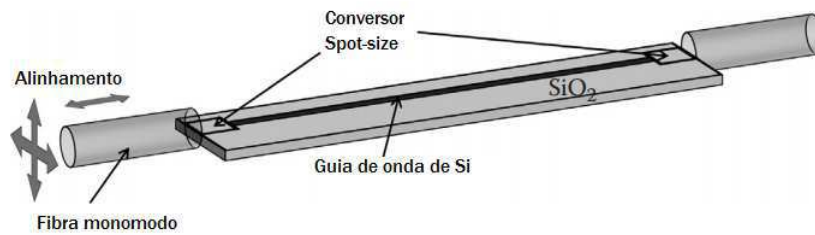


Figura 32 – Acoplamento na borda de um chip para uma fibra.

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

#### 4.3.2.1.1 Conversão de modos no chip

**Cones adiabáticos** Expandindo lentamente o tamanho do núcleo do guia de onda, a luz permanece no modo fundamental guiado e o tamanho do modo pode ser expandido até corresponder ao de uma fibra óptica. Quando esta variação ocorre de forma suficientemente lenta, não há problema de reflexões ou de dispersão, e se o eixo do cone estiver alinhado com a fibra, não há necessidade de mudar a direção da luz. Assim, o cone mais simples possível apenas alarga o núcleo de silício no plano do chip, o que expande o modo na direção horizontal, mantendo, entretanto, um descasamento significativo na direção vertical. Criar tal estrutura de cone vertical, porém, consiste um maior desafio: uma abordagem na qual a espessura da camada aumente gradualmente ao longo do comprimento do cone é incompatível com as tecnologias de processamento planar usadas para a fabricação de fotônica de silício. Uma alternativa como o empilhamento de camadas cônicas construindo um núcleo de guia de onda cada vez mais largo em uma geometria de escada ainda requer um processamento de camadas grossas de silício, que não é necessariamente compatível com o fluxo de processo da tecnologia CMOS. Desta forma, uma solução é estreitar o núcleo de guia de onda de silício para uma ponta afiada, em vez de alargá-lo. Para uma largura mais estreita, o núcleo não será mais capaz de confinar fortemente a luz, e o modo se expandirá – os melhores cones invertidos são definidos, portanto, oxidando termicamente a ponta de silício, obtendo assim uma largura de ponta inferior a  $15\text{ nm}$ . Um segundo núcleo de guia de onda, processado numa camada de sobreposição com índice inferior (oxinitreto de silício ou polímeros), assumirá a tarefa de confinamento da luz, tal estrutura pode ser observada na figura 33.

A abordagem de cone invertido usa apenas a tecnologia de definição de guia de onda planar para fazer uma estrutura de cone adiabática, contudo este tipo de dispositivo requer uma fibra de elevada abertura numérica com tamanho de núcleo reduzido para obter acoplamento eficiente ao longo de um comprimento de dispositivo razoável (ROELKENS, 2006). Esta estrutura pode ser melhor entendida a partir da observação da relação de largura e altura modal em função da largura do fio de silício, mostrada na figura 34.

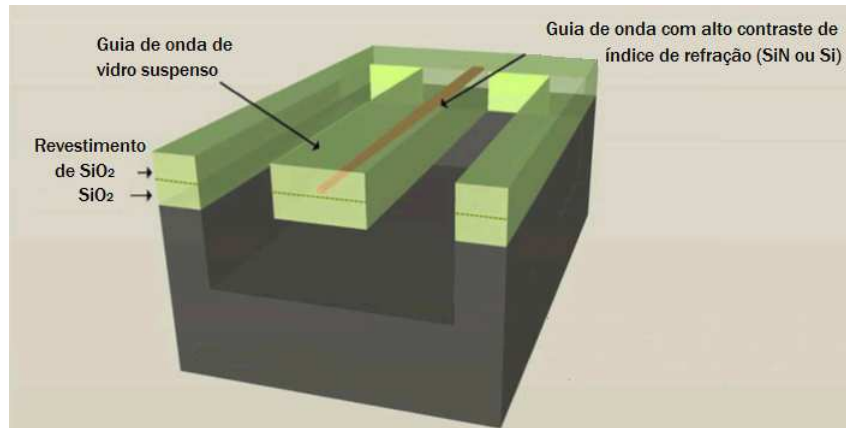


Figura 33 – Conversor de tamanho (*spot-size*) para guias de onda de fio de silício.

Fonte: Doerr, 2015

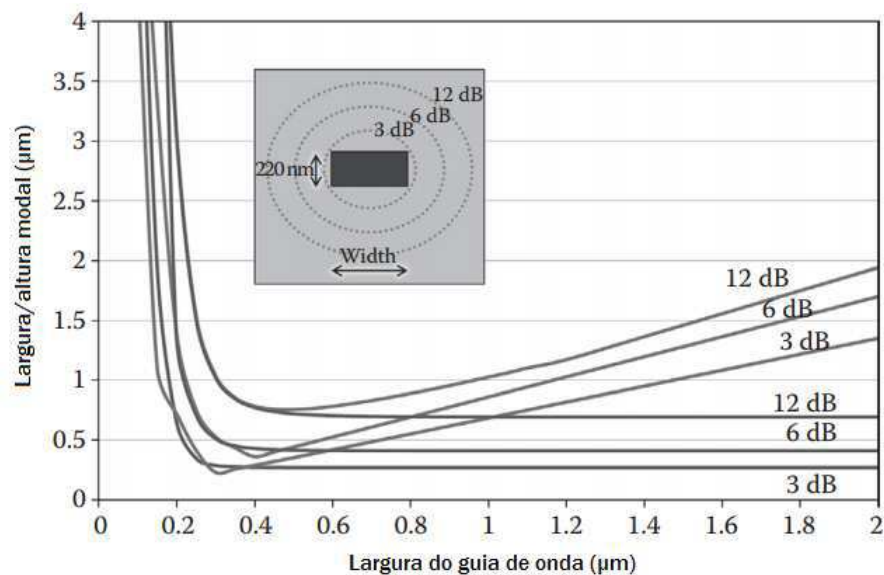


Figura 34 – Largura e altura do modo TE guiado fundamental como função da largura de um guia de onda de fio de Si de 220 nm de espessura.

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

A função do cone é alterar o tamanho e a forma do modo óptico para conseguir uma eficiência de acoplamento elevada entre dois guias de ondas com diferentes seções transversais. Quando esse opera adiabaticamente o modo de primeira ordem local do guia de onda deve propagar-se através do cone enquanto se submete a uma conversão passando de modo relativamente pequeno para modos de ordem superior ou modos de radiação (FU et. al, 2014). Esta operação adiabática pode ser realizada no design do cone aumentando ou diminuindo o tamanho da seção transversal cônica muito lentamente.

Cones adiabáticos (linear e parabólico) são normalmente utilizados para se obter

bons níveis de acoplamento, no entanto, precisam ser longos para garantir a transição adiabática (LUYSSAERT et. al, 2004). Os comprimentos típicos estão na faixa de 100 a 300  $\mu\text{m}$ . No entanto, a área não é apenas ditada pelo cone em si: o acoplador precisa acomodar a montagem da fibra e os guias de ondas precisam ser encaminhados para a borda do chip.

As perdas de inserção nessas estruturas podem facilmente assumir valores menores que 1  $dB$  por conversor e por se tratar de um processo de conversão adiabático os acopladores suportam uma larga faixa de comprimento de onda.

**Conversão de modos no plano não-adiabática** Para evitar o uso de uma conversão adiabática, uma solução é focar a luz da fibra diretamente no guia de onda através do uso de fibras com lentes, onde a face final da fibra é curvada para proporcionar um efeito de focagem, no entanto, tais fibras são de elevado custo sendo preferível, portanto, a construção das lentes no chip. Ao gravar parcialmente uma região de um largo guia de onda de silício, uma lente planar pode ser construída, focando a luz em um fio fotônico. O desempenho deste tipo de estrutura apresenta eficiências de acoplamento entre -0,5 e -2  $dB$ .

#### 4.3.2.1.2 Acoplamento no chip de cones às fibras

Para acoplar a luz do guia de onda de silício para a fibra óptica, o núcleo da fibra deve ser alinhado perfeitamente com a guia de ondas no chip, o que requer métodos especiais de empacotamento: o guia de ondas no chip tem de ser terminado em uma faceta opticamente lisa para evitar reflexões e dispersão indesejada e, ainda, a fibra deve ser montada de modo que o eixo óptico esteja alinhado com o guia de ondas e as facetas sejam tão próximas quanto possível.

Normalmente se utiliza uma fibra de pequeno núcleo com uma abertura numérica mais elevada. Tais fibras têm um tamanho de modo que é de cerca de 3  $\mu\text{m}$ . A transição entre as fibras de alta abertura numérica e as fibras monomodo padrão pode ser feita com fibras cônicas ou mesmo apenas por uma emenda acoplada à extremidade (que introduz uma perda de acoplamento adicional de cerca de 0,5  $dB$ ).

Como a tolerância de alinhamento é um importante parâmetro para garantir eficiência de acoplamento nesse caso, através da figura 35a é possível observar que a tolerância de acoplamento entre uma fibra de 3  $\mu\text{m}$  e um guia de ondas T-invertido de silício de 4,5  $\mu\text{m}$  é de apenas 0,5  $\mu\text{m}$  em todas as direções para uma penalidade de 1  $dB$ . No caso de uma fibra monomodo padrão acoplada a um guia de onda no chip de 6  $\mu\text{m}^2$  o dobro da tolerância é obtida, com menor perda de inserção no geral.

Uma saída possível para alinhamento de fibras ópticas com guias de onda horizontais é mostrada na figura 36 através de ranhuras gravadas em V integradas com o



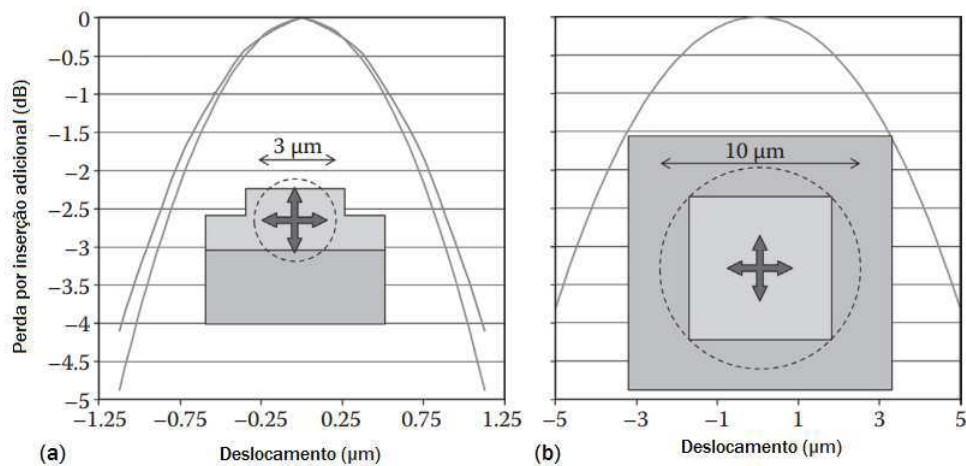


Figura 35 – Penalidade devido a desalinhamento da fibra: (a) fibra de  $3 \mu\text{m}$  alinhada a guia de onda rib de Si de  $4,5 \mu\text{m}$ , e (b) fibra monomodo padrão alinhada a guia de onda de  $6 \mu\text{m}^2$ .

Fonte: Vivien e Pavesi, 2013

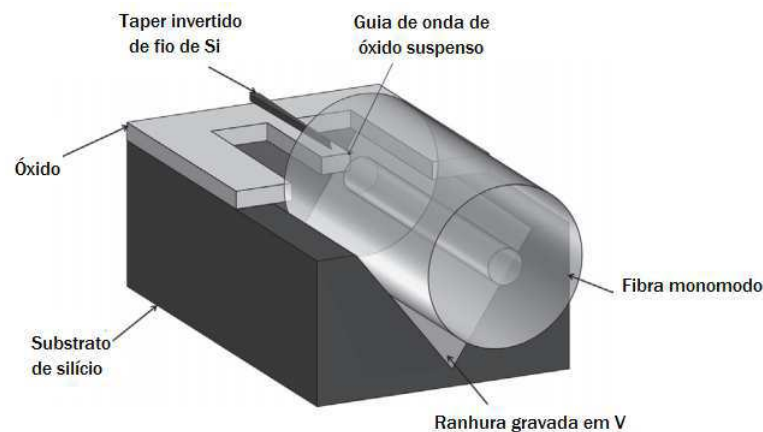


Figura 36 – Alinhamento de fibra encaixada em ranhura grava em V no substrato de Si.

Fonte: Vivien e Pavesi, 2013

conversor de tamanho<sup>3</sup>, onde a precisão do alinhamento é determinada pelo processo de gravura no chip.

#### 4.3.2.2 Acoplamento na superfície

Acopladores de superfície apresentam uma série de vantagens:

- Permitem o teste em escala de pastilha por sondagem dos chips individuais sobre a

<sup>3</sup> O conversor de tamanho (SSC - *Spot-Size Converter*) é um único canal I/O permitindo acoplamento direto entre guias de onda planares ou dispositivos baseados em chips com fibras padrão, apesar de suas diferentes aberturas numéricas, ou tamanhos dos modos dos campos.

pastilha ou mesmo a própria pastilha em si;

- A densidade de pinos ópticos pode ser muito mais elevada uma vez que os acopladores podem ser posicionados em qualquer lugar do chip e não precisam ser roteados para as extremidades;
- Chips podem ser testados com fibras orientadas com certa angulação próximo a vertical.

Contudo, alguns desafios também se apresentam para essas estruturas: a luz precisa passar por uma mudança drástica de direção do guia de onda no chip para a fibra e, ainda, é preciso superar o descasamento dos tamanhos dos modos (por exemplo, o modo de um guia de onda de fio de Si de  $0,5 \times 1 \mu\text{m}^2$  e o modo de uma fibra óptica de  $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ .)

A solução mais comum para este tipo de acoplamento é o acoplador em grade: uma grade de difração é projetada de tal forma que todas as contribuições dispersas interfiram construtivamente em uma onda verticalmente irradiada casada com a fibra. Este acoplador, mostrado em perfil na figura 37, consiste em uma grade no guia de onda (tipicamente de  $12 \mu\text{m}$  de largura) que leva a emissão ou recepção da luz verticalmente à superfície – que é adequado para medições de nível de pastilhas e acoplamento a uma fibra óptica (ROELKENS et. al, 2006).

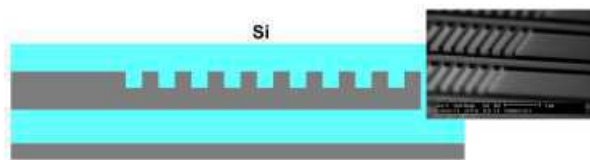


Figura 37 – Acoplador de grade em silício

Fonte: Doerr, 2015

A abordagem do acoplador de grade é atraente por causa de suas vantagens inerentes sobre as técnicas alternativas: compatibilidade com teste óptico ao nível de pastilha na produção em massa, maior flexibilidade de projeto por ser capaz de colocar a entrada/saída óptica em qualquer lugar em um chip e grande tolerância de alinhamento.

O acoplador de grade com emissão superficial é implementado com ranhuras gravadas no guia onde cada ranhura atua como um espalhador. Quando a luz incide do guia de ondas no chip, algumas combinações de comprimento de onda, período de grade e ângulo para fora do chip farão com que todas as contribuições espalhadas fiquem em fase, irradiando, assim, uma frente de fase coerente do chip. Tal condição é intitulada condição de Bragg – mostrada graficamente na figura 38 – e ocorre quando o atraso de fase entre a difração de dois dentes adjacentes da grade é exatamente  $2\pi$  (ou um múltiplo). Para as

direções onde esta condição de fase não é cumprida, as contribuições de todos os dentes da grade interferirão destrutivamente.

Uma estrutura periódica como uma grade de difração carrega seu próprio impulso  $K = 2\pi/\Lambda$  (correspondente à difração da grade na direção  $z$ ), que pode ser transferido aos fótons no guia de onda. A conservação do momento na direção  $z$  implica em  $k_z = \beta + mK$  ( $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ), onde  $k_z$  representa a componente em  $z$  do vetor que indica a direção da luz que é acoplada à fibra (VIVIEN E PAVESI, 2013).

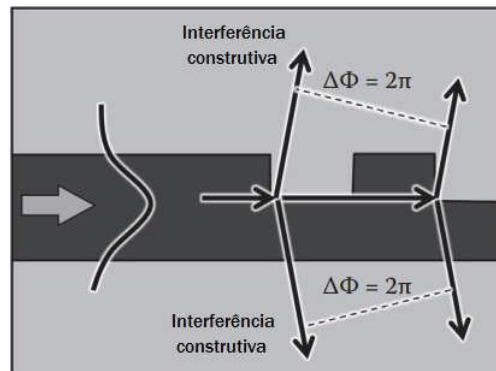


Figura 38 – Princípio de operação de um acoplador em grade.

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

Para a luz do guia de ondas existem duas soluções: uma onda ascendente (que acoplar-se-á à fibra) e uma onda radiante para baixo, cujos ângulos dependem inteiramente do índice de refração do material de revestimento superior e inferior.

Definidos o comprimento de onda e o material de revestimento, o período da grade determina o ângulo de acoplamento. Para que tal ângulo seja perfeitamente vertical, o período de grade  $\Lambda$  refere-se ao comprimento de onda óptico  $\lambda$  como  $\Lambda = \lambda/n_{eff}$ , com  $n_{eff}$  correspondendo ao índice de refração médio da grade (aproximado por uma relação linear, ou seja, uma média ponderada da região gravada e não gravada) à medida que a onda se propaga no modo fundamental na grade.

Para o acoplamento vertical, pode-se observar na figura 39 que há uma solução para  $m = 2$  que, quando atingida, leva a grade a refletir toda a luz incidente de volta ao guia de onda, o que torna as grades de difração um pouco menos adequadas para o acoplamento vertical puro, levando a maioria dos acopladores de grade a usarem um ângulo de acoplamento de  $9^\circ$  a  $12^\circ$  com a normal.

A condição de Bragg, no entanto, descreve apenas uma grade infinitamente longa e sem levar em conta outros requisitos para o acoplamento eficiente na fibra. Assim, em uma grade finita, cada dente espalhará uma quantidade de luz, reduzindo a luz restante no guia de onda, o que causa uma diminuição exponencial da potência do modo no guia de ondas ao longo da grade e induz uma assimetria na onda irradiada (levando a problemas

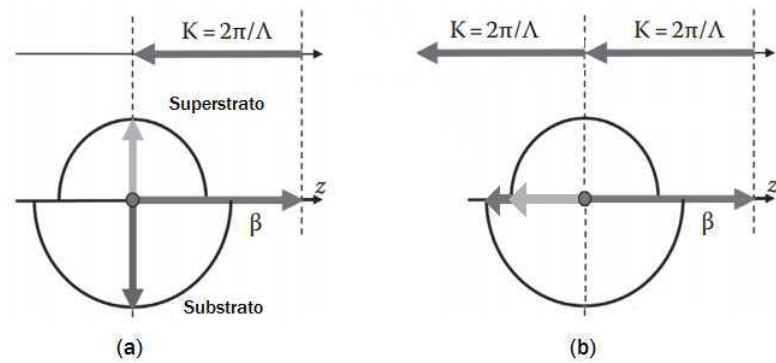


Figura 39 – Acoplador de grade de segunda ordem.

Fonte: Vivien e Pavesi, 2013

de casamento com o modo na fibra óptica). Devido a elevada birrefringência dos guias de onda de silício, a condição de Bragg para os modos TE e TM no guia de onda será bastante diferente, de modo que o acoplador de grade projetado para um dado comprimento de onda e ângulo de acoplamento só funciona para uma única polarização.

A largura de banda dessas estruturas é menor que aquelas reportadas para acopladores de borda, no entanto, estes podem ser acoplados diretamente a uma fibra única monomodo com núcleo de  $10\mu\text{m}$ , resultando em maiores tolerâncias de desalinhamento que os acopladores de borda.

#### 4.3.2.2.1 Otimização da eficiência do acoplador de grade

O acoplador de grade apresentado, em sua forma mais simples, possui uma eficiência de acoplamento de apenas 30%, como a luz que não é acoplada corretamente pode levar a diafonia no chip, a luz deve ser enviada tanto quanto possível na ordem de difração correta, minimizando as reflexões e, uma vez difratada, o perfil do campo deve casar com o modo da fibra óptica no ângulo certo.

**Espelho inferior** A onda difratada para o substrato deve ser suprimida ou redirecionada na direção da fibra, o que pode ser conseguido com um espelho inferior. Em substratos SOI a interface entre o óxido e a pastilha de silício atua como um espelho, refletindo 17% da onda incidente para uma angulação de  $10^\circ$ . No entanto, como a onda refletida interfere com a onda originalmente difratada para cima, deve-se garantir que esta interferência seja construtiva escolhendo a espessura correta do óxido para ajustar a diferença de comprimento de percurso entre a onda ascendente e a onda refletida.

Para aumentar os níveis de reflexão, um refletor Bragg distribuído, conforme a figura 40, pode ser incorporado: todas as camadas, incluindo o guia de onda, são formadas por deposição de silício amorfo – por possibilitar a fabricação de filmes finos de grande

área com propriedades suficientemente semicondutoras, mesmo a baixas temperaturas e a realização de empilhamentos de guias de ondas por deposição de múltiplas camadas – e óxido por um processo PECVD, obtendo uma eficiência de acoplamento de 70% (VIVIEN E PAVESI, 2013).

Entretanto, por não ser direta a integração de componentes ativos ao silício amorfo, pode-se depositar óxido e um refletor no topo do acoplador e em seguida inverter a tal estrutura de modo que o espelho no topo passe a atuar como um refletor inferior. Tal estrutura fornece uma eficiência de 69%.

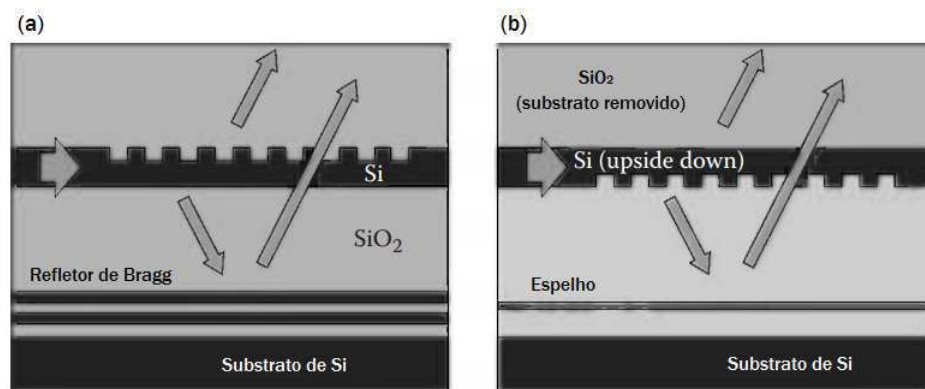


Figura 40 – (a) Refletor de Bragg e (b) Refletor inferior com técnica de inversão do acoplador.

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

**Otimização da sobreposição modal** O perfil lateral do modo base de um guia de onda largo de silício de alto contraste assemelha-se muito a um cosseno com caudas evanescentes muito pequenas, enquanto o perfil da fibra óptica se assemelha a uma distribuição gaussiana, com caudas mais extensas. Uma otimização na largura da guia de onda de silício pode fornecer uma sobreposição modal 1D de quase 100%.

Na direção longitudinal, entretanto, existe uma grande diferença entre o perfil de intensidade exponencial em decaimento no guia de ondas e o modo de fibra de tipo gaussiano. Como solução (VIVIEN E PAVESI, 2013) propõem que os primeiros dentes da grade espalhem minimamente, com maior parte da luz espalhada no centro e a luz restante difratada no final. O ajuste do espalhamento de cada dente individual pode ser realizado alterando a largura e a profundidade destes.

Assim, a eficiência de acoplamento pode ser melhorada otimizando as dimensões dos períodos individuais da estrutura da grade para alcançar melhor casamento modal (LI et. al, 2013), ou seja, para se alcançar um perfil de campo de forma gaussiana para casar com o modo da fibra óptica é necessária uma modificação no fator de preenchimento

– definido como a razão entre a largura da ranhura gravada,  $g$ , e o período da grade,  $\Lambda$  – para cada período da grade.

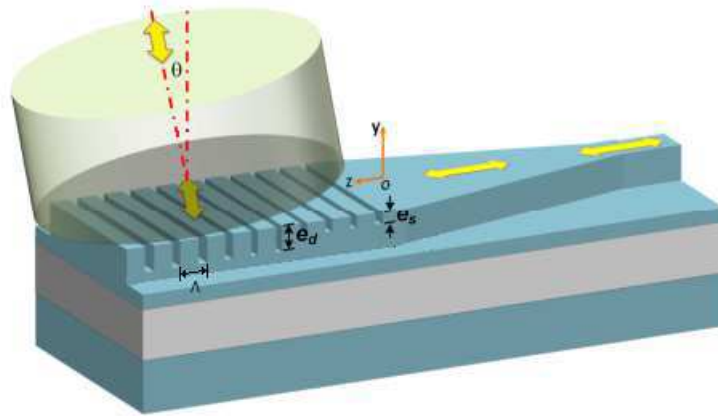


Figura 41 – Acoplador de grade acoplado a fibra monomodo com inclinação  $\theta$

Fonte: Li, 2013

#### 4.3.2.2.2 Acoplamento vertical

Um caminho simples para obter um acoplamento vertical eficaz é utilizar um acoplamento não vertical e subsequentemente reorientar a luz difratada na direção vertical.

#### 4.3.2.2.3 Polarização

As condições de Bragg a um dado comprimento de onda e ângulo só serão satisfeitas para uma única polarização, no entanto, para muitas aplicações, ambas as polarizações da fibra precisam ser acopladas ao mesmo tempo, e para permitir um circuito de diversidade de polarização, essas polarizações precisam ser fisicamente divididas em circuitos diferentes.

**Divisor de polarização 2D de acopladores de grade** Do ponto de vista de uma fibra orientada verticalmente, não há diferença entre as duas polarizações. Portanto, uma grade unidimensional orientada em um ângulo reto em relação ao acoplador de grade original acoplará a outra polarização da fibra. A sobreposição dos dois perfis de grade 1D resulta em uma grade 2D que pode ser modelado como uma matriz de buracos gravados.

Uma grade projetada para uma fibra perfeitamente vertical tem a desvantagem de introduzir reflexões indesejadas, motivo pelo qual opta-se por inclinar ligeiramente a fibra. Embora para uma grade 1D isto leve apenas a uma mudança na condição de Bragg, para uma grade 2D, também quebra a simetria entre as duas polarizações, introduzindo PDL no chip.

A fim de reduzir a PDL para um intervalo de comprimento de onda mais largo, é preciso usar furos mais complexos em vez de circulares. Isso reduzirá com êxito a PDL para um mínimo em toda a largura de banda.

**Divisor de polarização 1D de acopladores de grade** Como o índice efetivo para os modos TE e TM do guia de onda é diferente (o modo TM tem um índice efetivo menor), eles irão difracionar em um ângulo diferente para uma determinada grade e comprimento de onda. Assim, pode-se projetar a grade de modo que o ângulo do modo TE do guia de ondas seja positivo (acoplamento para frente) e o modo de guia de ondas TM seja negativo (acoplamento para trás), mas com o mesmo desvio da vertical. Uma desvantagem desta abordagem em comparação com a grade 2D é que é necessário um rotacionador de polarização adicional para obter polarizações idênticas nos dois guias de onda.

## 4.4 Elementos ativos em fotônica de silício e grafeno

### 4.4.1 Modulador óptico

Um modulador óptico é um dispositivo optoeletrônico que fornece um sinal óptico modulado na saída conduzido por um comando elétrico quando um feixe contínuo é fornecido na entrada, ou seja, tem a função de codificação de uma onda portadora óptica com um sinal elétrico de dados de alta velocidade.

Algumas figuras de mérito importantes são a taxa de extinção (ER – *Extinction Ratio*) que é a relação entre os estados ligado e desligado, a perda de inserção (IL – *Insertion Loss*) e profundidade de modulação (MD – *Modulation Depth*), dados por:

$$ER = 10 \log \frac{I_{max}}{I_{min}} \quad (4.3)$$

$$IL = 10 \log \frac{I_{max}}{I_0} \quad (4.4)$$

$$MD = 10 \log \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max}} \quad (4.5)$$

Esta modulação pode ser obtida através da variação do coeficiente de absorção (modulação direta da intensidade óptica) ou da variação no índice de refração (interferômetro integrado converte a modulação de fase em modulação de amplitude).

Um modulador de Mach-Zehnder baseado em interferometria (MZI) consiste em um guia de onda de entrada, um divisor, dois deslocadores de fase integrados no guia de ondas e um combinador de saída, conforme visto na figura 42a. A luz do laser entra

no modulador no ponto A e é dividida em dois feixes, passando pelos dois braços do MZM. No ponto B um sinal pode ser aplicado ao guia de onda para mudar seu índice de refração, alterando a velocidade efetiva da luz naquele ponto. Quando os dois feixes de luz são recombinados no ponto C, uma série de defasagens codificadas na luz levará a interferências que podem ser construtivas ou destrutivas entre os feixes. A figura 42b mostra a constelação resultante da modulação de fase realizada. Em um dado ciclo de *clock*, se um símbolo existe no lado esquerdo da constelação, não há diferença de fase entre os dois feixes e o receptor interpreta como um bit um. Analogamente, se um símbolo existe no lado direito da constelação então o receptor interpreta como um zero.

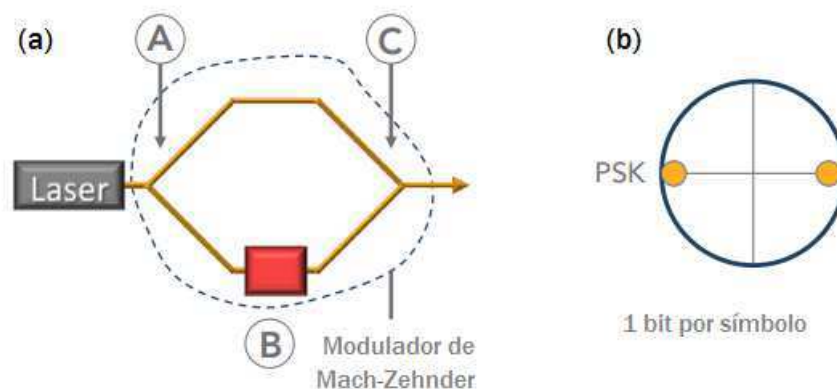


Figura 42 – Modulador Mach-Zehnder.

Fonte: *Infinera*, 2016

Para todos os moduladores baseados em variação do índice de refração o produto  $V_{\pi}L_{\pi}$  (produto entre o comprimento e a tensão necessários para obter um deslocamento de  $\pi$  radianos) pode ser utilizado para avaliar o desempenho dos deslocadores de fase: quanto menor o essa figura de mérito, melhor a eficiência do modulador em questão.

A última figura de mérito é a máxima taxa de dados do sinal óptico na saída do modulador.

#### 4.4.1.1 Mecanismos de eletrorefração

O interesse por mecanismos de deslocamento de fase com baixas perdas baseados em mudanças controladas do índice de refração no guia de onda de silício cristalino (c-Si) produzidas por um campo elétrico aplicado (E) ou por uma variação na concentração de portadores de carga ( $\Delta N$ ) levou ao estudo de diversos efeitos verificados no silício.

O índice de refração complexo pode ser escrito como  $n + jk$ , onde  $n$  é o índice convencional e a parte imaginária  $k$  é o coeficiente óptico de extinção que se relaciona



com  $\alpha$ , o coeficiente linear de absorção, pela relação

$$k = \frac{\alpha\lambda}{4\pi} \quad (4.6)$$

Onde  $\lambda$  é o comprimento de onda e  $n$  e  $k$  relacionam-se pelas relações de dispersão de Kramers-Kronig:

$$\Delta n(\omega) = (c/\pi)P \int_0^\infty \frac{\Delta\alpha(\omega')}{\omega'^2 - \omega^2} d\omega' \quad (4.7)$$

Assim, para conhecimento experimental obtido para a variação  $\Delta\alpha$  é possível calcular-se a mudança no índice  $\Delta n$ .

#### 4.4.1.1.1 Os efeitos Kerr e Franz-Keldysh

Ambos os efeitos são acionados por um campo elétrico aplicado ao invés do transporte de portadores de carga.

O índice de refração de um meio eletro-óptico é uma função  $n(E)$  do campo elétrico aplicado. Como essa função varia apenas ligeiramente com  $E$ , pode-se expandi-la em uma série de Taylor centrada em  $E = 0$  (SALEH E TEICH, 1991):

$$n(E) = n + a_1 E + \frac{1}{2} a_2 E^2 + \dots \quad (4.8)$$

Onde  $n = n(0)$ ,  $a_1 = \left. \frac{dn}{dE} \right|_{E=0}$  e  $a_2 = \left. \frac{d^2 n}{dE^2} \right|_{E=0}$ , que pode ser escrita convencionalmente em termos dos coeficientes eletro-ópticos  $r = -2a_1/n^3$  e  $s = -a_2/n^3$ :

$$n(E) = n - \frac{1}{2} r n^3 E - \frac{1}{2} s n^3 E^2 + \dots \quad (4.9)$$

Onde os termos de ordem maior que 3 podem ser desprezados.

Se o material possuir simetria central, como gases, líquidos e alguns cristais,  $n(E)$  deve ser uma função par simétrica uma vez que deve ser invariante à inversão de  $E$ . Assim, sua primeira derivada em  $E = 0$  desaparece e o coeficiente  $r$  vale zero, de modo que

$$n(E) = n - \frac{1}{2} s n^3 E^2 \quad (4.10)$$

Tal material é conhecido como um meio Kerr e o parâmetro  $s$  é o coeficiente de Kerr.

(SOREF E BENNETT, 1987) apresentam o efeito Kerr como um efeito puro de campo presente no silício levando a uma variação no índice de refração dada por:

$$\Delta n = -\frac{3e^2(n^2 - 1)E^2}{2nM^2\omega_0^4 x^2} \quad (4.11)$$

Onde  $e$  é a carga do elétron,  $n$  o índice de refração do material,  $M$  a massa efetiva,  $\omega_0$  a frequência de ressonância e  $x$  o deslocamento médio do oscilador.

O FKE por sua vez é utilizado tipicamente em um diodo de guia de onda PIN de Si polarizado reversamente onde o campo elétrico na região intrínseca serve para inclinar o diagrama de energia da banda de valência e da banda de condução ao longo da direção do campo.

(VIVIEN E PAVESI, 2013) mostram que a dependência de campo aproximada do efeito Franz-Keldysh é  $\Delta n \propto E^{2.5}$  enquanto que para o efeito Kerr é de  $\Delta n \propto E^2$ , o que mostra que o FKE no silício será mais forte que o efeito Kerr para campos de vários Volts por micrômetro. Não obstante, o silício cristalino puro não estriado não exibe efeito eletro-óptico linear (Pockels), e as mudanças no índice de refração devido ao efeito Franz-Keldysh e ao efeito Kerr são muito fracas (BARRIOS et. al, 2003), ou seja, devido às suas propriedades estruturais intrínsecas, o silício não exibe um efeito eletro-óptico útil que possa permitir a modulação da luz. No entanto, o que o torna um material óptico atraente é a sua transparência para os comprimentos de onda infravermelhos de comunicação e seu alto índice de refração que facilita a miniaturização de dispositivos fotônicos. Isto também permite um alto nível de confinamento de luz em guias de ondas nanométricos e fornece uma excelente base para fabricar dispositivos micro-ópticos.

#### 4.4.1.1.2 Modulação Termo-óptica

O efeito TO está relacionado com a expansão ou contração atômica dos materiais do grupo IV quando a temperatura do material é aumentada ou reduzida. Esse efeito volumétrico altera as energias de transição interbanda do sólido em vários pontos críticos que podem ser vistos como um encolhimento da banda de guarda, ou dilatação, que modifica o espectro de absorção do material. Assim, energias de fótons próximas à do gap da banda fundamental, haverá um efeito de termoabsorção, bem como termorretração, o bem conhecido efeito de TO: uma mudança no índice de refração por unidade de temperatura.

A resposta TO aumenta rapidamente próximo ao comprimento de onda do gap fundamental. Especificamente, o coeficiente termo-óptico  $\Delta n/\Delta T$  para Si cristalino a 20°C e  $\lambda = 1,55\mu m$  na gama de transparência ( $h\nu < E_g$ ) é  $\Delta n/\Delta T(Si) = 1,84 \times 10^{-4} \text{ } ^\circ C^{-1}$ .

Para fazer um modulador TO, pode-se deliberadamente aquecer o canal, ou o TO pode estar presente como um efeito secundário da modulação FCPD.

A atratividade do efeito TO decorre de sua simplicidade de construção do modulador, facilidade de integração com outros componentes no chip, alta estabilidade, baixo custo e baixa perda de inserção.

As desvantagens são duas: a velocidade é relativamente baixa (tempos de subida e descida de modulação medidos em microssegundos ou milissegundos), e a potência de

acionamento é elevada (vários miliwatts).

#### 4.4.1.1.3 Efeitos de Dispersão de Plasma de Portadores Livres (FCPD – *Free-Carrier Plasma Dispersion*)

Absorção óptica devido a portadores livres de carga no núcleo do guia de onda ocorre das transições entre as bandas de valência e condução de elétrons e/ou lacunas.

No material, tanto  $\Delta\alpha$  quanto  $\Delta n$  são proporcionais à mudança na concentração de elétrons livres  $\Delta N_e$  e/ou à mudança na concentração de lacunas livres  $\Delta N_h$ . Ao se aplicar tensões e correntes para modificar tais concentrações de elétrons e lacunas nas regiões espaciais do núcleo do guia de ondas por onde o sinal óptico é transmitido, são produzidos fenômenos de eletrorefração e eletroabsorção no núcleo conforme desejado para operação do dispositivo.

Se o núcleo de silício ou germânio for dopado com átomos de impurezas do tipo N ou P, os elétrons livres ou as lacunas livres provêm de impurezas ionizadas.

(VIVIEN E PAVESI, 2013) determinaram as relações da variação do índice de refração no núcleo de silício com as variações de  $N_e$  e  $N_h$  para os comprimentos de onda de 1300 nm e 1550 nm:

$$\Delta n = -(6,2 \times 10^{-22} \Delta N_e + 6,0 \times 10^{-18} (\Delta N_h)^{0.8}) \quad \text{para } \lambda = 1,3 \mu\text{m} \quad (4.12)$$

$$\Delta n = -(8,8 \times 10^{-22} \Delta N_e + 8,5 \times 10^{-18} (\Delta N_h)^{0.8}) \quad \text{para } \lambda = 1,3 \mu\text{m} \quad (4.13)$$

Onde as concentrações dos portadores são dadas em  $\text{cm}^{-3}$ .

Nesse contexto é importante ressaltar que a perda pela variação no coeficiente linear de absorção não é significativa quando  $\Delta N$  está no intervalo  $10^{17} - 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  sendo possível obter-se um compromisso entre  $\Delta n$  e  $\Delta\alpha$ .

O versátil mecanismo FCPD permite a construção de moduladores que empregam a injeção, depleção e a acumulação de portadores de carga e é, até agora, a melhor solução toda em silício para alcançar um rápido e eficiente modulador óptico em SOI (LIU et. al, 2008).

#### 4.4.1.2 Moduladores de silício baseados em variações das concentrações de portadores livres

O efeito da dispersão de plasma relaciona variações nas concentrações de elétrons e lacunas livres a variações no índice de refração e absorção. Tal alteração no índice de refração é empregada para produzir modulação de fase posteriormente convertida em modulação de intensidade através de uma estrutura interferométrica ou ressonante.

Controlar a densidade de portadores livres que interagem com a luz que se propaga no guia de ondas requer a implementação de uma estrutura elétrica que pode ser categorizada em um dos três tipos: injeção de portadores, depleção de portadores ou acumulação de portadores. O projeto para moduladores ópticos em silício de cada um desses tipos deve levar em conta o projeto de guia de onda monomodo, operação de grande largura de banda, elevada velocidade de modulação, taxa de extinção elevada, tamanho de dispositivo pequeno e baixo consumo de energia.

#### 4.4.1.2.1 Injeção de portadores de carga

Estruturas de injeção de portadores de carga são baseadas em um diodo PIN onde o guia de onda é formado na região intrínseca como pode ser visto na figura 43.

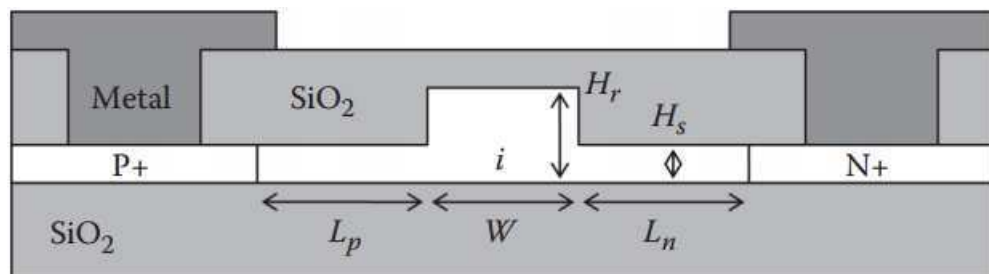


Figura 43 – Estrutura de diodo PIN de injeção de portadores de carga.

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

Quando o dispositivo está diretamente polarizado, elétrons e lacunas são injetados na região do guia de onda do dispositivo levando a uma redução no índice de refração e uma mudança na fase da luz que se propaga através do dispositivo.

Características como largura de banda da modulação, eficiência de fase e perdas ópticas são ditados pelo posicionamento e concentração de dopagem das regiões P<sup>+</sup> e N<sup>+</sup> assim como pela geometria do guia de ondas.

(VIVIEN E PAVESI, 2013) afirmam com base em pesquisas anteriores que dispositivos com três terminais, que têm um contato de um tipo de dopagem na parte superior do guia de ondas e dois do tipo de dopagem oposto na placa em ambos os lados do guia de ondas, são significativamente mais eficazes que os dispositivos com dois terminais. (GARDDES et. al, 2007) mostram que a velocidade de modulação é limitada pelas dimensões físicas do guia de onda que requer que os contatos resistivos (regiões altamente dopadas) estejam a apenas centenas de nanômetros de distância entre si para evitar uma grande limitação na largura de banda.

Todavia, os benefícios de se trazer os contatos elétricos mais próximos do guia de ondas, para otimizar a velocidade, ou da inclusão do terceiro contato no guia de

ondas devem ser considerados juntos a perda óptica adicional introduzida devido à maior interação da luz propagante com as regiões dopadas.

A figura 44 mostra o primeiro dispositivo a propor modulação de gigahertz no silício por Png et al.

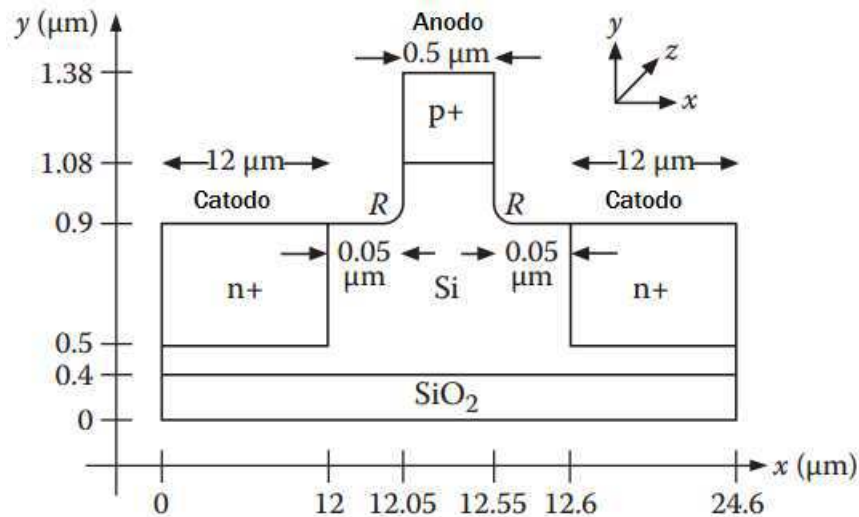


Figura 44 – Modulador em Si proposto para gigahertz.

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

No entanto, a largura de banda de modulação deste tipo de dispositivo é limitada pela vida útil do portador minoritário, que é relativamente longa em silício ( $ns$  ou  $\mu s$ ). Assim, como leva muito tempo para os elétrons livres e lacunas se recombinarem após a injeção, tal modulador é lento, com tipicamente  $500 MHz$  de largura de banda (DOERR, 2015).

Uma abordagem para superar a limitação de velocidade imposta pela vida útil dos portadores de carga minoritários é utilizar um sinal de condução de pré-ênfase que envolve moldar o sinal elétrico de acionamento de tal modo que a magnitude da tensão de acionamento seja maior nas mudanças de “0” para “1” ou de “1” para “0”. Isto permite que as transições de comutação sejam conduzidas com maior intensidade, atingindo taxas de  $10 Gb/s$  (LIU et. al, 2008). Pode-se ainda usar silício policristalino cujos defeitos (limites de grãos) reduzem efetivamente a vida útil dos portadores de carga do material (VIVIEN E PAVESI, 2013).

Para aumentar a velocidade sem a utilização de nenhuma técnica de acionamento especial, pode-se fazer uso de uma polarização inversa que pode aumentar a velocidade de extração dos portadores de carga e diminuir o tempo de subida como mostrado na figura 45 (LIU et. al, 2008), modulando o diodo PIN entre os estados diretamente polarizado (ligado) e reversamente polarizado (desligado).

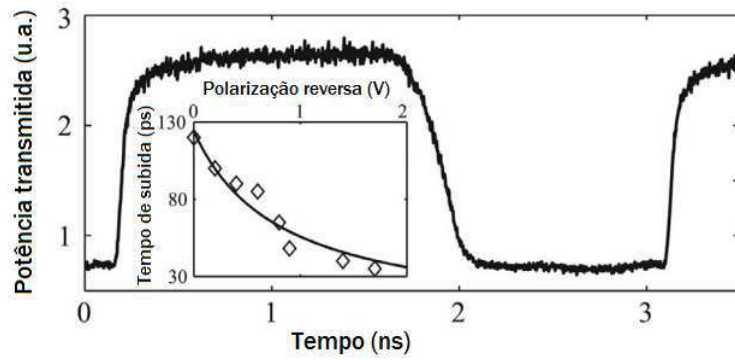


Figura 45 – Resposta óptica de um modulador sob onda quadrada com tempo de subida determinado pela polarização reversa e tempo de descida pela polarização direta.

Fonte: Liu et. al, 2008

No entanto, a velocidade do dispositivo proposto é ainda limitada pelo tempo de queda muito mais lento, isto é, a velocidade de injeção de portadores. Na figura 46, é mostrada a forma de onda do sinal de acionamento elétrico e do sinal óptico correspondente para um padrão NRZ de 32 bits a uma taxa de bits de 2,73 Gbps (LIU et. al, 2008). Pode-se ver que a informação foi transferida para o feixe de laser de uma forma invertida pela modulação de intensidade através de mecanismo interferométrico já discutido. Essa técnica pode ser unida à utilização de um sinal de acionamento elétrico com pré-ênfase para reduzir a assimetria entre os tempos de subida e queda para aumentar a taxa de bits.

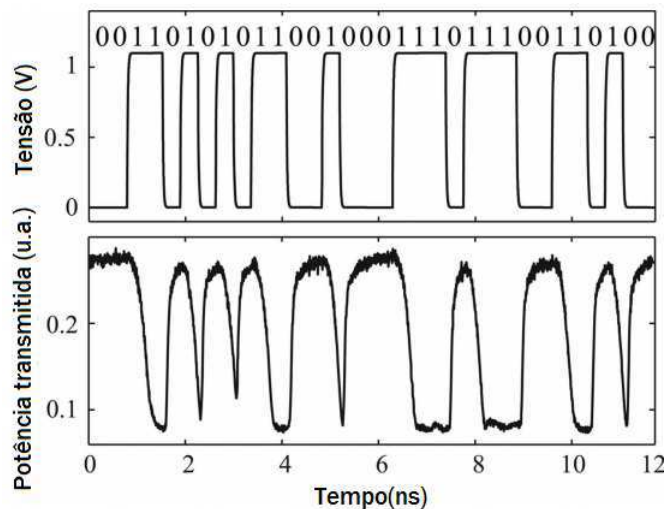


Figura 46 – Forma de onda de sinal NRZ de 32 bits aplicado no modulador e o sinal óptico correspondente.

Fonte: Liu et. al, 2008

#### 4.4.1.2.2 Acumulação de portadores de carga

Acumulação de portadores de carga pode ser visto como um método de se evitar técnicas limitadas pelo tempo de recombinação dos portadores minoritários. Estruturas desse tipo utilizam uma fina camada isolante (barreira) posicionada no guia de ondas de modo que quando o dispositivo é polarizado os portadores livres de carga se acumulem nos dois lados da barreira como o fazem na camada dielétrica de um capacitor. Essa acumulação reduz o índice de refração do silício causando modulação de fase. A espessura da camada de óxido quando aumentada reduz a capacitância do dispositivo levando a um melhor desempenho no quesito de velocidade, no entanto, reduz a eficiência de fase com a redução da densidade de portadoras. A estrutura é mostrada na figura 47.

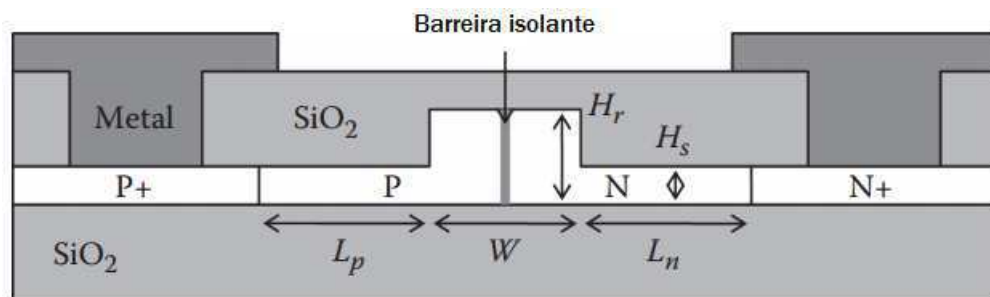


Figura 47 – Modulador em Si baseado em acumulação de portadores.

Fonte: Vivien e Pavesi, 2013

Uma vez que a alteração na densidade de portadores livres é mais localizada (em torno da barreira) do que nas estruturas de injeção de portadores, tais estruturas são muito mais eficientes à medida que as dimensões do dispositivo são reduzidas.

Os primeiros resultados experimentais de um modulador óptico de silício excedendo a barreira dos gigahertz foram obtidos pela *Intel Corporation* em 2004 com um dispositivo baseado em acumulação de portadores, chegando a 3GHz (largura de banda de 3 dB) com eficiência de fase de  $8 V \cdot cm$ .

Do ponto de vista do processo de fabricação, entretanto, a estrutura se torna mais complexa resultando em uma desvantagem, onde a formação da camada isolante no guia de ondas ao mesmo tempo em que se busca formar a totalidade da estrutura do guia de ondas no silício monocristalino – que tem baixa perda óptica e boas propriedades elétricas – se torna um desafio.

#### 4.4.1.2.3 Depleção de portadores de carga

Estruturas que empregam essa técnica são baseadas em junções PN reversamente polarizadas conforme mostra a figura 48. A junção PN situa-se na região com a qual

interage o sinal óptico propagante e quando esta é reversamente polarizada, leva a um aumento na camada de depleção reduzindo assim a densidade de portadores livres no guia de onda e aumentando o índice de refração (SOREF E BENNETT, 1987). Tais estruturas apresentam respostas muito mais rápidas (na ordem de picosegundos) que aquelas baseadas em injeção de portadores.

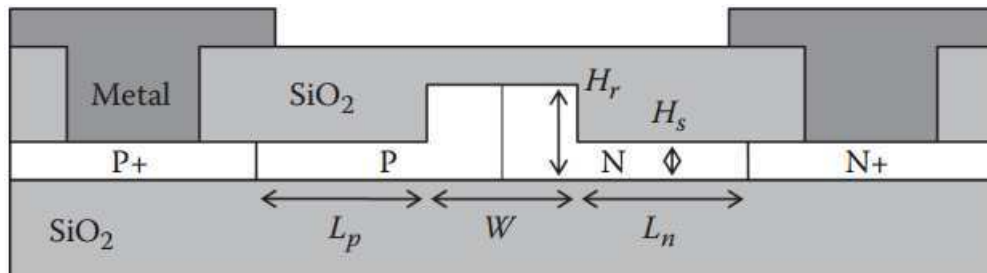


Figura 48 – Modulador em Si baseado em depleção de portadores.

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

Assim como os dispositivos baseados em acumulação de portadores, a região onde a mudança na densidade de portadores de carga livres ocorre é localizada.

Para obter uma grande eficiência de modulação, é necessária a sobreposição máxima do modo óptico com a região do dispositivo que se torna de depleção durante a aplicação de uma polarização reversa. Aumentar as concentrações de dopagem das regiões de tipo p e n também aumentará a largura de banda de modulação bem como a eficiência de modulação à custa do aumento da perda óptica.

(SOREF E BENNETT, 1987) concluíram que a modulação por lacunas livres fornece uma mudança maior no índice de refração e menor absorção óptica em comparação com a modulação por elétrons livres. Por esta razão, as regiões dopadas no interior do guia de ondas são frequentemente posicionadas de tal modo que haja menos interação com o dopante de tipo-n, como pode ser visto na figura 49, que mostra um modulador baseado em depleção de portadores com um diodo “PIPIN”. O guia de onda apresenta apenas uma faixa dopada tipo-p, fabricada verticalmente no centro do guia de onda e uma faixa tipo-n na extremidade. Quando o diodo é reversamente polarizado, a faixa p, no núcleo do modo óptico, passa a ser a camada de depleção. Com esse projeto, é possível obter baixas perdas ópticas, elevada eficiência de fase e largura de banda de modulação da ordem de 10 GHz.

Em 2011, estruturas de moduladores baseados em depleção de portadores, conforme esquema mostrado na figura 50, relataram melhores resultados demonstrando modulação de 40 Gbit/s.

Observando-se, assim, que o desempenho do dispositivo melhorou drasticamente com várias demonstrações de modulação em silício em 10 Gbit/s e até 40 Gbit/s. (GAR-



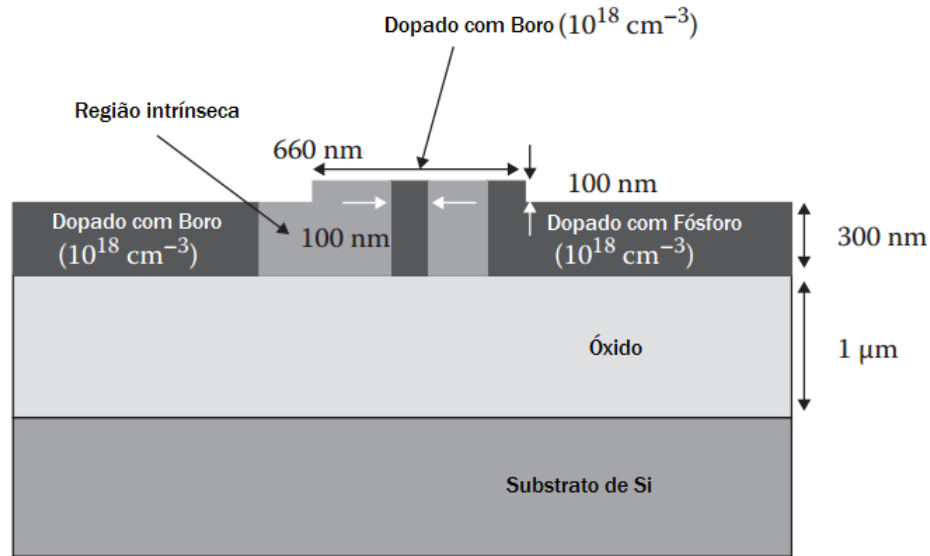


Figura 49 – Modulador em Si baseado em diodo “PIPIN”.

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

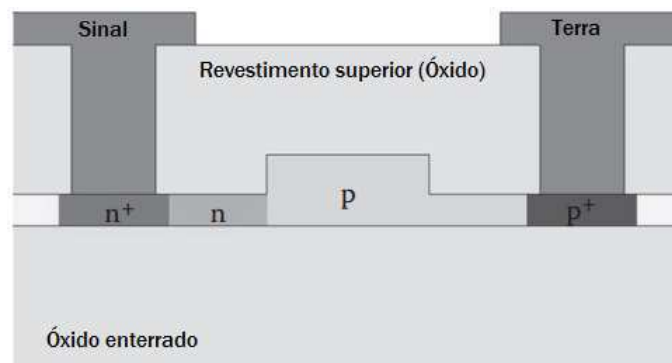


Figura 50 – Modulador óptico em Si baseado em depleção de portadores para 40 Gbit/s.

Fonte: Vivien e Pavese, 2013

DES et. al, 2007) afirmam que é esperada uma largura de banda intrínseca teórica para este tipo de modulador que exceda 50 GHz.

#### 4.4.1.3 Moduladores de grafeno

A área dos moduladores baseados em silício são da ordem de milímetros quadrados devido às fracas propriedades eletro-ópticas do silício. Com o objetivo de melhorar a velocidade de modulação, reduzir a área do modulador e seu consumo de energia, materiais do grupo III-V, germânio, polímeros e grafeno foram aplicados e incorporados aos moduladores baseados em silício para formar dispositivos híbridos.

Moduladores baseados em germânio e outros componentes têm problemas em serem integrados com as técnicas CMOS atuais. O grafeno – uma camada única de átomos

de carbono dispostos em uma rede hexagonal – cobre as necessidades de escala, velocidade e técnicas, de modo que a integração com grafeno pode melhorar o desempenho dos moduladores atuais, conforme posto pelo professor Andrea Ferrari do Centro de Grafeno de Cambridge e da *Graphene Flagship*: “O grafeno pode competir com o atual estado da arte produzindo dispositivos que podem ser feitos mais simples, mais baratos e trabalhar em diferentes comprimentos de onda.” e ainda acrescentou “o grafeno pode superar a tecnologia fotônica de silício em termos de consumo de energia. A *Graphene Flagship* está investigando muitos recursos em integração ao nível de pastilha [...]. Nós identificamos uma visão onde o grafeno é a espinha dorsal para a comunicação de dados, e planejamos ter um banco de telecomunicações capaz de transferir  $4 \times 28$  GB/s até 2018. [...] empresas como a Ericsson e Alcatel-Lucent juntaram-se à Flagship para ajudar no desenvolvimento” (GOYKHMANN, 2016).

A estrutura cristalina única fornece ao grafeno propriedades eletrônicas, ópticas, térmicas e mecânicas extraordinárias e, por isso, é esperado grande crescimento da utilização do grafeno na fotônica e eletrônica.

Para aplicações em moduladores ópticos, o grafeno possui algumas vantagens únicas (LUO et. al, 2015):

1. **Elevada velocidade de modulação:** mobilidade de portadores de carga de  $200.000 \text{ cm}^2/(V \cdot s)$  (entre as mais elevadas que se tem conhecimento) à temperatura ambiente, considerado, assim, uma base para os dispositivos eletrônicos/fotônicos ultrarápidos da próxima geração, uma vez que o nível de Fermi e, portanto, a absorção óptica do grafeno pode ser rapidamente modulada através do efeito de preenchimento de banda. Processos na ordem de picossegundos no grafeno como a geração e relaxação de fotoportadores oferecem ao grafeno a possibilidade de operar em centenas de gigahertz, dependendo da densidade de portadores e da qualidade do grafeno.
2. **Largura de banda óptica vasta:** devido a sua estrutura eletrônica única, o grafeno tem uma absorção constante de  $\pi\alpha = 2,293\%$  de comprimentos de onda visíveis ao infravermelho, cobrindo a largura de banda de comunicação por fibra óptica, tipicamente de  $1.300$  a  $1.600 \text{ nm}$ .
3. **Elevada absorção óptica:** considerando uma espessura de apenas um átomo, uma absorção óptica de  $2.3\%$  é aproximadamente 50 vezes maior que aquela de uma estrutura de GaAs de mesma espessura. O que significa que o grafeno tem o potencial para ser usado como meio ativo em um modulador de eletroabsorção óptico já que absorções mais elevadas ajudam a reduzir o tamanho do dispositivo.
4. **compatível com a tecnologia CMOS.**

#### 4.4.1.3.1 Modulador óptico de grafeno (GOM – *Graphene Optical Modulator*) eletro-óptico

Para o grafeno puro, os elétrons podem ser excitados com uma larga faixa de energias com apenas transição interbanda. A transmissão no grafeno puro é independente da frequência e é determinada apenas pela constante  $\alpha = 2\pi e^2/hc$  (onde  $e$  é a carga eletrônica,  $h$  é a constante de Planck e  $c$  a velocidade da luz no vácuo) (LUO et. al, 2015):

$$T \approx 1 - \pi\alpha \approx 0,977 \quad (4.14)$$

A transição óptica do grafeno pode ser determinada pelo nível de Fermi  $E_F$  (energia dos elétrons), controlado pela dopagem química ou pela aplicação de tensão elétrica.

Quando não há potencial químico ( $\mu = 0$ ), nenhuma transição intrabanda ocorre. Para  $|\mu| < h\omega/4\pi$  (dopado com material tipo n ou p), a transição óptica é dominada pela transição interbanda. Para dopagem n e p (correspondendo a tensões positivas e negativas, respectivamente) no grafeno, os fótons incidentes com energia menor que  $2E_F$  não podem ser absorvidos, isto ocorre porque os estados dos elétrons na banda de condução encontram-se preenchidos ou não há elétrons disponíveis na banda de valência para transição. Assim, se a luz incidente é fixa, ajustando eletricamente o nível de Fermi, transições interbanda podem ser “ligadas” e “desligadas”.

(LIU et. al, 2011) fizeram o primeiro modulador de eletroabsorção baseado em grafeno integrado ao guia de onda. A modulação pode ser alcançada pela ativação sintonizada do nível de Fermi de uma única camada de grafeno, como mostrado na figura 51.

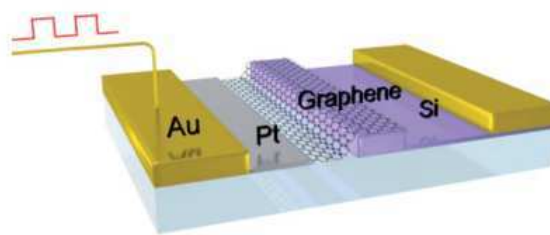


Figura 51 – Modulador óptico baseado em grafeno integrado ao guia de onda

Fonte: Liu et. al, 2011

Uma camada de silício de 50 nm de espessura é usada para conectar o guia de onda de silício de 250 nm de espessura a um dos eletrodos de ouro. Um espaçador de 7 nm de espessura de  $\text{Al}_2\text{O}_3$  é depositado uniformemente na superfície do guia de onda e uma folha de grafeno é mecanicamente transferida para o guia de onda de silício. Para reduzir a resistência de acesso do dispositivo, um eletrodo é estendido em direção ao guia de onda pela deposição de um filme de platina (10 nm) no topo da camada de grafeno.

A fina camada de platina e a extensão de platina exercem efeito desprezível no perfil do modo propagante. Para melhorar a eficiência de modulação por eletroabsorção, o guia de silício foi projetado para ter o campo elétrico maximizado nas superfícies superior e inferior de modo a maximizar as transições interbanda no grafeno.

Como o grafeno nessa estrutura apenas interage com o campo elétrico tangencial das ondas eletromagnéticas, o modulador de grafeno é sensível a polarização.

A transmissão de fótons de  $1,53 \mu\text{m}$  através do guia de onda para diferentes tensões de acionamento ( $V_D$ ) é mostrada na figura 52.

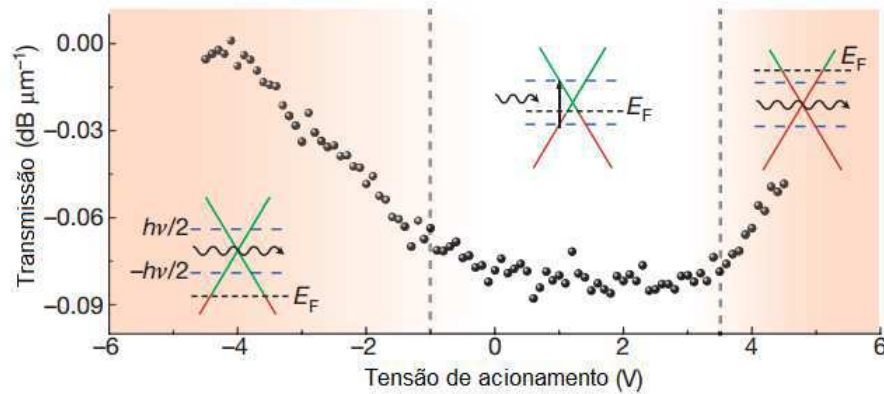


Figura 52 – Resposta eletro-óptica do modulador baseado em grafeno para diferentes tensões de acionamento.

Fonte: Liu et. al, 2011

Para baixas tensões de acionamento, ou seja, no intervalo de  $-1V$  a  $3,8V$  o nível de Fermi  $E_F(V_D)$  do grafeno está próximo ao ponto de Dirac ( $E_F(V_D) < h\nu_0/2$ ) e as transições interbanda ocorrem quando elétrons são excitados pelos fótons incidentes cuja energia é  $h\nu_0$ . Essas transições ocorrem da região ocupada por elétrons (em vermelho) para a região não-ocupada por elétrons (em verde). A absorção óptica do grafeno é, portanto, determinada pelo nível de Fermi, de modo que se uma tensão é aplicada entre o grafeno e o guia de onda, é possível ajustar tal nível e modular a transmissão.

Para tensões negativas ( $< -1V$ ), o nível de Fermi é reduzido abaixo do limite de transição ( $E_F(V_D) = h\nu_0/2$ ) levando a um acúmulo de cargas positivas de modo que deixam de existir elétrons disponíveis na banda de valência para transição interbanda, tornando o grafeno transparente.

Para tensões positivas acima de  $3,8V$ , por sua vez, todos os estados dos elétrons estão preenchidos e nenhuma transição interbanda é permitida.

Nos dois últimos casos a transmissão aumenta. A limitação dessa estrutura é dada pela resistência (da ordem de centenas de ohms) junto à capacitância (da ordem de déci-

mos de picofarads), resultando em um limite de operação da largura de banda em cerca de  $1\text{ GHz}$ . Uma profundidade de modulação de  $0,1\text{ dB}/\mu\text{m}$  e uma área de  $25\mu\text{m}^2$  foram obtidos.

Para um GOM com duas camadas de grafeno, como mostrado na figura 53, tem-se as duas camadas absorvendo ou sendo transparentes simultaneamente para a luz incidente, ou seja, ainda que os níveis de Fermi sejam diferentes quando elevadas tensões são aplicadas, ambas tendem a ser transparentes. Quando os níveis de Fermi estão próximos ao ponto de Dirac, ambas as camadas absorvem a luz incidente, o que resulta em maior profundidade de modulação ( $0,16\text{ dB}/\mu\text{m}$ ) comparável aos tradicionais moduladores de Si e GeSi.

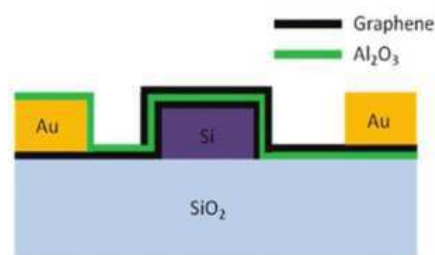


Figura 53 – GOM com dupla camada de grafeno.

Fonte: Luo et. al, 2015

**Estruturas avançadas para GOMs eletro-ópticos** Uma melhor profundidade de modulação resulta em menor área dos dispositivos além de melhor qualidade do sinal modulado. Esta pode ser obtida aumentando-se a tensão de pico-a-pico de acionamento, no entanto, esta solução eleva também o consumo de potência, o que é indesejável. Assim, uma opção mais eficiente é melhorar a interação entre grafeno e luz para melhor desempenho, ou seja, posicionar a camada de grafeno na localização do guia de onda na qual o campo elétrico é máximo. Com tal configuração pode ser obtida uma profundidade de modulação próxima a  $4\text{ dB}/\mu\text{m}$  (LUO et. al, 2015). No entanto, o processo de fabricação para implementar a camada de grafeno no centro do guia de ondas não é trivial.

Assim, uma maneira de evitar tais desafios de fabricação e ao mesmo tempo colocar as camadas de grafeno próximas ao máximo do campo elétrico é mostrada na figura 54. Um guia de ondas T-invertido de silício – projetado para formar uma distribuição de campo em seu interior em forma oval – é colocado no substrato cobrindo a dupla camada de grafeno, que é separada por um fino espaçador dielétrico formando um capacitor de placas paralelas. Para essa estrutura, obteve-se uma profundidade de modulação de  $5,05\text{ dB}/\mu\text{m}$  para o modo TM e  $0,29\text{ dB}/\mu\text{m}$  para o TE.

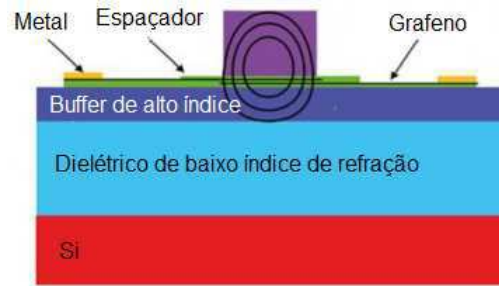


Figura 54 – GOM com dupla camada de grafeno otimizado para facilidade de implementação.

Fonte: Luo et. al, 2015

**Limite da constante RC em GOM eletro-óptico** O circuito eletrônico desse dispositivo pode ser visto como um filtro passa-baixa RC, com a frequência de corte determinada por  $f = 1/2\pi RC$ , onde R é a resistência série total e C a capacitância total entre eletrodos (LUO et. al, 2015x), que podem ser medidos através de um analisador de rede. Como já citado na seção 4.4.1.3.1, tal constante RC representa um gargalo eletrônico que limita a velocidade de modulação. Uma forma de se evitar tal limitação eletrônica é através do método completamente óptico.

#### 4.4.1.3.2 Modulador óptico de grafeno completamente óptico

Ainda que o potencial de taxa de modulação para o modulador de grafeno seja da ordem de centenas de gigahertz, a constante RC dos moduladores eletro-ópticos limitam essa taxa para cerca de 1 GHz. Assim, busca-se um modulador completamente óptico, onde luz seja utilizada para modular luz, evitando assim o gargalo eletrônico.

Uma propriedade dos materiais conhecida como absorção saturável onde a absorção da luz diminui a um estado permanente para uma intensidade de luz elevada o suficiente – acima de um valor limite conhecido como fluência de saturação (SANKAR E CHOWDARY, 2015) – é vastamente aplicada na geração de pulsos curtos de laser.

As transições ópticas interbandas ocorrem excitadas por uma luz de bombeio. O grafeno absorve a luz incidente independente do comprimento de onda. Em seguida, os fotoportadores gerados termicamente esfriam e redistribuem a distribuição de Fermi-Dirac. A recombinação de elétrons e lacunas e espalhamento de fônons acompanham tal redistribuição. Assim, as bandas de condução e valência são preenchidas por elétrons e lacunas, respectivamente.

Devido ao princípio da exclusão de Pauli, quando o bombeio de elétrons no estado excitado é mais rápido que a taxa com a qual eles relaxam, absorções posteriores são bloqueadas, atingindo uma saturação da absorção (SANKAR E CHOWDARY, 2015).

Isso ocorre porque nenhum elétron a mais pode ser excitado até que haja espaço para ele no estado excitado. Nesse caso, luz com menor energia que a luz de bombeio não é absorvida pelo grafeno. Ou seja, aumentar a intensidade da luz de bombeio pode limitar a absorção da luz portadora.

O primeiro modulador baseado em grafeno completamente óptico utilizou uma microfita coberta com grafeno em um substrato de  $\text{MgF}_2$ , conforme mostrado na figura 55.



Figura 55 – GOM completamente óptico.

Fonte: Luo et. al, 2015

O sinal de bombeio ( $1600 \text{ nm}$ ) e o da portadora ( $1550 \text{ nm}$ ) são transmitidos juntos através da microfibras e a intensidade da portadora varia com a luz de bombeio, como mostrado na figura 56. Uma profundidade de modulação de  $5 \text{ dB}$  é obtida com uma única camada de grafeno e de aproximadamente  $13 \text{ dB}$  para duas camadas.

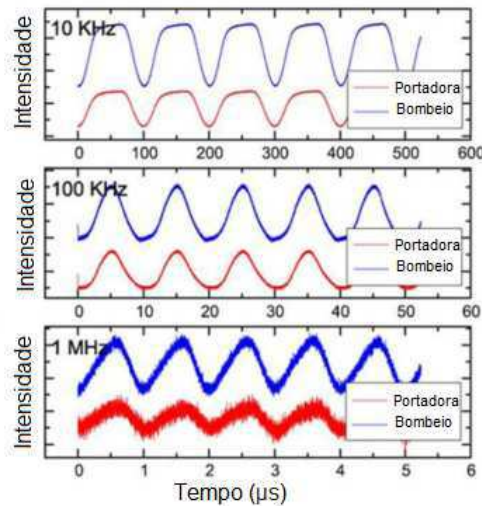


Figura 56 – Modulação da portadora pela luz de bombeio no GOM completamente óptico.

Fonte: Luo et. al, 2015

**Estruturas avançadas para GOM completamente ópticos** Um GOM completamente óptico prático ultra-rápido possui microfibras com capa de grafeno como mostra a figura 57.

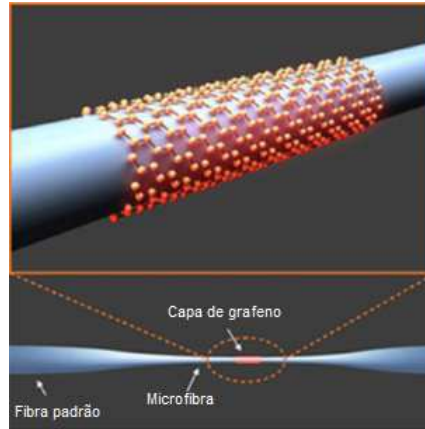


Figura 57 – GOM completamente óptico baseado em microfibras com capa de grafeno.

Fonte: Luo et. al, 2015

O tempo de relaxação associado com colisões entre portadores intrabanda e emissão de fônons nessa estrutura é da ordem de centenas de femtosegundos e o tempo associado com a relaxação interbanda dos elétrons é da ordem de picossegundos (BONACCORSO et. al, 2010), ambos os processos mostrados na figura 58, de modo que essa resposta ultrarrápida implica em um potencial deste modulador alcançar velocidades de modulação da ordem de  $200\text{ GHz}$  (LUO et. al, 2015), com uma profundidade de modulação de 38%.

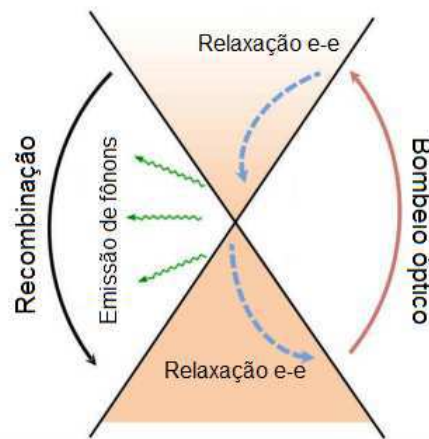


Figura 58 – Esquema de elétrons fotoexcitados no grafeno e possibilidades de mecanismos de relaxação.

Fonte: Bonaccorso et. al, 2010



## 4.5 Supercanais ópticos para taxas de 1 Tb/s em chips fotônicos

A primeira demonstração de um supercanal da ordem de terabits por segundo em um único chip a obter sucesso foi realizada no ano de 2014 pela *Infinera* e DANTE (*Delivery of Advanced Network Technology to Europe*) em um segmento ativo da rede de produção da GÉANT entre Budapeste, Hungria e Bratislava, República Eslovaca. Essa demonstração revelou como um único chip fotônico integrado pode habilitar uma capacidade de mais de 1 Tb/s em um único cartão de linha e um único conector de fibra.

Como Ethernet a 100 Gb/s vem tornando-se cada vez mais uma realidade comercial, a próxima questão lógica é o caminho de migração para o transporte de Ethernet de 1 Tb/s. No entanto, a velocidade de comutação eletrônica do CI de silício, bem como os dispositivos opto-eletrônicos não são capazes de avançar com rapidez suficiente para apoiar uma interface serial de 1 Tb/s. Assim, alguma forma de dividir o fluxo de 1 Tb/s em vários fluxos paralelos é a única opção viável para o futuro próximo.

Multiplexação Óptica por Divisão no Tempo (OTDM) é uma abordagem popular de dividir o canal de alta velocidade em taxas de bits menores no domínio do tempo. A figura 59 mostra o diagrama conceitual da arquitetura de multiplexação e demultiplexação de sistemas OTDM onde um sinal de 1,2 Tb/s é dividido em 12 janelas de 100 Gb/s.

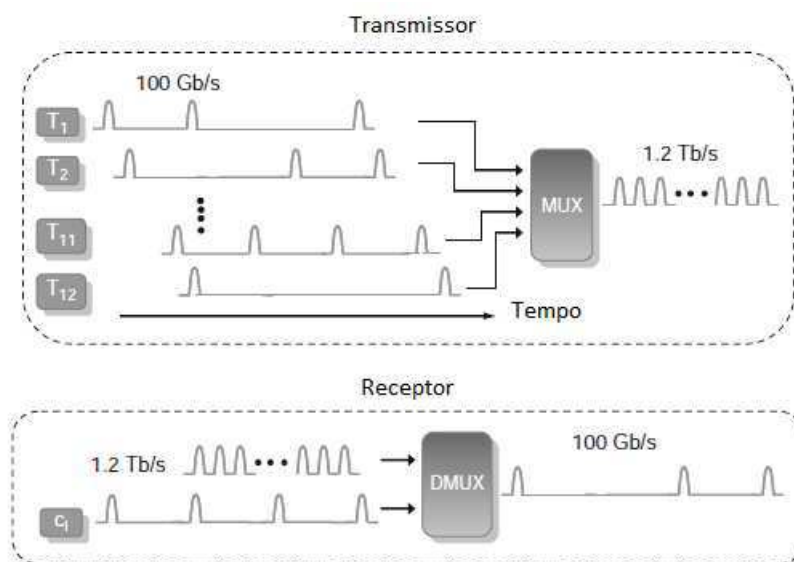


Figura 59 – Diagrama conceitual da arquitetura de multiplexação e demultiplexação de sistemas OTDM de 1Tb/s

Fonte: Shieh e Djordjevic, 2009

Houve experimentos de transmissão de Tb/s pioneiros empregando multiplexação óptica por divisão no tempo (OTDM). Mas existem três problemas principais que não foram resolvidos de forma satisfatória pela abordagem OTDM. Em primeiro lugar, OTDM

se baseia em um sincronismo temporal preciso para multiplexação e demultiplexação. Se OTDM é realizado no domínio óptico agora, ou talvez no domínio eletrônico no futuro, a precisão de temporização na ordem de femtosegundo é difícil, talvez impossível. Em segundo lugar, o alcance demonstrado de transmissão do sistema OTDM de Tb/s é limitado, devido à sua extrema sensibilidade à dispersão cromática e de polarização que solicita compensação óptica de alta ordem para qualquer dispersão, o que é dispendioso, se não impraticável. Em terceiro lugar, por causa do pulso curto empregado, é bastante questionável se a migração para sistemas em Tb/s baseados em OTDM irá levar a qualquer melhoria na eficiência espectral óptica.

Recentemente, CO-OFDM tem sido proposto e demonstrado como uma via alternativa promissora para transporte de Tb/s que possui uma alta eficiência espectral, a resiliência para a dispersão do canal. A figura 60 mostra a arquitetura de multiplexação e demultiplexação do CO-OFDM, onde 1,2 Tb/s é demultiplexado em 12 bandas no domínio da frequência.

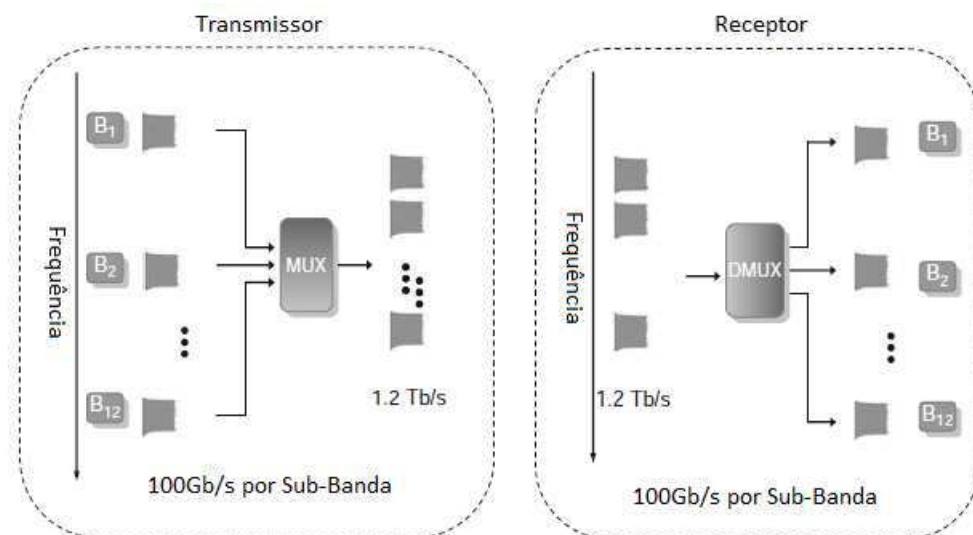


Figura 60 – Diagrama conceitual da arquitetura de multiplexação e demultiplexação de sistemas CO-OFDM de 1Tb/s.

Fonte: Shieh e Djordjevic, 2009

Usando este princípio, o esquema OBM foi proposto para subdividir o espectro OFDM em bandas sem sacrificar eficiência espectral e complexidade computacional. No entanto, migrar de 100 Gb/s para 1 Tb/s é bastante desafiador por que requer dez vezes mais bandas OFDM.

Uma abordagem baseada apenas no OBM-OFDM óptico implica muitos pares de transmissor e receptor ópticos coerentes, que é inviável devido ao elevado custo. Tornando-se, portanto, imperativo introduzir um processo de integração imediata na camada RF.

A figura 61 mostra o conceito de tal arquitetura de CI de três camadas para o sistema CO-OFDM de Tb/s.

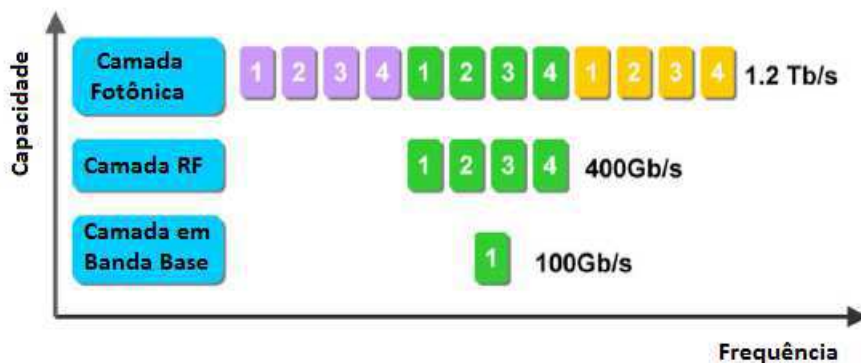


Figura 61 – Diagrama conceitual da hierarquia de três camadas do circuito integrado opto-eletrônico para transceptor de 1 Tb/s CO-OFDM.

Fonte: Shieh e Djordjevic, 2009

Existem três níveis de integração como segue:

1. Na camada de banda base, OFDM em banda base é gerado a  $100\text{ Gb/s}$ ;
2. Na camada RF, cada uma das quatro bandas base é multiplexada em uma portadora RF e combinada eletricamente em sinais RF a  $400\text{ Gb/s}$ ;
3. Na camada fotônica, o sinal advindo da camada RF irá modular três comprimentos de onda de fase travada e combiná-los opticamente em um sinal óptico de  $1,2\text{ Tb/s}$ .

As camadas RF e de banda base são idealmente implementadas em circuitos misturados CMOS ASICs, aproveitando os recentes progressos na tecnologia CMOS de ondas milimétricas. Os PICs na camada fotônica ou a integração de fotônica e CMOS é fundamental para tornar os supercanais da ordem de terabits uma realidade prática.

## 5 Considerações Finais

Neste trabalho, foi possível observar o estado da arte na área de comunicações ópticas: pares de PICs que integram todos os componentes ópticos, otimizando, assim, o uso de material e equipamento de teste, reduzindo o preço (pelo fato de não necessitar de ajustes mecânicos), a área e, por fim, o consumo de potência.

Dispositivos como os rotacionadores e divisores de polarização mostram-se de grande importância nos chips, uma vez que muitos componentes a serem integrados são sensíveis à polarização, tais como moduladores ou os próprios guias de onda (que apresentam elevadas diferenças nos índices efetivos para os modos TE e TM), motivo pelo qual os chips fotônicos são projetados para operação em uma única polarização ainda que, do ponto de vista da fibra, este pareça insensível a polarização.

Das configurações de acoplamento apresentadas percebe-se uma solução de compromisso entre praticidade de implementação e tamanho do componente: cones adiabáticos que permitem acoplamento na borda do chip precisam ser longos (além de se fazer necessário o roteamento dos guias de onda para a extremidade do chip) enquanto que os acopladores em grade são feitos mais compactos (e permitem, ainda, a manipulação da polarização no momento de acoplamento da luz da fibra óptica para o chip) embora exijam uma grade com ranhuras precisamente projetadas.

Os moduladores ópticos de silício, embora largamente utilizados, tratam-se de estruturas milimétricas devido às fracas propriedades eletro-ópticas desse elemento, razão pela qual o modulador baseado em grafeno está emergindo na atualidade como um dispositivo promissor para se alcançar taxas cada vez mais elevadas com menores áreas ocupadas nos chips.

Taxas da ordem de terabits por segundo, entretanto, são muito elevadas para a atual tecnologia opto-eletrônica de modo que é necessário dividir tal fluxo em três camadas (banda base, RF e fotônica) e, na camada fotônica, paralelizá-lo modulando três comprimentos de onda distintos, a serem combinados opticamente em um sinal OFDM de  $1,2 \text{ Tb/s}$ . O estado da arte nessa área são PICs funcionando a taxas tão elevadas quanto  $2,4 \text{ Tb/s}$  por chip, já disponibilizados comercialmente pela *Infinera Corporation*.

## 6 Referências

AGRAWAL, G. P. **“Sistemas de comunicação por fibra óptica”**. Tradução por José Rodolfo Souza. 4ª edição. Rio de Janeiro: Elsevier, 2014.

BARRIOS, C. A.; ALMEIDA, V. R.; PANEPUCCHI, R.; LIPSON, M. **“Electro-optic Modulation of Silicon-on-Insulator Submicrometer-Size Waveguide Devices”**. Journal of lightwave technology. Vol. 21, No. 10. Outubro de 2003.

BENNETT, G.. **“Coherent Technology – You Can’t Have Too Much of a Good Thing”**. Janeiro de 2014. Disponível em <<https://www.infinera.com/coherent-technology-you-cant-have-too-much-of-a-good-thing/>>. Acesso em 8 de janeiro de 2017.

BONACCORSO, F.; SUN, Z.; HASAN T.; FERRARI, A. C.. **“Graphene Photonics and Optoelectronics”**. University of Cambridge. Junho de 2010.

CAPUANO, M.. **“Photonic Integration One of the Hot Topics at OFC/NFOEC”**. Março de 2013. Disponível em <<https://www.infinera.com/photonic-integration-one-of-the-hot-topics-at-ofcnfoec/>>. Acesso em 8 de janeiro de 2017.

CHIQUITO, A. J.; LANCIOTTI, F.. **“O Transistor, 50 anos”**. Revista Brasileira de Ensino de Física, vol. 67. 1998.

DOERR, C. R. **“Silicon photonic integration in telecommunications”**. Aca-cia Communications, Hazlet, NJ, USA. 05 de agosto de 2015.

FU, Y.; YE, T.; TANG, W.; CHU, T.. **“Efficient adiabatic silicon-on-insulator waveguide taper”**. OSA, Photonics Research. Vol. 2, No. 3. Junho de 2014.

GARDES, F.; MASHANOVICH, G.; REED, G.. **“Evolution of optical modulation in silicon-on-insulator devices”**. SPIE. 2007.

GERSTEL, Ori; JINNO, Masahiko; LORD, Andrew; YOO, S. J. Ben. **“Elastic Optical Networking: A New Dawn for the Optical Layer?”**. IEEE Communications Magazine, Fevereiro de 2012.

GOYKHMANN, I.. **“A faster future: Graphene based optoelectronics”**. Material fornecido pela *Graphene Flagship*. Julho de 2016. Disponível em: <<https://www.sciencedaily.com/releases/2016/07/160706114900.htm>>. Acesso em 08 de fevereiro de 2017.

GRILICHES, E.. **“An Update on Photonic Integration”**. ACG Research. Setembro de 2011.

INFINERA CORPORATION. **“Coherent WDM Technologies”**. Estados Unidos. Sunnyvale, Califórnia, 2016.

INFINERA CORPORATION. “**Photonic Integration**”. Estados Unidos. Sunnyvale, Califórnia, 2015.

INFINERA CORPORATION. “**INFINITE CAPACITY ENGINE: Taking Optical Transport to the Next Level**”. Estados Unidos. Sunnyvale, Califórnia, 2016.

INFINERA CORPORATION. “**Super-Channels: DWDM Transmission at 100Gb/s and Beyond**”. Estados Unidos. Sunnyvale, Califórnia, 2012.

LANGTON, Charan. “**Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) Tutorial**”. Disponível em <www.complextoreal.com>. Acesso em 21 de agosto de 2016.

Li, C.; ZHANG, H.; YU, M.; LO, G. Q.. “**CMOS-compatible high efficiency double-etched apodized waveguide grating coupler**”. OSA, OPTICS EXPRESS. Vol. 21, No. 7. Março de 2013.

LIU, L.; CAMPENHOUT, J. V., ROELKENS, G.; SOREF, R. A.; THOURHOUT, D. V.; ROJO-ROMEO, P.; REGRENY, P.; SEASSAL, C.; FÉDÉLI, J.; BAETS, R.. “**Carrier-injection-based electro-optic modulator on silicon-on-insulator with a heterogeneously integrated III-V microdisk cavity**”. Optics letters. Vol. 33, No. 21. Novembro de 2008.

LIU, M.; YIN, X.; ULIN-AVILA, E.; GENG, B.; ZENTGRAF, T.; JU, L.; WANG, F.; ZHANG, X.. “**A graphene-based broadband optical modulator**”. Nature, vol. 474. Junho de 2011.

LUÍS, M.. “**Geração e Amplificação em Sistemas de Fibra Óptica**”. Dissertação de Mestrado. Universidade Técnica de Lisboa. Julho de 2012.

LUO, S.; WANG, Y.; TONG, X.; WANG, Z.. “**Graphene-based optical modulators**”. Nanoscale Research Letters. 2015.

LUYSSAERT, B.; VANDERSTEEGEN, P.; BOGAERTS, W.; DUMON, P.; SANCHIS, P.; MARTI, J.; BAETS, R. “**A versatile optical spot-size converter design**”. Proceedings of European Conference on Optical Communication. pp. 468–469. Estocolmo, 2004.

PINHO, P.; ROCHA, A.; PEREIRA, J.. “**Propagação guiada de ondas eletromagnéticas**”. Primeira edição - Rio de Janeiro: LTC. 2014.

PINTO, A.. “**Análise e Optimização de Sistemas de Comunicação Ópticos Baseados em Solitões**”. Tese de doutorado. Universidade de Aveiro. Portugal. 1999.

PROIETTI, R.; LIU, L.; SCOTT, R. P.; GUAN, B.; QIN, C.; SU, T.; GIANNONE, F.; YOO, S. J. B. “**3D Elastic Optical Networking in the Temporal, Spectral, and Spatial Domains**”. IEEE Communications Magazine, Fevereiro de 2015.

ROELKENS, G.; THOURHOUT, D. V.; BAETS, R.. “**High efficiency Silicon-**

**on-Insulator grating coupler based on a poly-Silicon overlay**". OSA, OPTICS EXPRESS. Vol. 14, No. 24. Novembro de 2006.

SALEH, B. E. A.; TEICH, M. C.. **"Fundamentals of Photonics"**. 2<sup>a</sup> edição. New York: Wiley. 2007.

SANKAR, M.; CHOWDARY, M.Revanth. **"On-chip Optical Communication Using Graphene"**. Journal of Engineering Research and Applications. Vol. 5. Maio de 2015.

SHIEH, W.; AMIN, A. A.; YANG, Q.. **"The Role of Photonics and Electronics for Terabit Optical Transport"**. OptoElectronics and Communications Conference Technical Digest. Julho de 2010.

SHIEH, W.; DJORDJEVIC, I.. **"Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Optical Communications"**. Elsevier, 1<sup>a</sup> edição, 2009.

SOREF, R. A.; BENNETT, B. R. **"Electrooptical Effects in Silicon"**. IEEE Journal of quantum electronics. Vol. QE-23, No. 1. Janeiro de 1987.

VIVIEN, L.; PAVESI, L.. **"Handbook of Silicon Photonics"**. Boca Raton: Taylor & Francis, 2013.

YAMADA, K.; LIU, J.; BABA, T.; VIVIEN, L.; XU, D.. **"Photonic Integration and Photonics-Electronics Convergence on Silicon Plataform"**. Frontiers in Materials and Frontiers in Physics. Suíça. Outubro de 2015.

ZHANG, J.; ZHANG, H.; CHEN, S.; YU, M.; LO, G.; KWONG, D.. **"A tunable polarization diversity silicon photonics filter"**. OSA, OPTICS EXPRESS. Vol. 19, No. 14. Junho de 2011.