

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



FPGA like photonic processor chip for RF filtering

Tiago Sousa

Versão final

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e Computadores
Ramo Telecomunicações, Eletrónica e Computadores

Orientador: Henrique Salgado
Co-orientador: Bilal Hussain

Julho de 2021

Resumo

Este projeto teve em vista uma prova de conceito de uma tecnologia inovadora que foi recentemente criada, usando para isso componentes fotônicos de uma *foundry*, com vista à construção do *chip*. Para os testes do *chip* foi usado o *software* Lumerical, com vista à verificação das suas funcionalidades e as suas capacidades.

O dimensionamento do *chip* é feito passo a passo, através de uma abordagem prática de teste, com o intuito de alcançar a funcionalidade de cada bloco constituinte do *chip* primeiro, e do sistema por último.

O *chip* destina-se a ser usado para filtros de sinais RF, sendo a sua frequência central do filtro e a sua largura ajustável através da correta configuração de vários sinais de entrada.

Abstract

This project is aimed as a proof of concept of an innovative technology that was recently created, using for this purpose photonic components of a foundry for this purpose, in view of the goal of the construction of the chip. For the chip tests, the Lumerical software was used, in order to verify its functionalities and capabilities.

The project of the chip is done step by step, through a practical test approach, in order to achieve the functionality of each constituent block of the chip first, and of the system after. The chip is intended to be used for RF signal filters, the central frequency of the filter as well as the width are adjustable through the correct configuration of several input signals.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao Prof. Dr. Henrique Salgado pela orientação, disponibilidade e apoio ao longo de todo o trabalho.

Gostaria de agradecer ao INESC Porto pela oportunidade de desenvolver este trabalho.

Gostaria de agradecer ao Dr. Bilal Hussain pela partilha de conhecimento.

Gostaria de agradecer à minha família pelo apoio ao longo deste trajeto.

Conteúdo

Resumo.....	i
<i>Abstract</i>.....	iii
Agradecimentos	v
Índice.....	vii
Lista de figuras	xi
Lista de tabelas	xxi
Abreviaturas e Símbolos.....	xxiii
Capítulo 1	1
Introdução	1
1.1 - Contexto e motivação	1
1.2 - Objetivos	2
1.3 - Estrutura do relatório	3
Capítulo 2	5
Estado da Arte	5
2.1 - Conceitos Básicos	5
2.1.1 - <i>Bulk Beamsplitters</i>	5
2.1.2 - <i>Phase Shifters</i>	6
2.1.3 - <i>Integrated Couplers</i>	7
2.1.3.1 - <i>Directional Couplers</i>	7
2.1.3.2 - <i>Multimode Interference (MMI) Couplers</i>	7
2.1.4 - <i>Tuneable Couplers (TCs)</i>	10
2.1.4.1 - <i>3dB Mach-Zehnder interferometer (MZI) TC</i>	10
2.1.4.2 - <i>Tunable Directional Coupler (TDC)</i>	10
2.1.5 - <i>Tunable Basic Unit (TBU)</i>	11
2.2 - <i>Reconfigurable Application-Specific Photonic Integrated Circuits (ASPICs)</i>	13
2.2.1 - Filtros	13
2.3 - Interferómetros multi-porto integrados	17
2.3.1 - Interferómetros triangulares	17

2.3.1.1 - Interferómetros triangulares integrados.....	18
2.3.2 - Interferómetros retangulares	19
2.3.2.1 - Interferómetros retangulares integrados	20
2.4 - Redes integrados de guias de onda.....	20
2.4.1 - Redes quadradas integradas de guias de onda	21
2.4.2 - Redes triangulares integradas de guias de onda	21
2.4.3 - Redes hexagonais integradas de guias de onda	22
2.4.4 - Implementação de filtros FIR usando malhas reconfiguráveis.....	22
2.4.5 - Implementação de filtros IIR usando malhas reconfiguráveis.....	23
2.5 - <i>Field Programmable Photonic Gate Arrays</i> (FPPGAs)	25
2.5.1 - Gates reversíveis e matrizes de rotação	26
2.5.2 - <i>Programmable Photonic Analogue Blocks</i> (PPABs)	28
2.5.3 - Interconexões fotônicas reconfiguráveis	30
2.5.4 - Implementação física e resultados experimentais	31
2.6 - Fotônica integrada programável aplicada a filtros de radio frequência (RF)	33
Capítulo 3	37
Especificação do <i>chip</i>	37
3.1 - Caracterização experimental dos componentes usados no <i>chip</i>	37
3.1.1 - Caracterização e teste dos guias de onda óticos.....	37
3.1.2 - Dimensionamento, caracterização e teste dos <i>directional coupler</i>	39
3.1.3 - Dimensionamento, caracterização e teste do <i>thermo-optic PS</i>	40
3.1.4 - Dimensionamento, caracterização e teste do MZM.....	41
Capítulo 4	51
Simulação e análise dos resultados	51
4.1 - Descrição dos vários testes progressivos incrementais ao sistema	51
4.1.1 - Teste do <i>Continuous Wave Laser</i> (CWL) e modulador	51
4.1.2 - Teste do CWL, modulador e fotodetector	53
4.1.3 - Teste do CWL, modulador, anel ressonante e fotodetector	56
4.2 - Teste do <i>chip</i> ótico completo, configuração rejeita-banda	65
4.3 - Teste do <i>chip</i> ótico completo, configuração passa-banda.....	78
Capítulo 5	79
<i>Layout</i> do <i>chip</i>	79
5.1 - Lista de componentes a usar e seu dimensionamento quando aplicável....	79
5.1.1 - Guias de onda.....	79
5.1.2 - <i>Bend</i> de entrada do chip.....	80
5.1.3 - <i>Array de grating couplers</i>	81
5.1.4 - <i>Directional Coupler</i>	81
5.1.5 - <i>Bend</i> do anel.....	82
5.1.6 - <i>Thermo optic phase shifter</i>	82
5.1.7 - Substrato.....	82
5.1.8 - Fotodetector.....	83
5.1.9 - Contato.....	83
5.1.10 - <i>Bond Pad</i>	84
5.1.11 - Resumo dos componentes e <i>layout</i> do projeto.....	84
Capítulo 6	89
Conclusão.....	89
6.1 - Trabalho desenvolvido.....	89
6.2 - Trabalho futuro.....	90
Anexo 1.....	91

Anexo 2.....	101
Referências	105

Lista de Figuras

Figura 1 - Diagrama exemplo esquemático de um dispositivo FPPA. O zoom refere o detalhe de um <i>Programmable Photonic Analog Block</i> [12].	3
Figura 2 - 4 Tipos de 2×2 unidades básicas PPAB consideradas e as conexões internas de sinal mostradas a linha tracejada [12].	3
Figura 3 - Representação do BS incluindo os campos de entrada e saída nas suas duas superfícies [1].	5
Figura 4 - Esquemático de um <i>Phase Shifter</i> integrado, onde um atuador colocado em cima do guia de onda cria uma alteração do índice de refração $n_{TE}(s)$ e com isso uma mudança de fase através do sinal de controlo [1].	6
Figura 5 - Representação de um DC composto por dois guias de ondas colocados em proximidade suficiente para que haja acoplamento dos campos evanescentes dos modos TE01 [1].	7
Figura 6 - Esquema genérico de um MMI coupler através um 2D <i>slab waveguide</i> (portos de entrada/saída não estão presentes) [1].	7
Figura 7 - Ação de um aparelho MMI de comprimento $L_{NM}=1$. A seção real do MMI contem N imagens da entrada real $f(x)$ na saída. Algumas imagens estão invertidas outras direitas [1].	8
Figura 8 - N×N MMI <i>coupler</i> com guias de acesso (a) pares (b) ímpares [1].	9
Figura 9 - 3dB MZI com os seus sinais de controlo [1].	10
Figura 10 - Esquema de um TDC [1].	11
Figura 11 - Esquema de um TC funcionando com um BBB de um circuito programável. O BUL é o resultado da soma do TC com os guias de onda de acesso, em arco [1].	11
Figura 12 - Fluxo de sinal para as várias configurações de estados presentes na TBU, <i>cross-state</i> , <i>bar-state</i> e TC, adaptado de [1].	11
Figura 13 - Caso particular de um MZI integrado balanceado baseado em TCs [1].	12
Figura 14 - Esquema genérico de filtro FIR fotónico em tempo discreto. (Cima) Abordagem tradicional baseada numa única fonte ótica e a combinação de vários	

atrasos de linha. (Baixo) Abordagem mais compacta baseada numa fonte ótica com vários comprimentos de onda e um único elemento dispersivo [1].	14
Figura 15 – Filtro InP-InGaAsP coerente micro-ondas integrado de primeira ordem publicado em [22] fornecendo um polo e um zero. (a) Configuração em cascata de várias células unitárias, implementando filtros de ordem mais elevada. (b) Configuração da célula unitária, (c) Exemplos de várias funções de transferência para configurações de um polo e um zero [1]. (SOA – <i>Semiconductor Optical Amplifier</i>)	15
Figura 16 - (a) Esquema de um filtro multiestágio InP com polos e zeros configuráveis. (b) Detalhe das formas ressonantes para diferentes configurações de parâmetros e correspondentes posições dos polos [23].	16
Figura 17 - (a cima) Filtro ótico de 2ª ordem fabricado, (a baixo) filtro de 5ª ordem. (b) Função de transferência dos filtros medida [24].	16
Figura 18 – (a) Implementação ótica de um <i>beamsplitter</i> ajustável. (b) Representação simbólica de um <i>layout</i> de um <i>beamsplitter</i> . (c) Implementação de uma matriz unitária 4×4 e esquema usando a decomposição triangular. (d) As cores representam a propagação de uma determinada entrada num dado porto [26].	18
Figura 19 - TBU contendo um <i>phase shifter</i> extra além do acoplador 3dB MZI ajustável. (a) <i>Phase shifter</i> depois do acoplador, (b) <i>Phase shifter</i> depois do acoplador [1].	18
Figura 20 - Interferómetros triangulares integrados. (a) – (b) U(4) com a sua implementação com MZI baseados em TBU. TBU a vermelho opera como <i>phase shifter</i> . (c) - (e) Implementações em diferentes materiais, publicados na literatura. (c) U(6) em sílica sobre sílica (em [30]), (d) U(8) em nitreto de silício e (e) U(4) em sílica (em [6]).	19
Figura 21 - Interferómetros integrados retangulares. (a) Desenho de um transformador U(9) [33]. (b) Desenho de implementação apropriado para circuitos óticos integrados recorrendo-se a 3dB-MZIs [31]. (c) Fotografia de três módulos de sílica sobre silício de interferómetros retangulares [34]. (d) Detalhes de um módulo individual mostrando 10 TBU paralelas [34].	20
Figura 22 – (a) Diferentes configurações de uma unidade primitiva. (b) Exemplo de uma rede de guias de onda [1].	21
Figura 23 - Exemplo de um programa de média complexidade com o recurso a uma rede com topologia de guias de onda quadradas. Da esquerda para a direita: <i>ring resonator</i> ótico, <i>delay line</i> e MZI não balanceado [1].	22
Figura 24 - Programação básica para a configuração de circuitos de média complexidade, usando rede de guias de onda com topologia triangular [1].	22
Figura 25 - Programação básica de circuitos de média complexidade usando rede com topologia hexagonal de guias de onda. Da esquerda para a direita, de cima para baixo: Cavidade ótica com 12 BULs, MZI com braços de comprimento 1 e 5, linha de atraso discreta de 9 BULs [1].	23
Figura 26 - Implementação de filtros FIR. (esquerda) implementação dos filtros na rede hexagonal, (direita) três filtros FIR MZI não balanceados (UMZI) implementados [1].	24

Figura 27 - Implementação de filtro FIR em cascata: (esquerda) usando a rede hexagonal (direita) dois diferentes filtros implementados, em cima filtro de 6ª ordem, em baixo filtro de 5ª ordem [1].	24
Figura 28 - Implementação de um filtro IIR com uma única cavidade. (esquerda) implementação dos filtros numa rede hexagonal. (direita) Três filtros objetivo, implementados com <i>optical ring resonators</i> (ORRs) [1].	25
Figura 29 - Exemplo de um aparelho FPPGA. A ampliação demonstra em detalhe o <i>Programmable Photonic Analog Block</i> (PPAB), o esquema retangular da matriz é apenas exemplificativo [12].	25
Figura 30 - Exemplo de uma gate reversível SWAP [37].	26
Figura 31 - Isomorfismo entre as matrizes de rotação 2×2 e os componentes integrados de guias de onda [1].	27
Figura 32 - Duas alternativas à implementação de matrizes unitárias programáveis 2×2.	28
Figura 33 - (a) Matriz 2D de gates G reversíveis. (b) Esquematização de como a concatenação da Gate G_{ij} fornece a possibilidade de implementar uma transformação unitária arbitrária no elemento ij [1].	28
Figura 34 - Quatro tipos de 2×2 unidades básicas PPABs demonstradas, assim como as suas ligações internas de sinal a linha tracejada [1].	29
Figura 35 - PPAB do tipo A com a representação dos campos óticos internos e externos nos seus portos, nas duas direções de propagação do sinal [12].	29
Figura 36 - Diferentes funcionalidades programadas para o PPAB tipo A, assim como a matriz de transmissão resultante [12].	30
Figura 37 - Operação combinada do PPAB e do RPI de modo a desempenharem um <i>phase shifter</i> . $\Delta = \Delta_{PPAB} + \Delta_{RPI}$. [12].	30
Figura 38 - Implementação na mesma matriz de: cavidade ótica (região sombreada a verde), interferómetro 3 dB <i>Mach-Zehnder</i> (região sombreada a laranja) e um 3×3 interferómetro multi-porto, <i>multiple input/multiple output</i> (MIMO) (região sombreada a azul) usando um FPPGA do tipo ABCC [12].	31
Figura 39 – (a) Esquema de um FPPA classe ABCC e, (b) a sua implementação através de uma rede de guias de onda hexagonal, (c) Implementação em <i>chip</i> de silício, (d) Implementação em <i>chip</i> de nitreto de silício [38].	32
Figura 40 - (a) Programação dos PPABs para implementar um MZI não balanceado, (b) circuito equivalente, (c) módulo da função de transferência, (d) fase da função de transferência para valores diferentes de K_1 e K_2 [1].	32
Figura 41 - (a) Programação dos PPABs para implementar um ressonador com duplo acoplador, cavidade em anel, (b) circuito equivalente, (c) módulo da função de transferência, (d) fase da função de transferência para valores diferentes de K_1 e K_2 [1].	33
Figura 42 - (a) Esquemático de uma rede de guias de onda M×N com conexões usando acopladores MZ. (b) Exemplo de várias topologias implementadas sobre essa rede [35].	34

Figura 43 - (a) Esquema e foto do chip fabricado com a tecnologia de guias de onda Si_3N_4 . (b) Quatro diferentes configurações criadas através da programação das fases dos elementos do <i>chip</i> , assim como a medida da correspondente resposta em frequência [35].	34
Figura 44 - Esquema do sistema fotônico de RF, assim como a ilustração do princípio para implementar o filtro RF (CW – <i>continuous wave</i> , LSB/USB – <i>low/upper sideband</i> , OC – <i>optical carrier</i> , PD – <i>photodetection</i>) [35].	35
Figura 45 - (a, b) Resposta em frequência assim como curva teórica da função de transferência de um filtro rejeita- banda e passa-banda respetivamente. (c, d) Demonstração do ajuste da frequência central do filtro [35].	35
Figura 46 - Esquema do sistema fotônico de RF (CW– <i>continuous wave</i> , PD– <i>phase detector</i> , RF– <i>radio frequency</i>) [35].	37
Figura 47 - Representação esquemática do guia de onda no <i>software</i> Lumerical Interconnect.	38
Figura 48 - Circuito de teste usado para extrair a atenuação do guia de onda usado neste trabalho.	38
Figura 49 - Representação esquemática do <i>directional coupler</i> usado neste trabalho, para a banda C, modelo DCCTE_WG_450_150_5.	39
Figura 50 - Esquema de teste usado para encontrar o comprimento de acoplamento (L_c) apropriado para garantir 50 % de acoplamento da potência ótica em cada um dos portos de saída.	39
Figura 51 - Distribuição de potência ótica no <i>directional coupler</i> , para um comprimento de acoplamento de 5.38 μm , para os dois portos de saída.	40
Figura 52 - Representação esquemática do <i>thermo optic phase shifter</i> usado neste trabalho, para a banda C, modelo SWGCTE_WGNPLUS_450_600_200K.	40
Figura 53 - Esquema de teste e ligação elétrica em paralelo, usado para ligar o <i>thermo optic phase shifter</i> e efetuar a sua caracterização de funcionamento.	41
Figura 54 - Estudo da variação de fase do <i>thermo optic phase shifter</i> SWGCTE_WGNPLUS_450_600_200K, com um comprimento do guia de onda de 200 μm .	41
Figura 55 - Esquema do circuito onde é testado um modulador MZ com PSs e <i>directional couplers</i> ideais.	42
Figura 56 - Resultados experimentais da caracterização do modulador MZ com <i>phase shifters</i> ideais.	44
Figura 57 - Esquema do circuito onde é testado um modulador MZ com <i>thermo optic PS</i> e <i>directional coupler</i> da <i>foundry</i> IMEC.	45
Figura 58 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 100 μm .	46
Figura 59 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 150 μm .	48
Figura 60 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 200 μm .	49

Figura 61 - Função de transferência para a intensidade ótica do sinal e campo ótico, em função da voltagem de polarização do MZM [43].	51
Figura 62 - Configuração de teste usada na determinação do ponto de quadratura do MZM.	52
Figura 63 - Potência ótica à saída do MZM em função do varrimento da tensão de polarização DC_1.	52
Figura 64 – Configuração com o CWL, MZM e sinal RF de entrada.	53
Figura 65 - Esquema da transmissão e polarização de um MZM.	53
Figura 66 - Esquema de teste com CWL, modulador, fotodíodo PIN e o sinal RF de entrada.	54
Figura 67 - Representação do sinal de entrada RF no analisador de espectros, 10 portadoras, 0.5 GHz de espaçamento e 20 GHz de frequência inicial.	55
Figura 68 - Representação do espectro ótico à saída do MZM obtido no OSA_1, após modulação ótica do sinal RF.	55
Figura 69 - Espectro elétrico obtido no RFSA_1 do sinal RF modulado, à saída do fotodetector PIN.	55
Figura 70 - Configuração de teste do anel ressonante em conjunto com o analisador de espectros ótico.	56
Figura 71 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC_13, para um MZM com um fator de acoplamento de 99/0 %.	57
Figura 72 - Resposta de fase e potência transmitida, para um fator de acoplamento do MZM de 99/0%, com V bias PS=20 V.	57
Figura 73 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC_13, para um MZM com um fator de acoplamento de 81.7/17.5 %.	58
Figura 74 - Resposta de fase e da potência transmitida, para um fator de acoplamento do MZM de 81.7/17.5%, com V bias PS=20 V.	58
Figura 75 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC_13, para um MZM com um fator de acoplamento de 60/38 %.	59
Figura 76 - Resposta de fase e potência transmitida, para um fator de acoplamento do MZM de 60/38%, com V bias PS=20 V.	59
Figura 77 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC_13, para um MZM com um fator de acoplamento de 50/49 %.	60
Figura 78 - Resposta de fase e potência transmitida, para um fator de acoplamento do MZM de 50/49%, com V bias PS=20 V.	60

Figura 79 - Estudo da resposta de potência do anel ressonante, com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC ₁₃ , para um MZM com um fator de acoplamento de 50/49 %.....	61
Figura 80 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC ₁₃ , para um MZM com um fator de acoplamento de 38/60 %.....	61
Figura 81 - Resposta de fase e potência transmitida, para um fator de acoplamento do MZM de 38/60%, com V bias PS=20 V.	62
Figura 82 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC ₁₃ , para um MZM com um fator de acoplamento de 24/75 %.....	62
Figura 83 - Resposta de fase e potência transmitida, para um fator de acoplamento do MZM de 24/75%, com V bias PS=20 V.	63
Figura 84 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC ₁₃ , para um MZM com um fator de acoplamento de 13/85 %.....	63
Figura 85 - Resposta de fase e potência transmitida, para um fator de acoplamento do MZM de 13/85%, com V bias PS=20 V.	64
Figura 86 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC ₁₃ , para um MZM com um fator de acoplamento de 0/99 %.....	64
Figura 87 - Medição do FSR do <i>chip</i> ótico, usando a configuração do MZM de 13-85%, quantificado em 142 GHz.	65
Figura 88 - <i>Chip</i> ótico implementado no <i>software</i> Lumerical Interconnect, usado para testes.	66
Figura 89 - Configuração de teste do <i>chip</i> ótico no <i>software</i> Lumerical Interconnect, sem atenuação de harmónios secundários, com ruído no fotodíodo PIN.....	66
Figura 90 - Configuração de teste do <i>chip</i> ótico no <i>software</i> Lumerical Interconnect, com atenuação de harmónios secundários e com o ruído no fotodíodo PIN desativado.	67
Figura 91 - Comparação do sinal ótico à entrada e à saída do <i>chip</i> , com $\Delta f_{RF} = 0$ GHz, a azul e verde respetivamente.....	67
Figura 92 - Sinal elétrico recuperado à saída do fotodíodo PIN, com o filtro desativado, $\Delta f_{RF} = 0$ GHz, para um sinal RF de entrada a 20 GHz, 20 portadoras espaçadas por 0.5 GHz.	67
Figura 93 - Estudo da atenuação do filtro do teste 1, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 7-12 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=7 GHz.....	69
Figura 94 - Resposta do filtro do teste 1, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=7 GHz, sinal RF entre 7 e 12 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.	69
Figura 95 - Estudo da atenuação do filtro do teste 2, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 10-15 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=10 GHz.	70

Figura 96 - Resposta do filtro do teste 2, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=10 GHz, sinal RF entre 10 e 15 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.....	70
Figura 97 - Estudo da atenuação do filtro do teste 3, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 15-20 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=15 GHz.....	71
Figura 98 - Resposta do filtro do teste 3, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=15 GHz, sinal RF entre 15 e 20 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.....	71
Figura 1 - Esquema do funcionamento do filtro do teste 3, com as respostas em fase de cada um dos anéis ressonantes sobrepostas.....	72
Figura 100 - Estudo da atenuação do filtro do teste 4, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 20-25 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=20 GHz.....	72
Figura 101 - Resposta do filtro do teste 4, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=20 GHz, sinal RF entre 20 e 25 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.....	73
Figura 102 - Estudo da atenuação do filtro do teste 5, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 25-30 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=25 GHz.....	73
Figura 103 - Resposta do filtro do teste 5, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=25 GHz, sinal RF entre 25 e 30 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.....	74
Figura 104 - Estudo da atenuação do filtro do teste 6, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 30-35 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=30 GHz.....	74
Figura 105 - Resposta do filtro do teste 6, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=30 GHz, sinal RF entre 30 e 35 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.....	75
Figura 106 - Estudo da atenuação do filtro do teste 7, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 35-40 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=35 GHz.....	75
Figura 107 - Resposta do filtro do teste 7, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=35 GHz, sinal RF entre 35 e 40 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.....	76
Figura 108 - Sistema de processamento de sinal usado para os testes da configuração passa-banda, antes do sinal entrar no <i>chip</i>	78
Figura 109 - <i>Layout</i> do guia de onda SWGCTE_WG_450 da <i>foundry</i> IMEC usado no <i>chip</i> , medidas do núcleo e bainha em μm	80
Figura 110 - <i>Layout</i> da <i>bend</i> de entrada no <i>chip</i> , com as medidas em μm	80
Figura 111 - <i>Layout</i> do <i>array</i> de <i>grating couplers</i> usado no <i>chip</i> , com as unidades em μm	81
Figura 112 - Esquema do <i>layout</i> de um <i>directional coupler</i> , L_c -comprimento de acoplamento.....	81
Figura 113 - <i>Layout</i> do <i>directional coupler</i> implementado no <i>chip</i> , dimensões em μm . ..	81
Figura 114 - <i>Bend</i> do anel ressonante implementado no <i>chip</i> , dimensões em μm	82

Figura 115 - <i>Layout</i> do <i>phase shifter</i> usado no <i>chip</i> , comprimento de 200 μm .	82
Figura 116 - <i>Layout</i> do substrato usado no <i>chip</i> , modelo TEMPLATE_5150_5150, unidades em μm .	82
Figura 117 - Representação do fotodetector de germânio no <i>software</i> Lumerical Interconnect.	83
Figura 118 - <i>Layout</i> do fotodetector de germânio modelo GPDCTE_GSLPINCFCWT_600_40000_450.	83
Figura 119 - <i>Layout</i> do contato elétrico fornecido pela <i>foundry</i> IMEC, medidas em μm .	83
Figura 120 - <i>Layout</i> do <i>bond pad</i> , modelo P_M1M2_80_60 fornecido pela <i>foundry</i> IMEC, medidas em μm .	84
Figura 121 - Vista geral do <i>chip</i> e do substrato.	85
Figura 122 – Pormenor do layout do <i>chip</i> , na zona de ligações elétricas com o exterior.	86
Figura 123 - Pormenor do <i>layout</i> do <i>chip</i> , na região dos dois anéis ressonantes e do fotodetector, à direita.	86
Figura 124 – Pormenor do <i>layout</i> do <i>chip</i> , na região de entrada do sinal ótico.	86
Figura 125 - Pormenor do <i>layout</i> do <i>chip</i> , na região do fotodetector.	87
Figura 126 - Zoom das ligações elétricas de um <i>phase shifter</i> .	87
Figura 127 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 500 μm .	92
Figura 128 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 1000 μm .	93
Figura 129 - Teste do MZM com um comprimento dos PS de 1500 μm .	95
Figura 130 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 2100 μm .	96
Figura 131 - Estudo da atenuação do filtro do teste 8, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 15-25 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{\text{RF}}=3$ GHz, f inicial=18 GHz.	101
Figura 132 - Resposta do filtro do teste 8, para $\Delta f_{\text{RF}}=3$ GHz, f inicial=18 GHz, sinal RF entre 15 e 25 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.	101
Figura 133 - Estudo da atenuação do filtro do teste 9, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 15-30 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{\text{RF}}=5$ GHz, f inicial=20 GHz.	102
Figura 134 - Resposta do filtro do teste 9, para $\Delta f_{\text{RF}}=5$ GHz, f inicial=20 GHz, sinal RF entre 15 e 30 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.	102
Figura 135 - Estudo da atenuação do filtro do teste 10, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 20-30 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{\text{RF}}=3$ GHz, f inicial=24 GHz.	102

Figura 136 - Resposta do filtro do teste 10, para $\Delta f_{RF}=3$ GHz, $f_{inicial}=24$ GHz, sinal RF entre 20 e 30 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.....	103
Figura 137 - Estudo da atenuação do filtro do teste 11, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 25-35 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=3$ GHz, $f_{inicial}=28$ GHz.....	103
Figura 138 - Resposta do filtro do teste 11, para $\Delta f_{RF}=3$ GHz, $f_{inicial}=28$ GHz, sinal RF entre 25 e 35 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.....	103
Figura 139 - Estudo da atenuação do filtro do teste 12, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 30-40 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=3$ GHz, $f_{inicial}=32$ GHz.....	104
Figura 140 - Resposta do filtro do teste 12, para $\Delta f_{RF}=3$ GHz, $f_{inicial}=32$ GHz, sinal RF entre 30 e 40 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.....	104

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Comparação entre ASIC e FPGA em termos de características básicas [1].	2
Tabela 2 – Estudo da divisão da potência ótica na saída, resultado do varrimento de fase no PS 2 do modulador MZ da Figura 55.	43
Tabela 3 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 100 μm	45
Tabela 4 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 150 μm	47
Tabela 5 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 200 μm	48
Tabela 6 - Resumo dos dados obtidos para as várias configurações do MZM, em relação à resposta de fase do anel, na frequência de ressonância.	65
Tabela 7 - Configuração usada nos testes 1-7 para $k_1=k_2$, no <i>chip</i> ótico, com k configurado para 13/85 % no MZM.	68
Tabela 8 - Configuração usada nos testes 2-7 para $k_1 \neq k_2$, no <i>chip</i> ótico, com k configurado para 13/85 % e 24/75% no MZM.	76
Tabela 9 - Resumo dos filtros obtidos com os testes 2-7 para $k_1 \neq k_2$, no <i>chip</i> ótico, com k configurado para 13/85 % e 24/75% no MZM.	77
Tabela 10 - Resumo dos filtros obtidos com os testes 2-7 para $k_1=k_2$, no <i>chip</i> ótico, com k configurado para 13/85 % no MZM.	77
Tabela 11 - Configuração usada nos testes 8-12 para $k_1=k_2$, no <i>chip</i> ótico, com k_1 e k_2 configurado para 13/85% no MZM.	77
Tabela 12 - Resumo dos filtros obtidos com os testes 8-12 para $k_1=k_2$, no <i>chip</i> ótico, com k configurado para 13/85 % no MZM.	78
Tabela 13 - Caracterização dos componentes usados no <i>layout</i> deste projeto.	84
Tabela 14 - Legenda das ligações elétricas dos <i>bond pads</i> e os componentes do <i>chip</i>	85
Tabela 15 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 500 μm	91
Tabela 16 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 1000 μm	92

Tabela 17 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 1500 μm	94
Tabela 18 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 2100 μm	95
Tabela 19 - Mapeamento da tensão de polarização na fonte de tensão DC ₁₃ da Figura 70, e o deslocamento da frequência de ressonância, em relação à portadora ótica, para uma configuração do MZM de 24-75% de distribuição de potência nos portos de saída, em relação à potência ótica inicial injetada.....	96
Tabela 20 - Mapeamento da tensão de polarização na fonte de tensão DC ₁₃ da Figura 70, e o deslocamento da frequência de ressonância, em relação à portadora ótica, para uma configuração do MZM de 13-85% de distribuição de potência nos portos de saída, em relação à potência ótica inicial injetada.....	98

Abreviaturas e Símbolos

ASPICs	<i>Application Specific Photonic Integrated Circuits</i>
APD	<i>Avalanche Photodiode</i>
BBBs	<i>Basic Building Blocks</i>
BS	<i>Bulk Beamsplitters</i>
BUD	<i>Basic Unit Delay</i>
BUL	<i>Basic Unit Length</i>
CG	<i>Carrier Generator</i>
CS	<i>Cross State</i>
CWL	<i>Continuous Wave Laser</i>
DC	<i>Directional Coupler</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FPPA	<i>Field-Programmable Photonic Array</i>
FPPGA	<i>Field Programmable Photonic Gate Array</i>
FSR	<i>Free Spectral Range</i>
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i>
IL	<i>Insertion Loss</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
MMI	<i>Multimode Interference</i>
MZ	<i>Mach-Zehnder</i>
MZI	<i>Mach-Zehnder interferometer</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder modulator</i>
PIP	<i>Programmable Integrated Photonics</i>
PM	<i>Phase Modulator</i>
PPAB	<i>Programmable Photonic Analog Block</i>
PS	<i>Phase-Shifter</i>

RF	Radio Frequência
RPI	<i>Reconfigurable Photonic Interconnect</i>
SOA	<i>Semiconductor Optical Amplifier</i>
TBU	<i>Tunable Basic Unit</i>
TC	<i>Tunable Coupler</i>
TDC	<i>Tunable Directional Coupler</i>

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo introdutório, irá ser apresentada uma breve análise dos problemas que esta dissertação visa tratar. Numa primeira parte, será apresentada o contexto em que este projeto se insere, assim como a motivação para o desenvolver. Por último, serão enumerados os objetivos que se pretende alcançar com esta dissertação.

1.1 Contexto e motivação

Field-Programmable Photonic Array (FPPA) assenta no mesmo modelo que o *Field Programmable Gate Array* (FPGA), só que no domínio ótico.

Programmable Integrated Photonics (PIP) tem como objetivo o projeto de configurações de *hardware* ótico integrado que permitem que, através de programação, seja possível implementar uma variedade de funcionalidades que podem desempenhar funções mais ou menos complexas em vários campos de aplicações. Neste caso é seguida uma abordagem diferente da usada em *Application Specific Photonic Integrated Circuits* (ASPICs), que tem dominado nas últimas décadas. O interesse nos PIP é impulsionado pelo crescimento do número de aplicações emergentes nos campos das telecomunicações, processamento de informação quântica, sensores e neuro fotónica, aplicações essas que irão requerer flexibilidade, configurabilidade, baixo custo e baixo consumo, de uma maneira similar à maneira como os FPGA se comportam no campo da eletrónica [1].

Sistemas reconfiguráveis são sistemas com características que podem ser ajustados, e reconfigurados de acordo com a necessidade dos seus utilizadores [2]. A reconfigurabilidade é agora comum nos componentes eletrónicos, circuitos, sistemas e dispositivos FPGA, essa mesma reconfigurabilidade nos sistemas é por vezes criticada por exigir *overhead*, o que pode reduzir o desempenho e aumentar a complexidade. Essas desvantagens devem ser ponderadas face às suas vantagens, quando se considera o seu uso particular numa aplicação ou campo.

A reconfigurabilidade nos sistemas traz um considerável número de benefícios, que podem ser resumidos em:

- a) Flexibilidade em alterar os recursos finitos: um sistema reconfigurável pode ser considerado como uma coleção finita de recursos, que pode ser alterado conforme a necessidade, conduzindo a vantagens devido à customização, redução de custos de engenharia, assim como de quebra de *stocks*, retificação de design ou atualização funcional de um sistema.

- b) Robustez e resiliência: a reconfigurabilidade resulta em sistemas que conseguem ser tolerantes a falhas assim como defeitos de fabrico, através do uso de recursos configuráveis, salvaguardando-se que existem recursos espaciais no sistema programável.
- c) Criação de sistemas num tempo mais curto: a reconfigurabilidade traz como vantagem a personalização rápida dos recursos, ultrapassando-se assim os longos ciclos de produção de sistemas dedicados ou *chips* [1].

PIP é um novo paradigma que tem como objetivo o projeto de configurações óticas integradas, de tal forma que, através da sua programação apropriada pode ser implementada uma variedade de funcionalidades, que podem assim ser de grande utilidade, com o recurso para isso, a sinais de controlo externos [1].

Na área da fotónica, a abordagem do PIP tem como objetivo providenciar uma abordagem complementar às do ASICs, que até agora tinham sido dominantes nos últimos anos, procurando as mesmas vantagens presentes nos FPGAs sobre os ASICs em eletrónica, mas agora no domínio ótico, Tabela 1

Tabela 1 - Comparação entre ASIC e FPGA em termos de características básicas [1].

	ASIC	FPGA
Tempo para Mercado	Lento	Rápido
Engenharia não recorrente	Muito elevado	Reduzido
Custo unitário	Reduzido	Médio
Fluxo de design	Complexo	Simples
Desempenho	Elevado	Médio
Flexibilidade/Versatilidade da Aplicação	Muito reduzido	Elevado
Consumo de Potência	Reduzido	Elevado
Tamanho	Reduzido	Médio

Uma área onde tem sido produzido trabalho considerável é o das tecnologias de informação quântica, onde os PIP podem abrir portas a *quantum gates* de larga escala assim como circuitos de amostragem de bósons baseados em transformações matriciais unitárias [3]–[5].

Já no campo das telecomunicações, PIP pode ser útil numa série de funcionalidades de processamento de sinal, tais como *mode converters* arbitrários [6], [7], dispositivos de interface de fibra *wireless* [8], assim como *broadband switches* [9], podendo também formar a base das interconexões entre computadores [10]. No campo dos sensores, PIP pode conduzir à criação de uma nova classe de dispositivos de medida programáveis [11], o que pode conduzir à sua integração, como um bloco constituinte na futura *Internet of Things* (IoT).

1.2 Objetivos

O trabalho a ser desenvolvido tem como o objetivo o projeto de um *chip* fotónico FPGA, de modo a assim ser possível a implementação de filtros RF. Este trabalho tem em vista a demonstração de conceito e demonstração das potencialidades desta tecnologia.

O tipo de rede que se tem em vista implementar está presente na Figura 1 [12]. Cada um dos *Programmable Photonic Analog Block* (PPAB) pode ser de quatro tipos (A-D), tal como representado na Figura 2 [12].

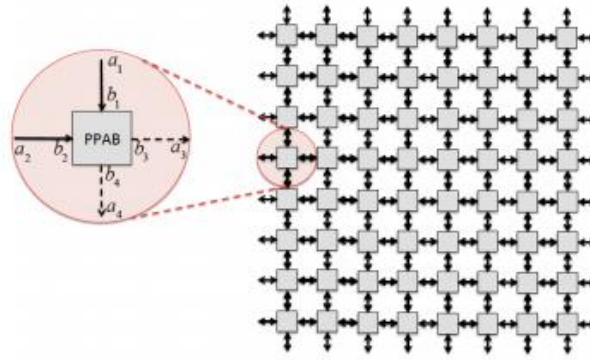


Figura 1 - Diagrama exemplo esquemático de um dispositivo FPPA. O zoom refere o detalhe de um Programmable Photonic Analog Block [12].

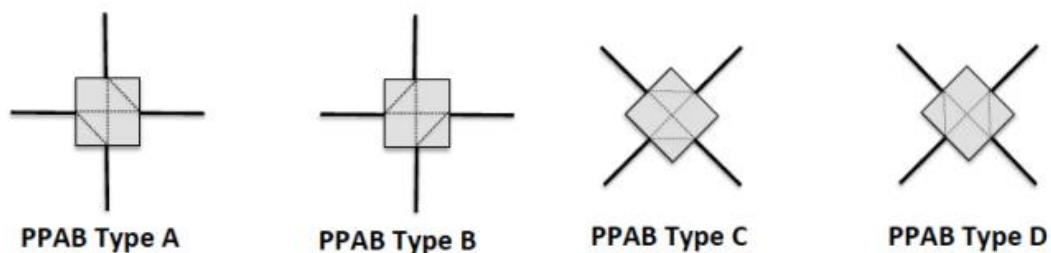


Figura 2 - 4 Tipos de 2×2 unidades básicas PPAB consideradas e as conexões internas de sinal mostradas a linha tracejada [12].

O funcionamento destes dispositivos será descrito com detalhe no próximo capítulo. Para isso será relevante indicar como eles são construídos, que tipos de ligações eles implementam e como eles podem ser controlados.

Neste projeto como foi referido, tem-se como objetivo a implementação de vários filtros RF de modo reconfigurável, e a caracterização dos mesmos.

1.3 Estrutura do relatório

Este trabalho está dividido em capítulos, tendo sido agrupada a informação comum para facilitar a leitura e a consulta.

O segundo capítulo deste trabalho, Estado de arte, contém informação referente ao estado atual de conhecimento da área desta tese, o terceiro capítulo, Especificação do *chip*, contém os requisitos do *chip*, neste capítulo é realizado o dimensionamento dos vários componentes individuais e os testes apropriados de modo que existam garantias que eles estão a realizar a função que é esperado deles.

O quarto capítulo, Simulação e análise dos resultados, testa incrementalmente o sistema até se chegar ao sistema final, é neste capítulo que são realizados os testes finais ao sistema.

O quinto capítulo, *Layout* do *chip*, acompanha passo a passo a construção e dimensionamento do *chip* com componentes fornecidos pela *foundry* IMEC, ou, quando não existentes, construídos de raiz, de acordo com as especificações determinadas no terceiro capítulo.

No sexto capítulo são enunciadas as conclusões do trabalho realizado e proposto o trabalho futuro, como continuidade do trabalho que foi até à data realizado.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1 Conceitos Básicos

Os *Programmable Integrated Photonics* (PIP) baseiam-se no projeto adequado de *Basic Building Blocks* (BBB), que deste modo permitam a execução de operações de processamento de sinal elementares e arquiteturas de *hardware* para a sua interconexão. Os BBBs mais populares propostos até à data, são baseados em componentes fotônicos ajustáveis 2×2 elementares, capazes de providenciar parametrização independente ao rácio de acoplamento de potência [1].

As principais tecnologias disponíveis para implementar os BBBs incluem *3dB Mach-Zehnder tunable coupler*, *directional coupler* e *beamsplitters* [1].

2.1.1 Bulk Beamsplitters

Os *Bulk Beamsplitters* (BS) na prática não são usados em circuitos integrados fotônicos, mas são frequentemente usados para descrever as suas funcionalidades, devido à sua semelhança funcional a acopladores integrados de guias de onda, Figura 3 [1].

A ação de BS pode ser descrita através dos coeficientes dos campos de reflexão e transmissão em cada face (r_{11} , t_{21} e r_{22} , t_{12} respetivamente):

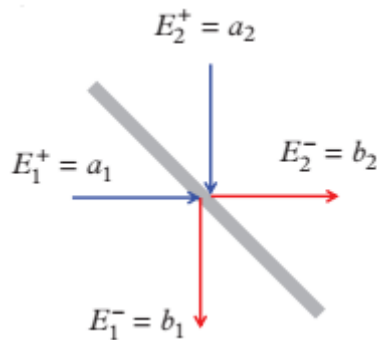


Figura 3 - Representação do BS incluindo os campos de entrada e saída nas suas duas superfícies [1].

$$E_1^- = r_{11} E_1^+ + t_{12} E_2^+, \quad (1)$$

$$E_2^- = t_{21} E_1^+ + r_{22} E_2^+ .$$

Deste modo a matriz de dispersão é:

$$S = \begin{pmatrix} r_{11} & t_{12} \\ t_{21} & r_{22} \end{pmatrix} . \quad (2)$$

Pela propriedade da reciprocidade, é requerido que S seja simétrica e assim temos:

$$t_{12} = t_{21} = t . \quad (3)$$

Se o BS não tem perdas então, de acordo com as últimas duas equações, temos que:

$$\begin{aligned} |r_{11}|^2 + |t|^2 &= 1, \\ |r_{22}|^2 + |t|^2 &= 1, \\ |r_{11}t| e^{j(\phi_{12} - \phi_{11})} + |r_{22}t| e^{j(\phi_{22} - \phi_{21})} &= 1. \end{aligned} \quad (4)$$

As primeiras duas equações acima implicam que:

$$|r_{11}|^2 = |r_{22}|^2 = |r|^2 = 1 - |t|^2 . \quad (5)$$

Consegue-se, através de estas condições chegar à equação da matriz de dispersão de um BS [1]:

$$S = \begin{pmatrix} r & jt \\ jt & r \end{pmatrix}; \quad t = \sqrt{1 - r^2} . \quad (6)$$

2.1.2 Phase Shifters

O desvio de fase num guia de onda depende do seu comprimento e da constante do modo de propagação [13], [14]. De uma maneira geral, a constante de propagação para um modo fundamental TE pode ser expressa em termos do seu índice efetivo de refração:

$$\beta_{TE} = \frac{2\pi n_{TE}}{\lambda} . \quad (7)$$

Qualquer alteração no valor de n_{TE} para um dado comprimento fixo do guia de onda, irá assim resultar numa alteração de fase. O valor de n_{TE} irá depender, entre outros fatores, da geometria do guia de onda, assim como também do índice de refração do núcleo e bainha n, valor esse que pode ser alterado através de vários mecanismos como a temperatura, injeção de corrente, efeitos eletro-óticos e mecanismos de stress entre outros.

Deste modo, através da aplicação de um sinal externo s sobre um dispositivo atuador apropriado de comprimento d em cima do topo de um guia de onda integrado, Figura 4, é assim possível alterar o índice de refração do material numa região localizada e deste modo alterar a constante de propagação de qualquer guia de onda e consequentemente de qualquer modo fundamental TE.

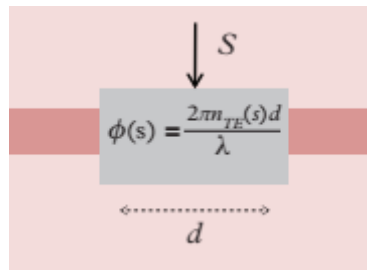


Figura 4 - Esquemático de um Phase Shifter integrado, onde um atuador colocado em cima do guia de onda cria uma alteração do índice de refração $n_{TE}(s)$ e com isso uma mudança de fase através do sinal de controlo [1].

Este tipo de atuador tem o nome de *Phase Shifter* ajustável, e constitui um bloco fundamental dos circuitos programáveis [1].

A matriz de dispersão de um *Phase Shifter* ajustável é dada pela expressão [1]:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j \frac{2\pi n_{TE}(s) d}{\lambda}} \\ e^{-j \frac{2\pi n_{TE}(s) d}{\lambda}} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j \phi(s)} \\ e^{-j \phi(s)} & 0 \end{pmatrix}. \quad (8)$$

2.1.3 Integrated Couplers

Os *Integrated Couplers* são blocos essenciais nos circuitos programáveis [7], sendo o funcionamento baseado no acoplamento entre modos propagando-se entre regiões localizadas específicas. Existem dois tipos de acopladores que são usados em fotônica integrada, o *Directional Coupler* (DC) [13][14] assim como o *Multimode Interference* (MMI) coupler [15].

2.1.3.1 Directional Couplers

Os DCs são baseados no acoplamento entre os campos evanescentes dos modos fundamentais em propagação nos dois guias de ondas colocados em proximidade, Figura 5.

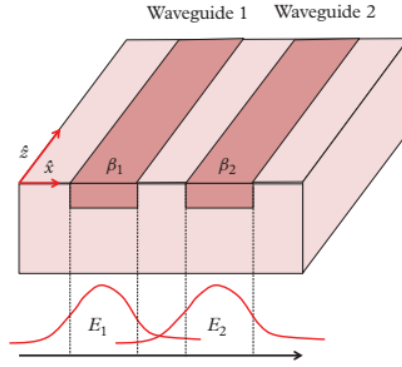


Figura 5 - Representação de um DC composto por dois guias de ondas colocados em proximidade suficiente para que haja acoplamento dos campos evanescentes dos modos TE01 [1].

Os DCs são construídos de modo que a onda lançada num guia de onda possa ser parcial ou totalmente transferida para o outro guia de onda, e vice-versa [1].

2.1.3.2 Multimode Interference (MMI) Couplers

Uma das mais comuns aplicações dos MMI couplers é o projeto de acopladores 3dB 2x2. Um MMI é implementado através de um guia de onda multimodo *step index*, com uma estrutura com comprimento L e largura W assim como um índice de refração n, Figura 6 [1].

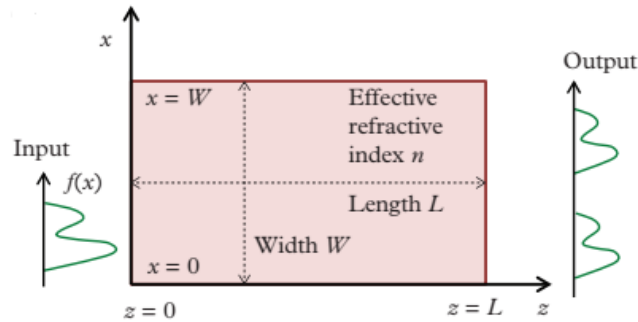


Figura 6 - Esquema genérico de um MMI coupler através um 2D slab waveguide (portos de entrada/saída não estão presentes) [1].

Quando o comprimento da região do MMI é de $z = L_N^M = 3 \left(\frac{M}{N} \right) L_c$, em que M e N são inteiros, primos entre si, este dispositivo produz N imagens do campo de entrada $f_{in}(x)$ na sua saída, neste caso temos então que:

$$f_{out}(x) = \sum_{i=0}^{\infty} c_i E_i(x) \exp \left[-j \beta_0 L_M^N + j \pi \frac{M}{N} i (i+2) \right], \quad (9)$$

e pode ser demonstrado que [1]:

$$\sum_{i=0}^{\infty} c_i E_i(x) \exp \left[-j \beta_0 L_M^N + j \pi \frac{M}{N} i (i+2) \right] = \frac{1}{C} \sum_{q=0}^{N-1} f_{in}(x - x_q) \exp \left[j \vartheta_q \right]. \quad (10)$$

Deste modo temos que o campo de saída será igual à soma das N imagens do campo de entrada com iguais amplitudes, numeradas por $q = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Temos então que as posições, fases e amplitudes comuns às imagens são dadas por:

$$x_q = (2q - N) \frac{M}{N} W,$$

$$\vartheta_q = q (N-q) \frac{M}{N} \pi,$$

$$C = \exp \left[j \beta_0 L_M^N + j \pi \frac{M}{N} \right] \sum_{q=0}^{N-1} \exp \left[j \pi \frac{M}{N} q (N-q) \right]. \quad (11)$$

De salientar que $|C| = \frac{1}{\sqrt{N}}$, para o caso de $M = 1$ temos na Figura 7 [1] um exemplo, para as equações acima referidas.

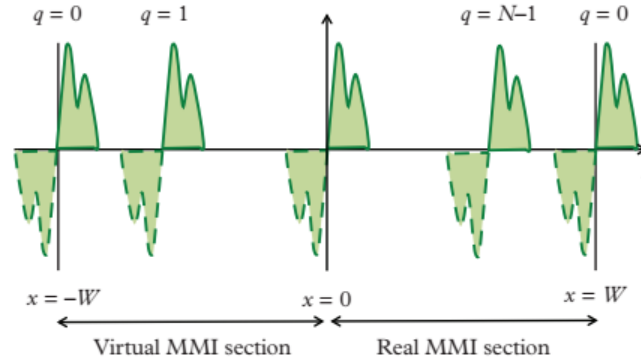


Figura 7 - Ação de um dispositivo MMI de comprimento $L_N^{M=1}$. A seção real do MMI contém N imagens da entrada real $f(x)$ na saída. Algumas imagens estão invertidas outras direitas [1].

De acordo com a Figura 7 [1], o dispositivo MMI de comprimento $L_N^{M=1}$ produz N vezes a imagem da função $f_{in}(x)$ na sua saída, dessas, 2N correspondem à entrada real da função $f(x)$ no intervalo $-W < x < W$, das quais metade das imagens estão invertidas e as restantes não. Por colocação adequada dos portos de saída, é possível então, dividir o sinal de entrada pelos portos de saída (acoplador).

Para um desenho apropriado, as imagens do campo na entrada não devem sofrer sobreposição no plano de saída e, além disso, devido a restrições de dimensões, a região do MMI deve a menor possível, daí que $M = 1$ é o valor mais indicado [1].

Para o projeto do acoplador MMI deve-se colocar um guia de onda de acesso, com uma distribuição espacial de luz restringida numa posição arbitrária no plano de entrada, de seguida, a Equação 11 é usada para se obter a localização das N saídas. De seguida, as posições dos restantes guias de onda de entrada que conduzem à mesma posição de saída são obtidas apenas através do uso do acoplador MMI ao contrário, Figura 8 [1], notando que a numeração dos portos está invertida no plano de saída [1].

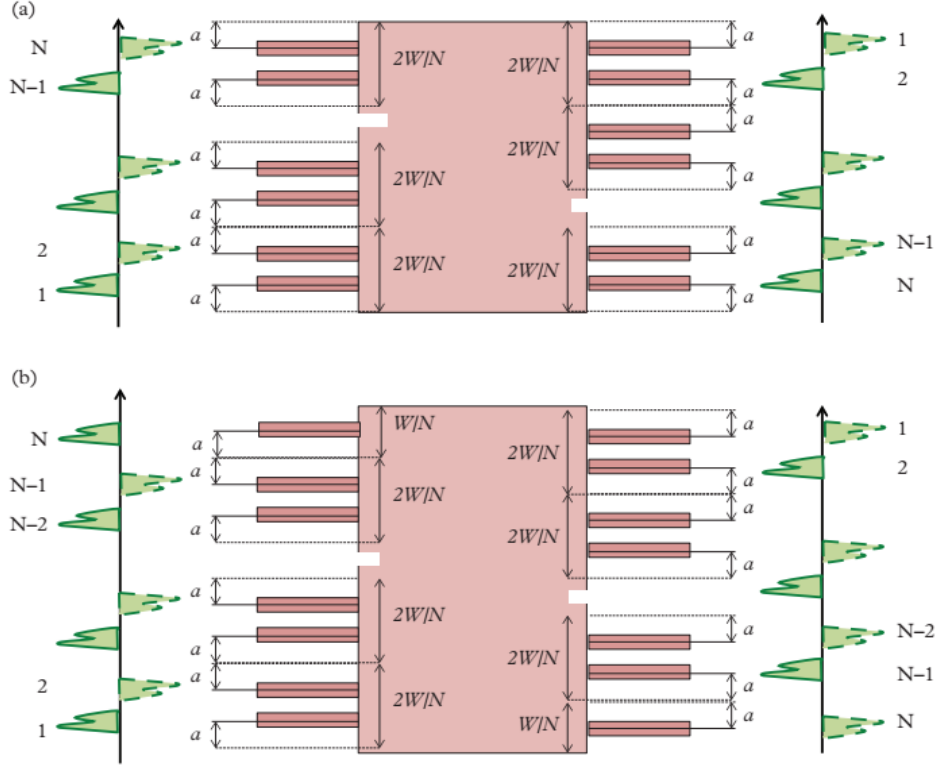


Figura 8 - $N \times N$ MMI coupler com guias de acesso (a) pares (b) ímpares [1].

Para um dado valor W e um valor fixo N , existe ainda um parâmetro adicional a , limitado por $0 < a < W/N$, para as posições de entrada e saída dos guias de onda. Se os portos de entrada e saída forem identificados como r e s , respetivamente, então as fases imagens do porto de entrada r para os portos de saídas s são dadas por [16]:

$$\begin{aligned}\vartheta_{rs} &= \vartheta_0 + \pi + \frac{\pi}{4N} (s - r) (2N - s + r) \quad r + s \text{ par} , \\ \vartheta_{rs} &= \vartheta_0 + \pi + \frac{\pi}{4N} (s - r) (2N - s - r + 1) \quad r + s \text{ ímpar} , \\ \vartheta_0 &= -\beta_0 L_N^{M=1} - \frac{\pi}{N} - \frac{\pi}{4} (N - 1) .\end{aligned}\tag{12}$$

Uma das aplicações mais frequentes no dispositivo MMI é no projeto de acopladores 3-dB 2×2 , para esta aplicação temos:

$$\begin{aligned}\vartheta_{11} &= \vartheta_{22} = \vartheta_0 + \pi , \\ \vartheta_{12} &= \vartheta_{21} = \vartheta_0 + \frac{\pi}{2} , \\ \vartheta_0 &= -\beta_0 L_N^{M=1} - \frac{3\pi}{4} ,\end{aligned}\tag{13}$$

assim como:

$$|C| = \sqrt{2} .\tag{14}$$

Devido ao fato da matriz de dispersão 4×4 ser composta por duas matrizes desacopladas, uma para cada direção de propagação, é assim possível, que uma dada direção seja definida, reduz-se a matriz 4×4 a uma matriz reduzida 2×2 [1] para cada direção de propagação:

$$S = \frac{j e^{j\vartheta_0}}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix} .\tag{15}$$

2.1.4 Tuneable Couplers (TCs)

Um 2x2 TC permite a definição independente do rácio de divisão de potência assim como o desvio comum de fase, através da aplicação de um sinal de controlo externo, sendo um constituinte essencial das unidades básicas, de acordo com os quais complexos circuitos fotónicos integrados programáveis são construídos. Existem dois tipos de TCs, os 3dB *Mach-Zehnder interferometer* (MZI) TC e o *Tunable Directional coupler* (TDC).

2.1.4.1 3dB Mach-Zehnder interferometer (MZI) TC

Um TC pode ser implementado através do uso de dois acopladores 3-dB de modo que assim é criado um interferómetro de Mach-Zehnder, onde cada braço incorpora um *Tunable Phase Shifter* Figura 9 [1].

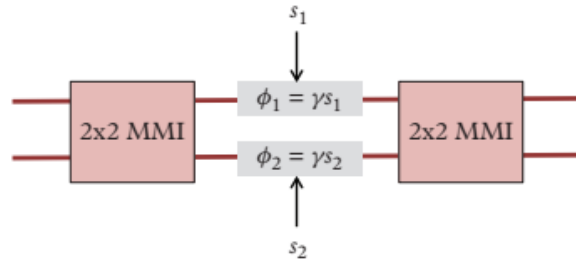


Figura 9 - 3dB MZI com os seus sinais de controlo [1].

Se se considerar MMI para os acopladores 3-dB a matriz de transmissão será:

$$T = \frac{j e^{j \vartheta_0}}{\sqrt{2}} \frac{j e^{j \vartheta_0}}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{-j \vartheta_1} & 0 \\ 0 & e^{-j \vartheta_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix},$$

$$\Leftrightarrow T = e^{j(2\vartheta_0 - \frac{\vartheta_1 + \vartheta_2 - 3\pi}{2})} \begin{pmatrix} \sin(\frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{2}) & \cos(\frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{2}) \\ \cos(\frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{2}) & -\sin(\frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{2}) \end{pmatrix}. \quad (16)$$

Se se assumir que os mecanismos que conduzem a uma mudança de fase em cada braço podem ser descritos por $\vartheta_i = \gamma s_i$, $i = 1, 2$, como na Figura 9, onde o γ é o coeficiente de transdução, então obtém-se para o desvio de fase Δ :

$$\Delta = 2\vartheta_0 - \frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{2} = 2\vartheta_0 + \frac{\gamma(s_1 + s_2)}{2},$$

$$\theta = \frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{2} = \frac{\gamma(s_2 - s_1)}{2}, \quad (17)$$

o que conduz a:

$$S = -j e^{j\Delta} \begin{pmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \cos \theta & -\sin \theta \end{pmatrix}, \quad (18)$$

que representa uma matriz de dispersão de um TC com uma constante de acoplamento $K = \cos^2 \theta$ e um desvio de fase Δ , que podem ser independentemente ajustados através de dois sinais de controlo s_1 e s_2 de acordo com a equação 17.

2.1.4.2 Tunable Directional Coupler (TDC)

Os TDCs têm um *layout* da forma presente na Figura 10 [1], assumindo-se que:

$$\beta_1 = \gamma(s_0 + \delta s),$$

$$\beta_2 = \gamma(s_0 - \delta s), \quad (19)$$

em que s_0 é a polarização comum ajustável e δs é o sinal diferencial aplicado ao transdutor. É importante obter o sinal diferencial necessário para que ocorra a transição para o estado *bar*, assumindo-se que para qualquer sinal de controlo, o comprimento do acoplador nunca se encontra no estado *cross* ($z = \pi/2 \mid \kappa \mid$), Figura 12.

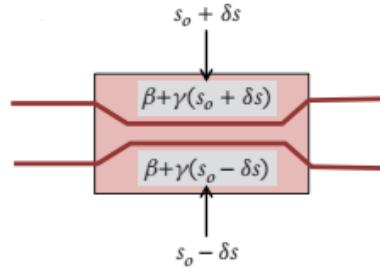


Figura 10 - Esquema de um TDC [1].

Segundo essas condições, a variação no sinal diferencial necessária para se alcançar a transição para o estado *bar* é [14]:

$$\delta s = \frac{\sqrt{3} \mid \kappa \mid}{\gamma} . \quad (20)$$

A mudança de fase por sua vez é dada por [1]:

$$\Delta = \frac{\beta_1 + \beta_2}{2} = \beta + \gamma s_0 . \quad (21)$$

2.1.5 Tunable Basic Unit (TBU)

Existem vários circuitos programáveis fotônicos que podem ser construídos usando TBUs, que são uma extensão dos TCs, como constituintes básicos [17]. O esquema dos TBUs está presente na Figura 11, onde BUL está para *Basic Unit Length*, sendo um importante parâmetro do TBU [1].

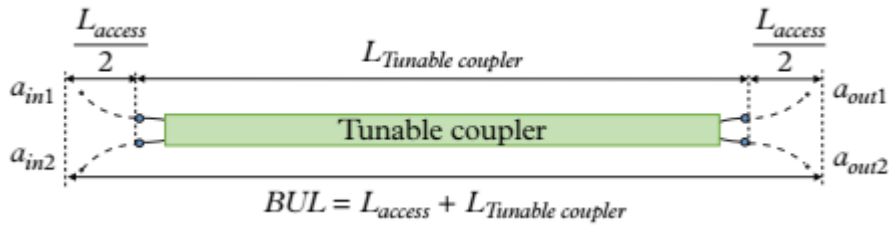


Figura 11 - Esquema de um TC funcionando com um BBB de um circuito programável. O BUL é o resultado da soma do TC com os guias de onda de acesso, em arco [1].

Os TBU podem implementar três diferentes estados: *cross state* (a luz é conectada de in_1 para out_2 e de in_2 para out_1), *bar state* (a luz é conectada de in_1 para out_1 e de in_2 para out_2) ou como *tunable coupler*, Figura 12 [1].

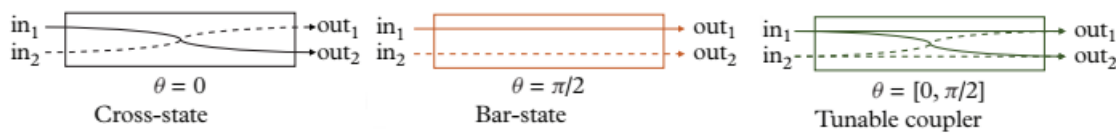


Figura 12 - Fluxo de sinal para as várias configurações de estados presentes na TBU, *cross-state*, *bar-state* e TC, adaptado de [1].

Na Figura 13 [1] está presente um caso particular de um MZI com aquecedores em ambos os braços, o rácio de divisão de sinal é obtido através do aumento do índice efetivo devido ao efeito de Joule em cada um dos braços, o que acaba por produzir um desvio de fase ϕ_{upper} e ϕ_{lower} respetivamente. Uma vez isso definido, é possível executar o controlo independente do rácio de amplitude e fase.

A matriz simplificada deste dispositivo é:

$$h_{TBU} = je^{j\Delta} \begin{pmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \cos \theta & -\sin \theta \end{pmatrix} \gamma . \quad (22)$$

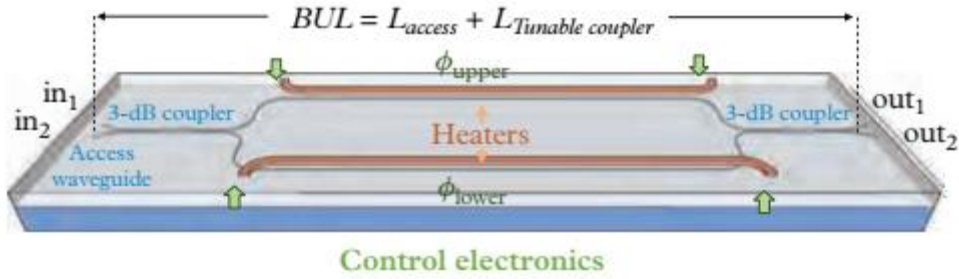


Figura 13 - Caso particular de um MZI integrado balanceado baseado em TCs [1].

Diferentes estruturas podem constituir os TCs, como estruturas balanceadas ou não balanceadas 2x2 ou 3x3 DCs ou estruturas balanceadas 3-dB MZI.

Qualquer que seja a estrutura escolhida, os parâmetros que melhor caracterizam o desempenho da TBU são a *Insertion Loss* (IL) e parâmetros de *crosstalk* ótico (CT_{Bar} e CT_{Cross}) [1].

$$IL \text{ (dB)} = 20 \log_{10} \alpha = 10 \log_{10} \frac{|a_{out1}|^2 + |a_{out2}|^2}{|a_{in1}|^2 + |a_{in2}|^2} ,$$

$$CT_{Bar/Cross} \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \frac{|a_{out2,1}|^2}{|a_{out1,2}|^2} \text{ com } |a_{in1}|^2 = 1, |a_{in2}|^2 = 0. \quad (23)$$

A *basic unit length* (BUL) [17] é definida por:

$$BUL = L_{access} + L_{Tunable-Coupler} . \quad (24)$$

onde L_{access} corresponde ao comprimento total do segmento do guia de onda de acesso e o $L_{Tunable-Coupler}$ diz respeito ao comprimento do TC por onde a luz passa.

Por sua vez, o tempo que o sinal demora a passar pelo TBU tem o nome de *basic unit delay* (BUD) [18].

$$BUD = n_g BUL / c , \quad (25)$$

em que n_g diz respeito ao índice de grupo do guia de onda e c , por sua vez, corresponde à velocidade da luz no vácuo.

Visto que os circuitos fotónicos programáveis requerem à conexão de uma série de TBUs em cascata, o IL do circuito será a soma dos ILs (em dB) referente às unidades por onde a luz passa, impondo o IL máximo do circuito, um limite ao número de unidades que podem ser usadas no circuito.

2.2 – Reconfigurable Application-Specific Photonic Integrated Circuits (ASPICs)

Os ASPICs reconfiguráveis representam o primeiro passo na evolução dos circuitos fotônicos programáveis, sendo circuitos criados especificamente para cada aplicação, oferecendo algum grau de flexibilidade o que possibilita o ajuste de alguns parâmetros internos através de sinais de controlo adequados, apresentando os seus circuitos uma topologia e arquitetura fixa [1].

2.2.1 – Filtros

A filtragem é uma funcionalidade presente em várias áreas dos sistemas fotónicos, desde a seleção de canais, supressão de ruído ou formatação de canal entre outras. A abordagem mais versátil de encontro à implementação de filtros fotónicos é baseada num processamento de sinal no domínio discreto do tempo [19], [20].

Os filtros *finite impulse response* (FIR) [16] combinam na sua saída um número fixo de réplicas atrasadas e pesadas do sinal de entrada.

Por seu lado, os filtros *infinite impulse response* (IIR) [16] são baseados em cavidades recirculantes, que fornecem um número infinito de réplicas do sinal ótico de entrada, pesadas e atrasadas [1].

Usando como exemplo uma configuração FIR, a função de transferência eletrónica é dada por:

$$H(f) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{-j2\pi k f T} = \sum_{k=0}^{N-1} |a_k| e^{-jk\varphi} e^{-j2\pi k f T}, \quad (26)$$

onde $a_k = e^{-jk\varphi} |a_k|$ representa o peso da amostra k , e T o atraso entre amostras consecutivas, assumindo-se periodicidade no domínio das frequências.

A reconfigurabilidade do filtro é obtida através da alteração da posição dos zeros do filtro (e dos polos no caso dos filtros IIRs) no plano complexo, pela alteração dos valores dos coeficientes a_k com o recurso a sinais de controlo apropriados.

A implementação usual de filtros em tempo discreto segue duas abordagens, na primeira os atrasos são obtidos através de um conjunto de N guias de onda óticos em que o comprimento da fibra na posição k é $c(k-1)T/n_g$, em que c é a velocidade da luz no vácuo e n_g é o índice de grupo no guia de onda, respetivamente. Esta configuração permite a reconfigurabilidade espectral se o valor de n_g puder ser alterado através de um sinal externo (ver Figura 14, parte superior).

A segunda abordagem, envolve o uso de uma linha dispersiva de atraso, visto que o atraso básico T pode ser alterado se se modificar a separação do comprimento de onda das portadoras, permitindo deste modo obter reconfigurabilidade [19][21] (Figura 14 parte inferior).

Na prática, a maioria dos esquemas propostos funcionam através de regimes coerentes, devido a assim permitirem a implementação de filtros com valores complexos, ao invés de regimes incoerentes, em que apenas se pode alterar os valores das intensidades a_k [1], sendo estes valores reais positivos no caso de regimes incoerentes ao invés de valores complexos nos regimes coerentes.

O número de amostras num filtro, define se ele será um *notch* ($N = 2$) ou do tipo passa banda ($N > 2$). Por seu lado, o valor de T fixa o período espectral, deste modo, alterando-se o seu valor resulta numa compressão ou dilatação da resposta espectral.

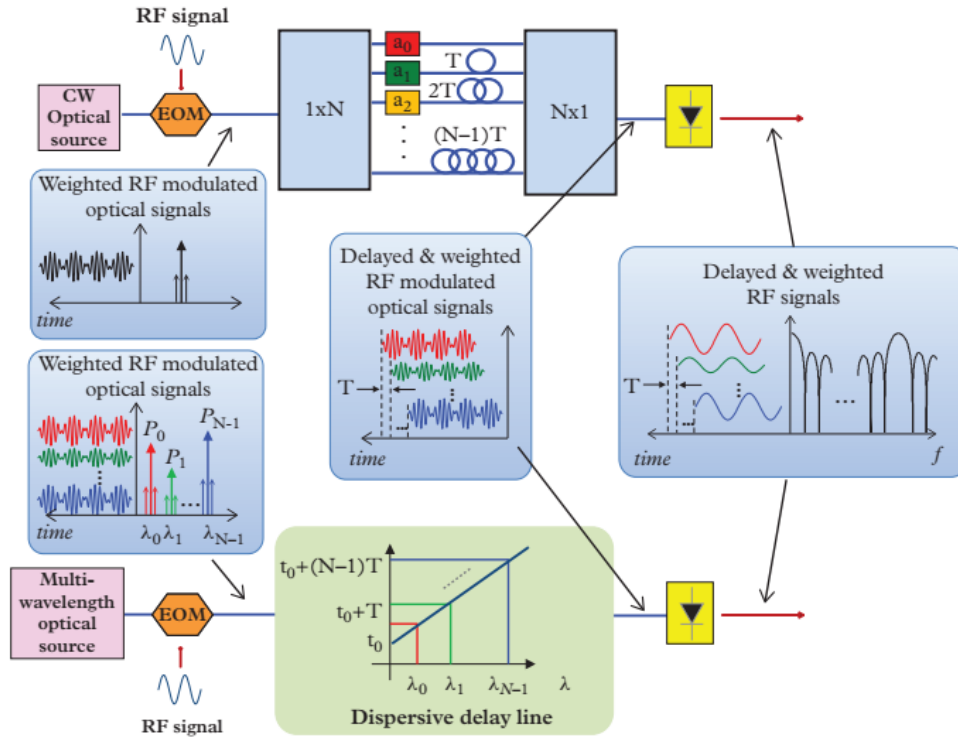


Figura 14 - Esquema genérico de filtro FIR fotônico em tempo discreto. (Cima) Abordagem tradicional baseada numa única fonte ótica e a combinação de vários atrasos de linha. (Baixo) Abordagem mais compacta baseada numa fonte ótica com vários comprimentos de onda e um único elemento dispersivo [1].

A possibilidade de integrar filtros fotônicos num único *chip* apresenta inúmeras vantagens, visto que é assim possível obter estruturas com tamanho reduzido, baixo consumo de potência assim como maior estabilidade e fiabilidade, assim como redução significativa de custos através de produção em massa [1].

Norberg e colegas [22] publicaram a criação de uma célula unitária, Figura 15 (b), que pode ser utilizada como um BBB de um filtro mais complexo, Figura 15 (a). A célula unitária, integrada em InP-InGaAsP é um anel MZI, que pode ser manipulada para fornecer filtros com um único polo, um único zero ou uma combinação de ambas, Figura 15 (c), através da configuração de *semiconductor optical amplifiers* (SOAs) e *phase modulators* (PMs) colocados em cada braço da célula unitária.

Para se derivar a operação das células básicas unitárias, tem de se usar as matrizes de dispersão para os vários elementos que constituíntes, entre acopladores, guias de onda e alteradores de fase. O funcionamento de cada SOA é representado pelo seu ganho G_i , por seu lado as perdas de propagação nos guias de onda são representadas por α_i .

Quando $G_1 = 0$ ou $G_2 = 0$, a célula unitária comporta-se como um filtro IIR com um único polo, em que a função de transferência é fornecida por:

$$|S_{21}|^2_{G1=0} = \left| \frac{G f f \alpha_2 G_2}{2 - \alpha_2 \alpha_3 G_2 G_3 e^{-j[\beta(L_2+L_3)+\varphi_2]}} \right|^2,$$

$$|S_{21}|^2_{G2=0} = \left| \frac{G f f \alpha_1 G_1}{2 - \alpha_1 \alpha_3 G_1 G_3 e^{-j[\beta(L_1+L_3)+\varphi_1]}} \right|^2. \quad (27)$$

em que $G_{\#}$ é o ganho do SOAs para compensar as perdas, sendo colocado à entrada e saída da célula unitária, β por sua vez representa a constante de propagação do modo fundamental no guia de onda integrado [1].

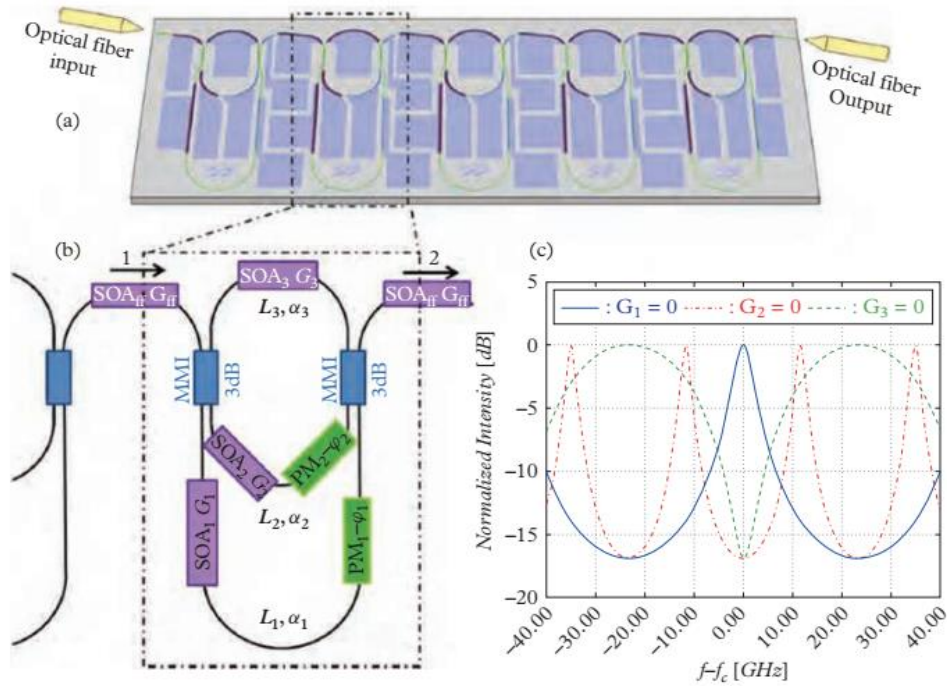


Figura 15 – Filtro InP-InGaAsP coerente micro-ondas integrado de primeira ordem publicado em [22] fornecendo um polo e um zero. (a) Configuração em cascata de várias células unitárias, implementando filtros de ordem mais elevada. (b) Configuração da célula unitária, (c) Exemplos de várias funções de transferência para configurações de um polo e um zero [1]. (SOA – Semiconductor Optical Amplifier).

Definindo-se $z^{-1} = e^{-j\beta(L_2 + L_3)}$ e $z^{-1} = e^{-j\beta(L_1 + L_3)}$ respectivamente na equação em cima, a localização do polo das células unitárias são dadas por:

$$z_p |_{G1=0} = \frac{\alpha_2 \alpha_3 G_2 G_3 e^{-j\varphi^2}}{2},$$

$$z_p |_{G2=0} = -\frac{\alpha_1 \alpha_3 G_1 G_3 e^{-j\varphi^3}}{2}. \quad (28)$$

Temos então que a magnitude do polo é configurada através da alteração do ganho do SOA com recurso à injeção de corrente e, por sua vez, a fase é controlada com recurso a mecanismos de transdução usados para operar os *phase shifters* internos óticos.

Quando $G_3 = 0$, a célula unitária opera como um filtro FIR de dois estágios, com um zero:

$$|S_{21}|^2_{G3=0} = \frac{G_1 f^2}{4} \left| 1 - \frac{\alpha_2}{\alpha_1} G_1 G_2 e^{-j[\beta(L_2 - L_1) + \varphi^2 - \varphi_1]} \right|^2, \quad (29)$$

definindo-se $z^{-1} = e^{-j\beta(L_2 - L_1)}$ na equação acima, a localização do zero da célula unitária é dada pela expressão:

$$z_c |_{G3=0} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1} G_1 G_2 e^{-j(\varphi^2 - \varphi_1)}. \quad (30)$$

A magnitude do zero pode ser alterada através do ajuste do ganho do SOA e, a fase do zero pode ser controlada com o recurso aos *phase shifters* internos óticos.

Quando, através do ajuste do SOA, temos uma célula com um zero e um polo, teremos um comportamento característico de IIR+FIR.

Filtros mais complexos podem ser formados através do recurso à concatenação de células, Figura 15 (c), referindo-se este exemplo a uma série de N células unitárias desacopladas umas das outras, em que cada uma pode ser programada para atuar como células FIR, IIR ou FIR+IIR, sendo que neste caso, a função de transferência global dada por [1]:

$$|S_{21}^{Total}|^2 = \prod_{k=1}^N |S_{21}^k|^2 . \quad (31)$$

Norberg e colegas [22] comunicaram resultados de desenhos mais complexos envolvendo dois, até três *coupled ring cavities* dentro da estrutura *Mach-Zehnder* [23], o que permite deste modo a criação de filtros de segunda e terceira ordem. Nesta configuração em particular, o intervalo de frequência ajustável rondou os 100 GHz [1], Figura 16 [23].

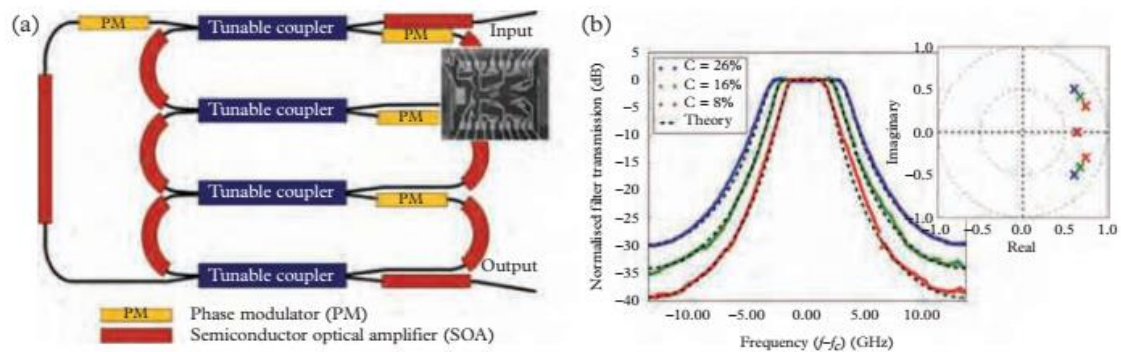


Figura 16 - (a) Esquema de um filtro multiestágio InP com polos e zeros configuráveis. (b) Detalhe das formas ressonantes para diferentes configurações de parâmetros e correspondentes posições dos polos [23].

Dong e colegas [24] assim como Feng e colegas [25] comunicaram filtros passa-banda 1-2 GHz com um elevado índice de extinção (~ 50 dB). Os guias de onda em silício usados na construção destes filtros tinham perdas de propagação de ~ 0.5 dB/cm e perdas de inserção (excluindo acoplamento fibra para guia de onda) numa gama de valores entre 2-3.5 dB.

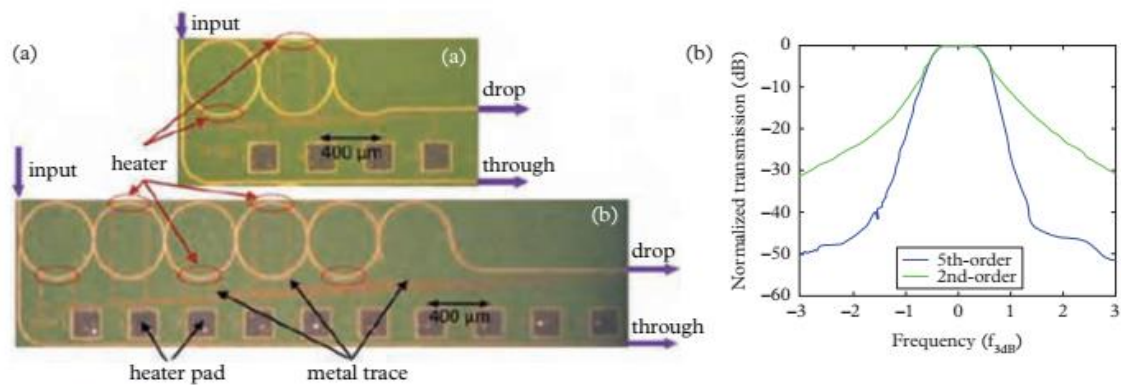


Figura 17 - (a cima) Filtro ótico de 2ª ordem fabricado, (a baixo) filtro de 5ª ordem. (b) Função de transferência dos filtros medida [24].

Cada anel era controlado por via térmica através de aquecedores de metal colocados em cima do anel [1]. Com uma dissipação de potência de ~ 72 mW, a ressonância do anel pode ser controlada, resultando num filtro ótico ajustável via comprimento de onda, Figura 17 [24], tendo sido ambos os filtros demonstrados na prática.

2.3 – Interferómetros multi-porto integrados

Interferómetros multi-porto integrados são a segunda fase de evolução nos circuitos fotônicos integrados, tendo sido inicialmente implementados para executar transformações lineares unitárias óticas entre N portos de entrada e N portos de saída em ótica quântica, porém, o rápido desenvolvimento de PIP e a possibilidade de usar estas estruturas em diferentes áreas estimulou o desenvolvimento de dispositivos capazes de suportar transformações lineares através da sua programação adequada, ultrapassando as suas aplicações originais [1].

2.3.1 – Interferómetros triangulares

Reck e colegas [26] propuseram o arranjo triangular para os interferómetros multi-porto programáveis, baseado numa propriedade que anula todos os elementos da matriz unitária U, fora da sua diagonal.

Para alcançarem essa configuração, a matriz unitária U é multiplicada pela direita por uma sucessão de matrizes $T_{Nq}^{-1}(\varphi_q, \theta_q)$ com $q = N-1, \dots, 1$. Em termos de aplicação prática, esse produto é equivalente à ligação de sucessivos 2×2 *beamsplitters* ajustáveis aos portos q e N.

Temos então que:

$$U(N) T_{NN-1}^{-1} T_{NN-2}^{-1} \dots T_{N1}^{-1} = \begin{pmatrix} U'(N-1) & 0 \\ 0 & e^{jaN} \end{pmatrix}. \quad (32)$$

em que $U'(N-1)$ é a matriz U(N) original exceto a última linha e coluna, esta operação reduziu a dimensão da matriz U(N) para N-1. Sucessivas multiplicações pela direita podem reduzir ainda mais a sua dimensão até chegar a 1, levando a que se chegue a:

$$U(N) T_{NN-1}^{-1} T_{NN-2}^{-1} \dots T_{N1}^{-1} \dots T_{32}^{-1} T_{31}^{-1} T_{21}^{-1} = \begin{pmatrix} e^{ja1} & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & e^{jaN} \end{pmatrix} = D. \quad (33)$$

Como D é uma matriz diagonal e unitária então temos:

$$U(N) T_{NN-1}^{-1} T_{NN-2}^{-1} \dots T_{N1}^{-1} \dots T_{32}^{-1} T_{31}^{-1} T_{21}^{-1} D^{-1} = I, \quad (34)$$

logo:

$$U^{-1}(N) = T_{NN-1}^{-1} T_{NN-2}^{-1} \dots T_{N1}^{-1} \dots T_{32}^{-1} T_{31}^{-1} T_{21}^{-1} D^{-1}, \quad (35)$$

o que resulta por fim em:

$$U(N) = D T_{21} T_{31} T_{32} \dots T_{N-1N-2} T_{N1} \dots T_{NN-2} T_{NN-1} = D \prod_{i=2}^N [\prod_{j=1}^{i-1} T_{ij}]. \quad (36)$$

A equação acima fornece a decomposição desejada em operadores unitários, usando um conjunto de operações com *beamsplitters* que são completados por uma operação de mudança de fase. Cada *beamsplitter* faz o relacionamento entre duas entradas e duas saídas [1]. Reck e a sua equipa propuseram a nomenclatura $T_{mn}(\varphi_{mn}, \theta_{mn})$ para a configuração ótica mostrada na Figura 18 [26] (a), sendo na Figura 18 (b) mostrada a representação simbólica, na Figura 18 (c) e (d) é mostrado um exemplo para uma matriz unitária 4×4 [1]. O número máximo de *beamsplitters* necessários é dado por $N(N-1)/2$.

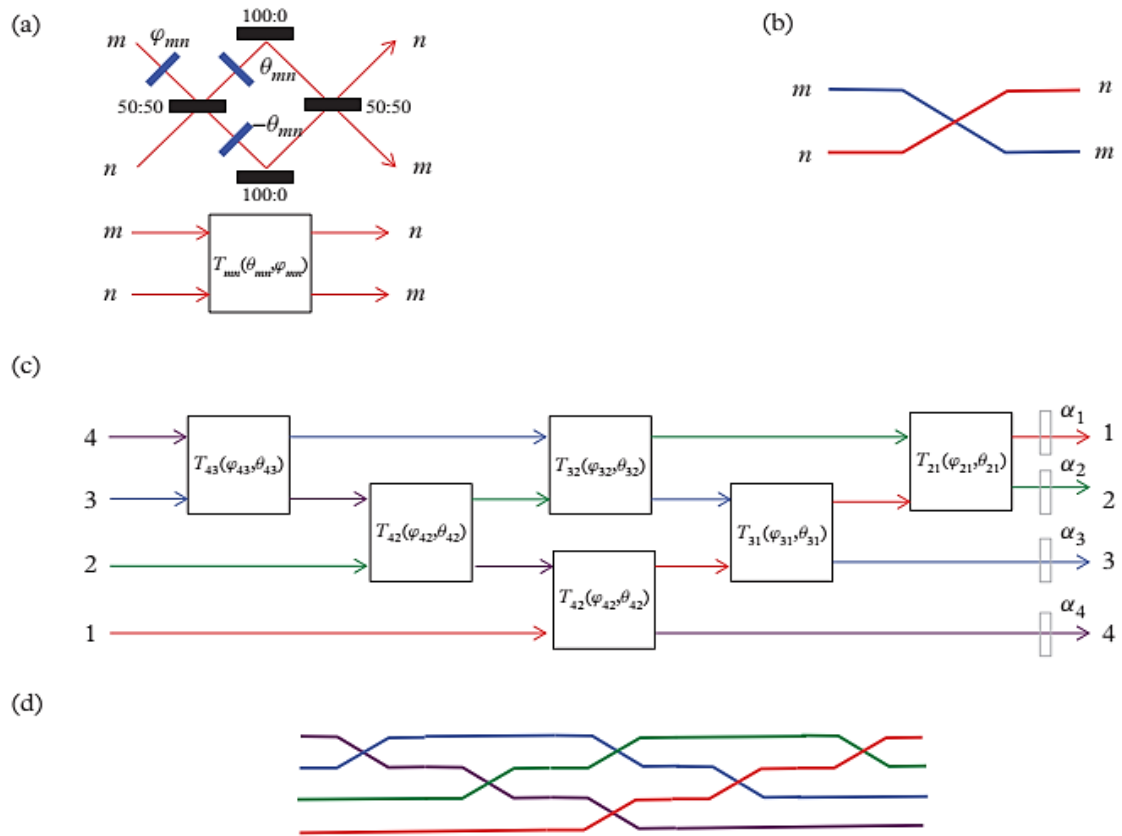


Figura 18 – (a) Implementação ótica de um beamsplitter ajustável. (b) Representação simbólica de um layout de um beamsplitter. (c) Implementação de uma matriz unitária 4x4 e esquema usando a decomposição triangular. (d) As cores representam a propagação de uma determinada entrada num dado porto [26].

2.3.1.1 – Interferómetros triangulares integrados

Sugerido por Miller [27], [28] é possível integrar em *chip* os interferómetros triangulares, através da substituição do *beamsplitter* ajustável ótico presente na Figura 18 (a) pela sua versão equivalente no domínio da ótica integrada, que é o TBU presente na Figura 19 [1].

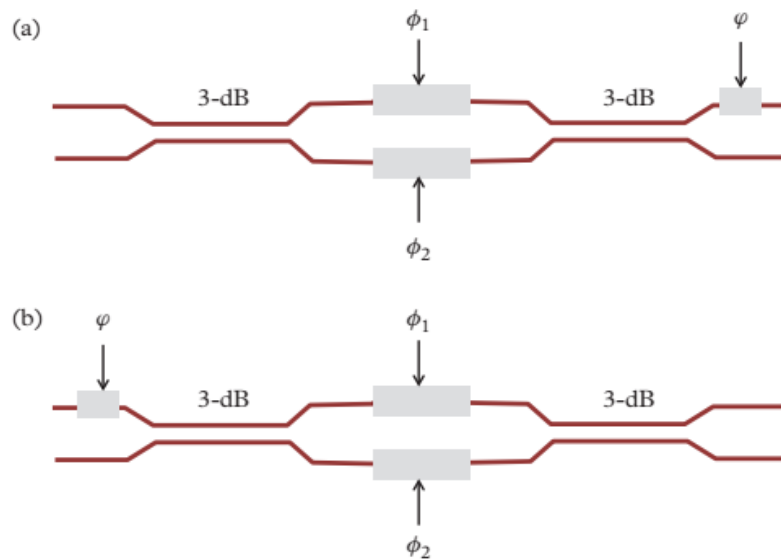


Figura 19 - TBU contendo um phase shifter extra além do acoplador 3dB MZI ajustável. (a) Phase shifter depois do acoplador, (b) Phase shifter depois do acoplador [1].

Até à data, esta tem sido a opção mais escolhida para implementar a maioria de circuitos integrados de ótica quântica [29][30][5] assim como algumas aplicações clássicas também [28], [31].

Na Figura 20 (c) está visível a implementação de U(6) num circuito integrado fabricado em SiO₂ de modo a ser implementado um circuito amostrador de bosões, operando com seis estados de fótons [30]. Esse mesmo circuito integrado opera com o recurso a quinze interferómetros *Mach-Zehnder* com trinta PS termo-óticos integrados num único *chip* fotónico, possuindo capacidade de configurações dos PS através de uma interface elétrica e ótica, podendo deste modo ser programado para executar diferentes funcionalidades desde portas lógicas quânticas até amostragem de bosões em testes de verificações. Na Figura 20 (d) está visível um *chip* de nitreto de silício que implementa uma transformação U(8) programável, contendo o mesmo 128 elementos programáveis [32]. Na Figura 20 (e) está presente o esquema do *chip* de silício fotónico, construído para fornecer funcionalidades de mistura e *unscrambling* de modos de propagação [6], através do recurso a seis MZI e doze PS.

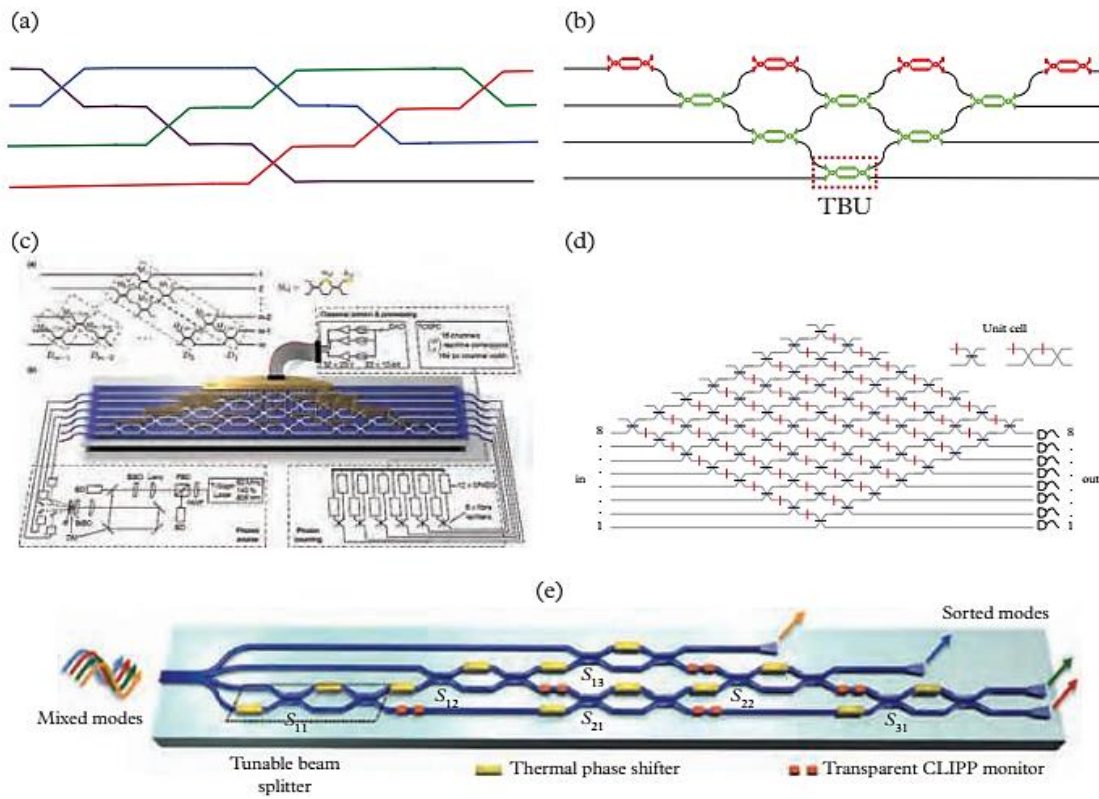


Figura 20 - Interferómetros triangulares integrados. (a) – (b) U(4) com a sua implementação com MZI baseados em TBU. TBU a vermelho opera como phase shifter. (c) - (e) Implementações em diferentes materiais, publicados na literatura. (c) U(6) em sílica sobre sílica (em [30]), (d) U(8) em nitreto de silício e (e) U(4) em sílica (em [6]).

2.3.2 – Interferómetros retangulares

Os interferómetros retangulares N×N foram propostos recentemente [33] como uma alternativa aos interferómetros triangulares, sendo baseados numa construção alternativa do U(2) com *beamsplitters* e PS. O interferómetro retangular tem um desempenho superior face ao interferómetro triangular, na robustez contra perdas óticas.

A decomposição retangular [33] desenrola-se através do anulamento de diagonais sucessivas de U(N), através da alternância entre as matrizes T_{mn} e T_{mn}^{-1} em que $m = n-1$, de tal forma que cada diagonal anulada na matriz corresponde a uma linha diagonal de *beamsplitters* ao longo do interferómetro. A sequência das matrizes T_{mn} e T_{mn}^{-1} devem ambas

corresponder à ordem desejada de *beamsplitters* nos interferómetros e salvaguardar-se que os elementos nulos de $U(N)$ não são afetados por operações subsequentes [1].

2.3.2.1 – Interferómetros retangulares integrados

Os interferómetros retangulares podem ser integrados em *chip* através de um procedimento semelhante ao interferómetro triangular. Na Figura 21 (a) e (b) é possível observar o esquema de um interferómetro $U(9)$ e o seu desenho ótico integrado, com o recurso a 3-dB MZI TBUs [1]. Na Figura 21 (c) é visível um conjunto modular composto por três circuitos óticos lineares, sendo cada um deles composto por dez MZIs ajustáveis paralelos, Figura 21 (d).

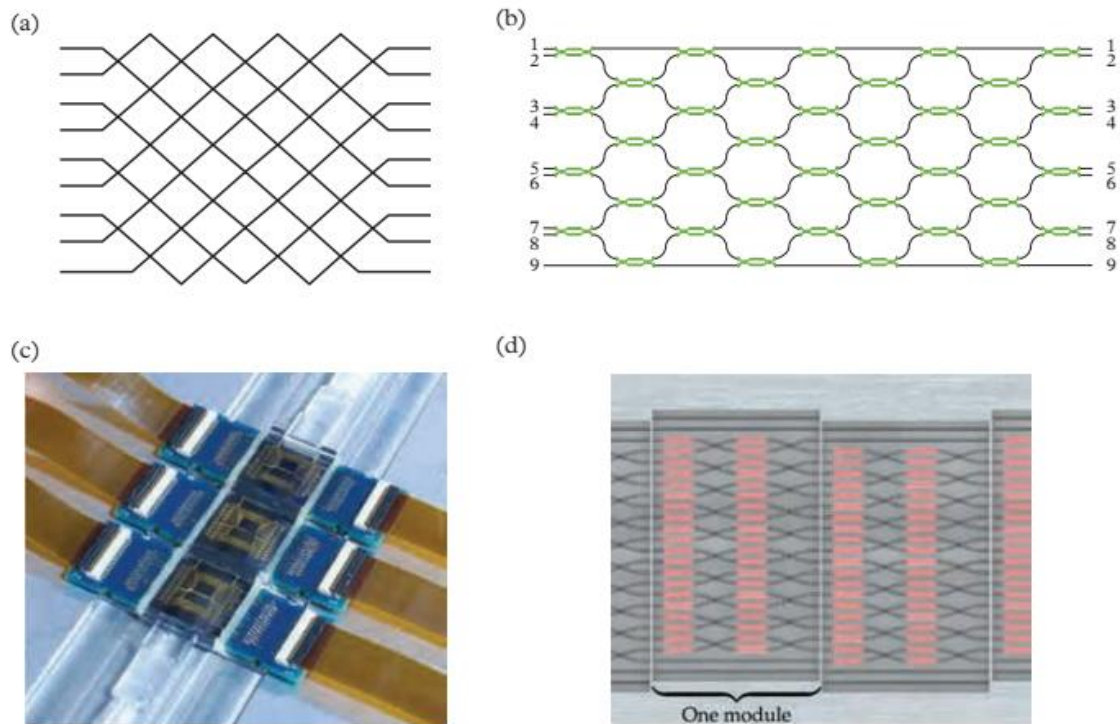


Figura 21 - Interferómetros integrados retangulares. (a) Desenho de um transformador $U(9)$ [33]. (b) Desenho de implementação apropriado para circuitos óticos integrados recorrendo-se a 3dB-MZIs [31]. (c) Fotografia de três módulos de sílica sobre silício de interferómetros retangulares [34]. (d) Detalhes de um módulo individual mostrando 10 TBU paralelas [34].

2.4 – Redes integradas de guias de onda

As redes integradas de guias de onda constituem o terceiro passo na evolução dos circuitos fotónicos programáveis, sendo estes baseados em repetições em larga escala de guias de onda interferométricas assim como atuadores de fase, com o intuito de assim implementar-se uma plataforma *hardware* comum que possibilite a programação de topologias fotónicas arbitrárias assim como ajustamento de parâmetros com recurso a sinais de controlo. Em oposição aos circuitos lineares unidireccionais da segunda geração de circuitos fotónicos programáveis, esta nova geração de circuitos permite a realimentação de sinais, permitindo assim a síntese de cavidades óticas, *loops* óticos.

Estas redes integradas de guias de ondas são provavelmente os dispositivos de programação mais completos e versáteis que podem ser implementados na prática, estando na base como unidade básica da quarta e mais avançada geração de circuitos óticos programáveis [1].

Uma premissa fundamental nas redes integradas de guias de onda é que a combinação de três BBBs, nomeadamente os *phase shifters*, os *beamsplitters* e os *tunable couplers* é suficiente para grande maioria das arquiteturas de processamento linear fotónico desde as mais simples até às mais complexas.

A segunda premissa fundamental baseia-se no fato de que um TBU de 4 portas pode ser configurado em variadas formas, através do recurso à adequada programação dos seus sinais de controlo, Figura 22 (a).

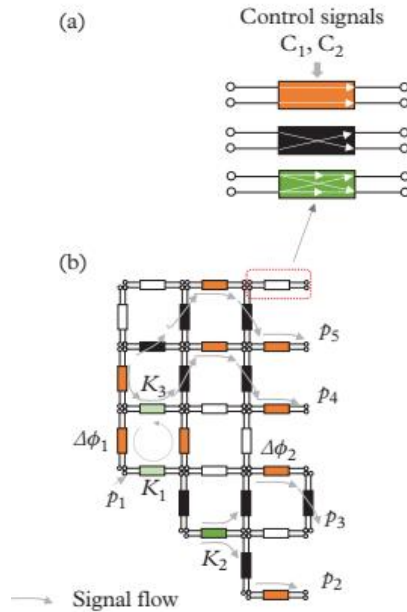


Figura 22 – (a) Diferentes configurações de uma unidade primitiva. (b) Exemplo de uma rede de guias de onda [1].

De acordo com essas premissas, a interligação de um número suficientemente elevado de TBUs executando a descrição de uma dada rede de guias de onda pode ser usada, como uma plataforma fotónica de *hardware* comum para assim se proceder à programação de variadas arquiteturas específicas assim como os seus parâmetros de configuração. Na Figura 22 (b) está presente um exemplo de uma configuração independente em que cada TBU está a funcionar ou como uma linha de atraso (interruptor ótico no estado *cross* ou *bar*), ou como um TC e/ou como um *phase shifter* [1].

2.4.1 Redes quadradas integradas de guias de onda

As redes quadradas integradas de guias de ondas foram a primeira topologia de rede proposta, por Zhuang e colegas [35]. A topologia de interconexão proposta permite o roteamento do sinal ótico seguindo direções ortogonais, em que a repetição da mesma direção não é permitida para duas TBUs consecutivas, apesar disso, esta topologia é suficientemente flexível para permitir a síntese de guias de onda discretos para atraso de linhas, TC assim como *phase shifters*, permitindo deste modo a construção de blocos mais complexos como cavidades óticas e MZIs não balanceados, Figura 23.

2.4.2 Redes triangulares integradas de guias de onda

Outro exemplo de uma topologia proposta por Pérez e colegas [17] é a topologia triangular, nesta, o ângulo descrito pelo eixo longitudinal de dois TBUs é sempre de 60° Figura 24. Esta configuração é útil pois permite o aumento da densidade dos TBUs e permite a implementação de cavidades óticas com comprimento de cavidades reduzidas. Por seu lado, o padrão triangular permite o alcance de uma superior discretização de estruturas de filtros não balanceados, quando em comparação com a topologia quadrada [1].

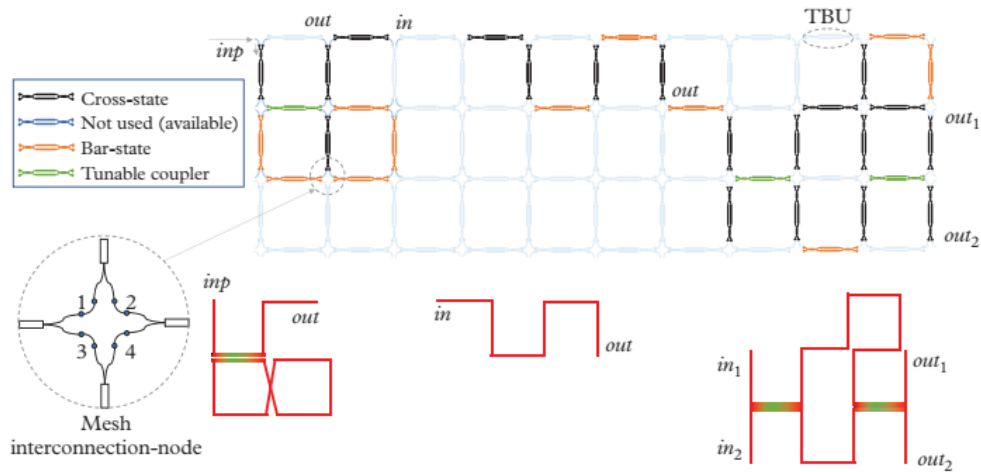


Figura 23 - Exemplo de um programa de média complexidade com o recurso a uma rede com topologia de guias de onda quadradas. Da esquerda para a direita: ring ressonator óptico, delay line e MZI não balanceado [1].

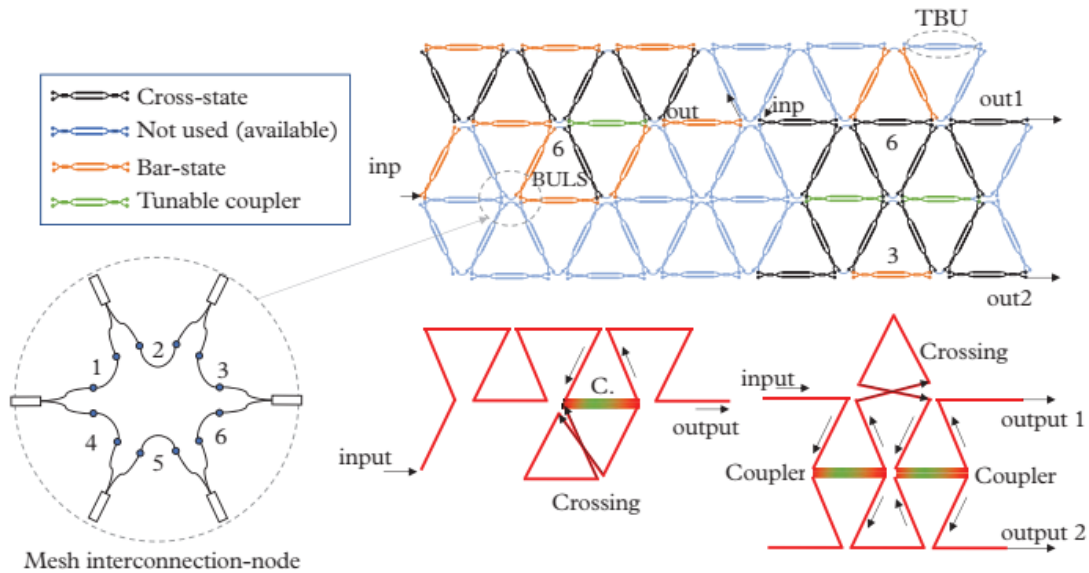


Figura 24 - Programação básica para a configuração de circuitos de média complexidade, usando rede de guias de onda com topologia triangular [1].

2.4.3 Redes hexagonais integradas de guias de onda

Uma rede mais eficiente, que foi proposta por Pérez e colegas [17], possui um esquema com três pontos de interconexão. A luz, neste esquema, propaga-se ao longo das TBUs com ângulos longitudinais de $\pm 60^\circ$ e 0° , Figura 25. As maiores vantagens deste esquema é a sua versatilidade e flexibilidade, assim como a sua resolução melhorada quando comparada com as duas topologias anteriores [1]. Esta configuração melhora o desempenho em termos do desempenho de reconfiguração, número de elementos interruptores por área, assim como perdas por resolução espacial [17], assim como permite a uma implementação mais simples dos filtros FIR e IIR.

2.4.4 – Implementação de filtros FIR usando malhas reconfiguráveis

MZIs não balanceados são filtros *notch* com 2 entradas/2 saídas, constituindo os elementos básicos dos filtros transversais [16].

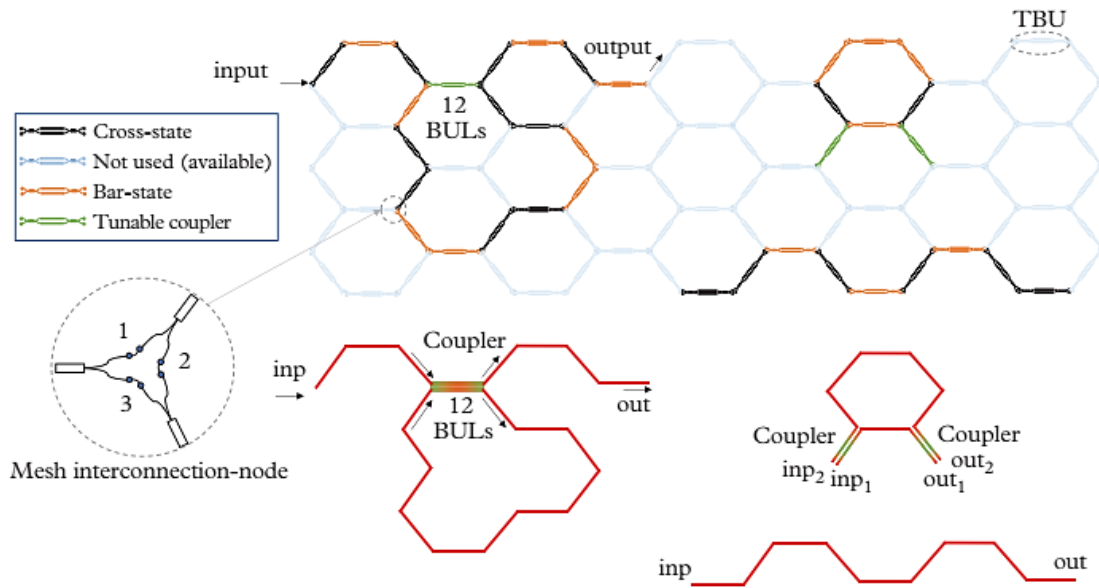


Figura 25 - Programação básica de circuitos de média complexidade usando rede com topologia hexagonal de guias de onda. Da esquerda para a direita, de cima para baixo: Cavity ótica com 12 BULs, MZI com braços de comprimento 1 e 5, linha de atraso discreta de 9 BULs [1].

Os filtros multi-estágio podem ser implementados através de unidades singulares de MZI não balanceados em cascata. De forma a programar a rede ótica, de modo a assim se produzir um estágio do filtro FIR, o primeiro passo é decidir a localização e a configuração do primeiro TBU, que irá operar como o TC de entrada, através da definição da constante de acoplamento K_1 .

Em segundo lugar, o caminho sintetizado pela rede, tem de ser configurado para manter o desejado comprimento diferencial ($\Delta L = L_{\text{longo}} - L_{\text{curto}}$) (Figura 26), ou o *free spectral range* (FSR) desejado, que corresponde ao período espectral num filtro:

$$\Delta \nu_{FSR} = \frac{c}{n_g N \text{ BULs}}, \quad (37)$$

em que n_g é o índice de grupo do guia de onda, e $N = L_{\text{optical ring resonator}}$ ou $L = \Delta L_{\text{MZI}}$ (normalizado para BUL), dependendo se se está a considerar um ressonador em anel ótico ou um MZI.

Diferentes valores das constantes de acoplamento K_1 e K_2 alteram o valor absoluto do zero na função de transferência do MZI não balanceado, aproximando ou afastando-o do círculo unitário. Quanto mais perto o zero do círculo unitário, maior a atenuação e maior a mudança de fase na função de transferência [16].

Uma mudança de fase pode ser programada aplicando uma mudança de fase comum a um dos TBUs, enquanto se mantém o seu rácio de divisão.

A implementação de filtros de ordens mais elevadas, apenas zeros, é facilmente realizável através da adição em cascata de blocos básicos, Figura 27 [1].

2.4.5 – Implementação de filtros IIR usando malhas reconfiguráveis

Os *ring cavities* constituem os elementos básicos de filtros IIR mais complexos, podendo essas mesmas estruturas serem filtros periódicos de 1 entrada/1 saída ou 2 entradas/2 saídas, no primeiro caso implementam IIR filtros *notch* apenas com polos, já no segundo caso, podem implementar IIR filtros *notch* assim como filtros passa-banda FIR+IIR [16].

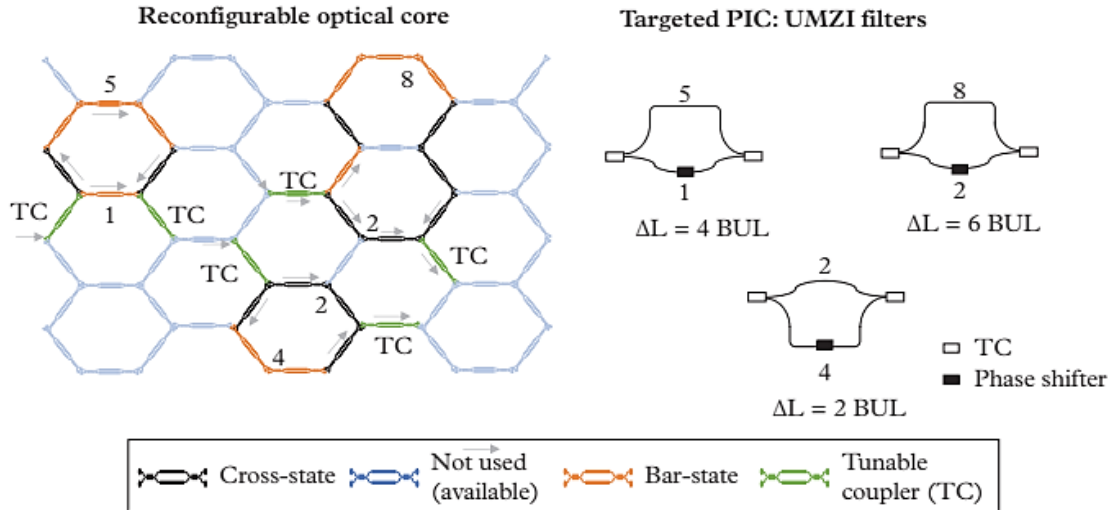


Figura 26 - Implementação de filtros FIR. (esquerda) implementação dos filtros na rede hexagonal, (direita) três filtros FIR MZI não balanceados (UMZI) implementados [1].

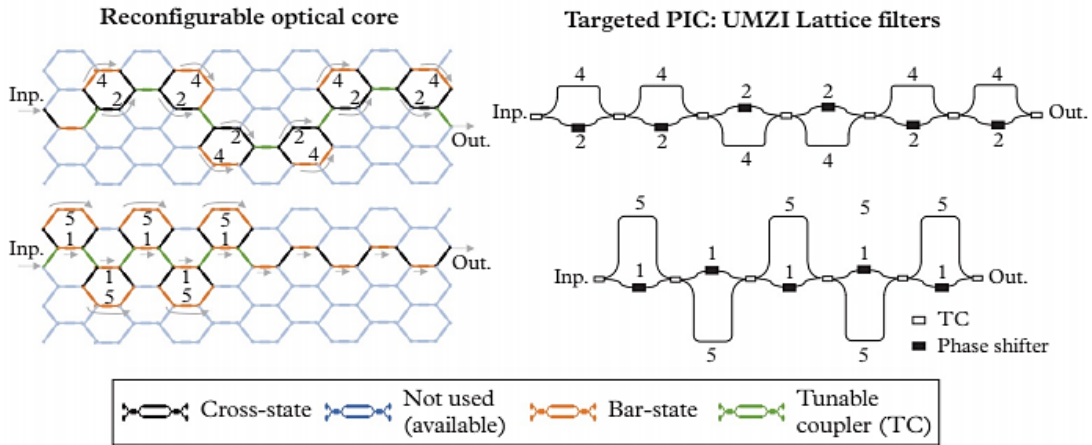


Figura 27 - Implementação de filtro FIR em cascata: (esquerda) usando a rede hexagonal (direita) dois diferentes filtros implementados, em cima filtro de 6ª ordem, em baixo filtro de 5ª ordem [1].

De maneira a proceder à programação do filtro, o primeiro passo passa pela definição e configuração do primeiro TBU que opera como um acoplador de entrada, configurado através de uma constante de acoplamento K_1 .

De seguida, um caminho no guia de onda tem de ser configurado, desde o porto de saída do primeiro TBU, terminando em um porto de entrada do primeiro TBU, de modo a assim se alcançar um comprimento de cavidade desejado ΔL ou FSR, Figura 28 [1]. Um dos TBUs no caminho ótico ao longo do guia de onda pode ser configurado com o segundo acoplador (K_2) de modo a assim se implementar o segundo porto de entrada/saída, permitindo assim a criação de um filtro de 2 entradas/2 saídas. Através da atribuição de diferentes valores a K_1 e K_2 , pode-se configurar o valor absoluto dos polos e zeros [16].

É possível implementar filtros de ordens mais elevadas através do acoplamento em cadeia de várias unidades de filtros de primeira ordem, sendo assim possível filtros com características especiais dos módulos e fases [1].

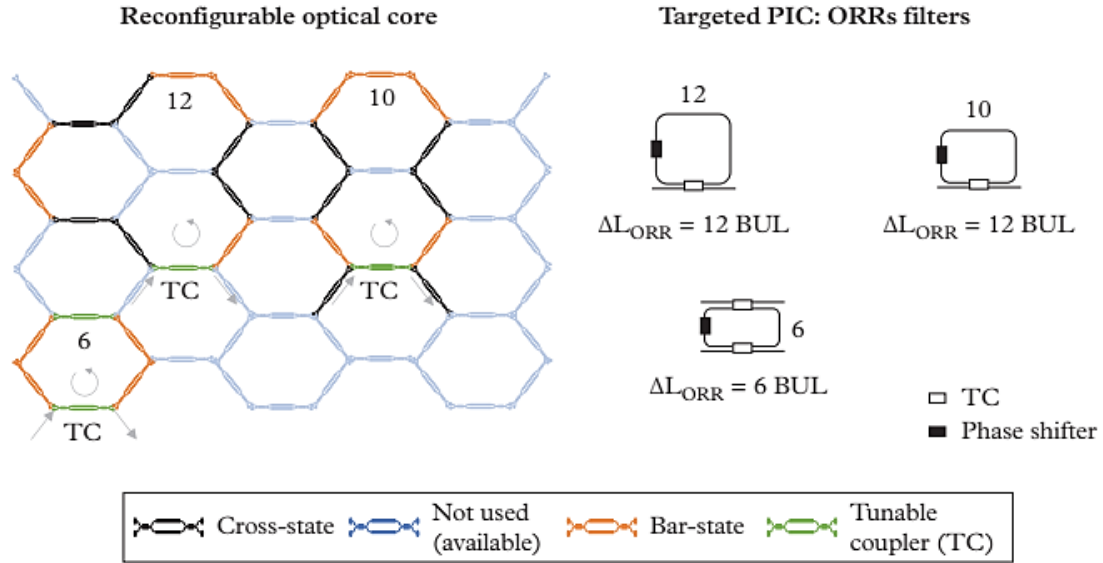


Figura 28 - Implementação de um filtro IIR com uma única cavidade. (esquerda) implementação dos filtros numa rede hexagonal. (direita) Três filtros objetivo, implementados com optical ring resonators (ORRs) [1].

2.5 – Field Programmable Photonic Gate Arrays (FPPGAs)

Os *Field Programmable Photonic Gate Arrays* (FPPGAs) consistem num conjunto de blocos analógicos fotônicos programáveis e um conjunto de interconexões fotônicas reconfiguráveis, implementados mediante o uso de uma matriz de guias de onda fotônicos, Figura 29 [12]. Os guias de onda que compõe as interconexões fotônicas reconfiguráveis têm características programáveis também e podem propagar a luz em ambas as direções [1].

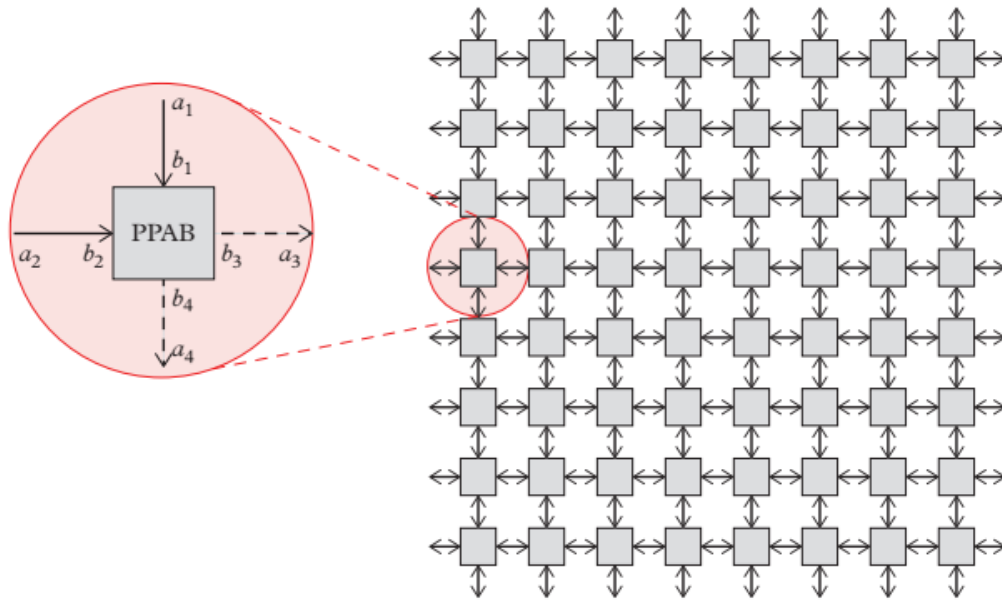


Figura 29 - Exemplo de um dispositivo FPPGA. A ampliação demonstra em detalhe o Programmable Photonic Analog Block (PPAB), o esquema retangular da matriz é apenas exemplificativo [12].

O conceito de FPPGA traz uma série de vantagens, sendo algumas delas semelhantes às dos FPGAs no domínio da eletrônica, tais como:

- Tempos mais curtos para se passar da produção para o mercado.

- Menor esforço de prototipagem e desenvolvimento.
- Menor risco financeiro em desenvolver ideias e as passar para ASPICs.
- Paradigma multi-operação e tarefa.

Entre as suas potenciais aplicações:

- Aeroespacial e defesa (aviónica, comunicações, espaço).
- Automóveis (vídeos de alta resolução entre outras).
- *Data centers* (servidores, *routers*, *switches*, *gateways*).
- Computação de elevado desempenho (servidores, supercomputadores, RADARs fotónicos, computação quântica, redes neuronais de elevada velocidade entre outras).
- Desenho de circuitos integrados (prototipagem de ASPIC, emulação de *hardware* integrado fotónico).
- Comunicações com e sem fio (rede ótica de transporte, rede móvel *backhaul* entre outras) [1].

2.5.1 – Gates reversíveis e matrizes de rotação

Nos circuitos eletrónicos com FPGAs é usual usar gates irreversíveis [36] para o processamento dos bits, com o recurso a lógica booleana. Essas *gates* são caracterizadas por dois portos de entrada e um porto de saída. Exemplos das mesmas são por exemplo as *gates* AND, OR ou XOR. Através do seu uso em cascata, é possível construir circuitos que implementam combinações extremamente complexas [1].

No paradigma dos FPPGAs, os PPABs são implementados através de *gates* reversíveis 2x2 [37], tendo duas entradas e saídas. Um exemplo dessas *gates* reversíveis é por exemplo as *gates* de Pauli X ou SWAP, Figura 30. Neste tipo de portas, como elas são reversíveis, é possível conhecer as entradas à custa das saídas, visto a operação desse tipo de portas poder ser descrita à custa de uma transformação de uma matriz unitária U , tal que por definição $U^{-1} = U^*$. Se I e O corresponderem respetivamente aos vetores de entrada e saída, então $O = UI$, logo $I = U^{-1}O = U^*I$ por definição. Para a implementação da lógica booleana em circuitos eletrónicos, estas portas não são eficientes, porém no campo da computação quântica elas encontraram uma aplicação prática [37], visto que a computação quântica não se baseia em lógica booleana, mas sim no uso de transformações unitárias lineares [1].

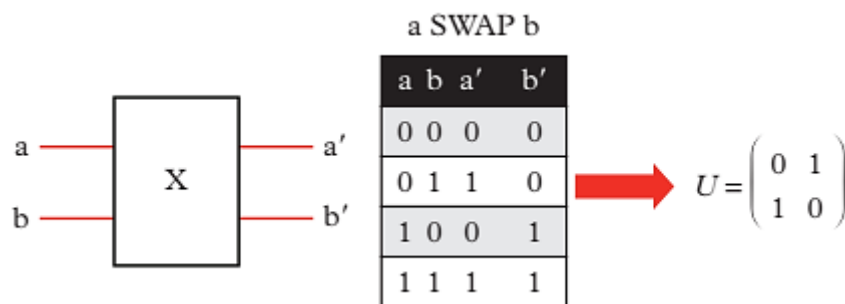


Figura 30 - Exemplo de uma gate reversível SWAP [37].

Os circuitos fotónicos para aplicações clássicas de processamento de sinal, lidam com sinais analógicos, sendo usadas as *gates* reversíveis como BBBs de modo a assim se poder implementar circuitos mais complexos.

De modo a assim se implementar circuitos fotónicos complexos programáveis, usa-se como BBBs uma família de *gates* reversíveis que tem o nome de *rotation gates* [37].

Essas estruturas correspondem equivalentemente a 3dB TC e TC direcionais, podendo as mesmas ser agregadas em formas compactas que implementam transformações unitárias arbitrárias ajustáveis 2×2 , constituindo essas unidades os elementos base dos PPBA.

Considerando as matrizes de Pauli básicas 2×2 [37]:

$$\begin{aligned} \sigma_0 = I &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}; \quad \sigma_0 = I = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \\ \sigma_2 = Y &= \begin{pmatrix} 0 & -j \\ j & 0 \end{pmatrix}; \quad \sigma_3 = Z = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (38)$$

As matrizes de rotação (por um ângulo de θ) em torno dos eixos x, y e z são dadas por:

$$R_x(\theta) = e^{-j\frac{\theta}{2}X}; \quad R_y(\theta) = e^{-j\frac{\theta}{2}Y}; \quad R_z(\theta) = e^{-j\frac{\theta}{2}Z}. \quad (39)$$

Essas matrizes de rotação podem ser convertidas na forma:

$$\begin{aligned} R_x(\theta) &= \begin{pmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & j \sin \frac{\theta}{2} \\ j \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{pmatrix}, \\ R_y(\theta) &= \begin{pmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & -\sin \frac{\theta}{2} \\ \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{pmatrix}, \\ R_z(\theta) &= \begin{pmatrix} e^{-j\frac{\theta}{2}} & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{\theta}{2}} \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (40)$$

As matrizes de rotação podem ser implementadas no domínio fotônico respetivamente por DC, 3dB-MZI e dois guias de ondas incluindo dois *phase shifters* no modo *push-pull*, Figura 31 [1].

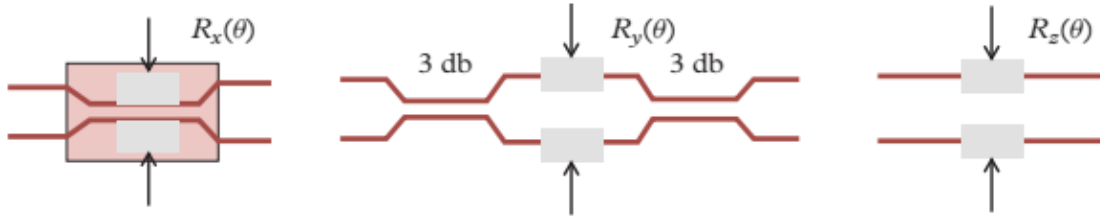


Figura 31 - Isomorfismo entre as matrizes de rotação 2×2 e os componentes integrados de guias de onda [1].

Usando o teorema de Euler [37], é possível exprimir uma matriz unitária 2×2 em duas formas possíveis, ambas da concatenação de matrizes de rotação [1]:

$$\begin{aligned} U &= e^{j\delta} R_z(\alpha) R_y(\beta) R_z(\gamma), \\ U &= e^{j\delta} R_z(\alpha) R_x(\beta) R_z(\gamma), \end{aligned} \quad (41)$$

em que α, β, γ e δ são quatro números reais e independentes, o que significa que configurações compactas de unidades de *phase shifting* podem ser implementadas, à custa de DC ou 3-dB MZI.

De modo a se construir as matrizes programáveis 2D considera-se a versão reduzida da equação acima, a que se dá o nome de *gates*, Figura 32:

$$\begin{aligned} U &= e^{j\delta} R_y(\beta) R_z(\gamma), \\ U &= e^{j\delta} R_x(\beta) R_z(\gamma). \end{aligned} \quad (41)$$

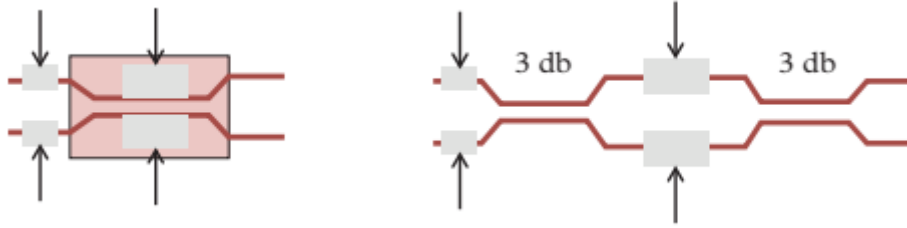


Figura 32 - Duas alternativas à implementação de matrizes unitárias programáveis 2×2 . (esquerda) $U = e^{j\delta} R_x(\beta) R_z(\gamma)$ (direita) $U = e^{j\delta} R_y(\beta) R_z(\gamma)$ [1].

As matrizes programáveis podem assim ser construídas através da assemblagem nas duas dimensões, das *gates*, com duas entradas e duas saídas cada uma delas. Esta matriz pode deste modo ser programada para implementar qualquer transformação unitária $N \times N$ e, devido à natureza das *gates*, tanto as operações com e sem feedback são possíveis de realizar, sendo assim possível implementar estruturas com cavidades entre outras.

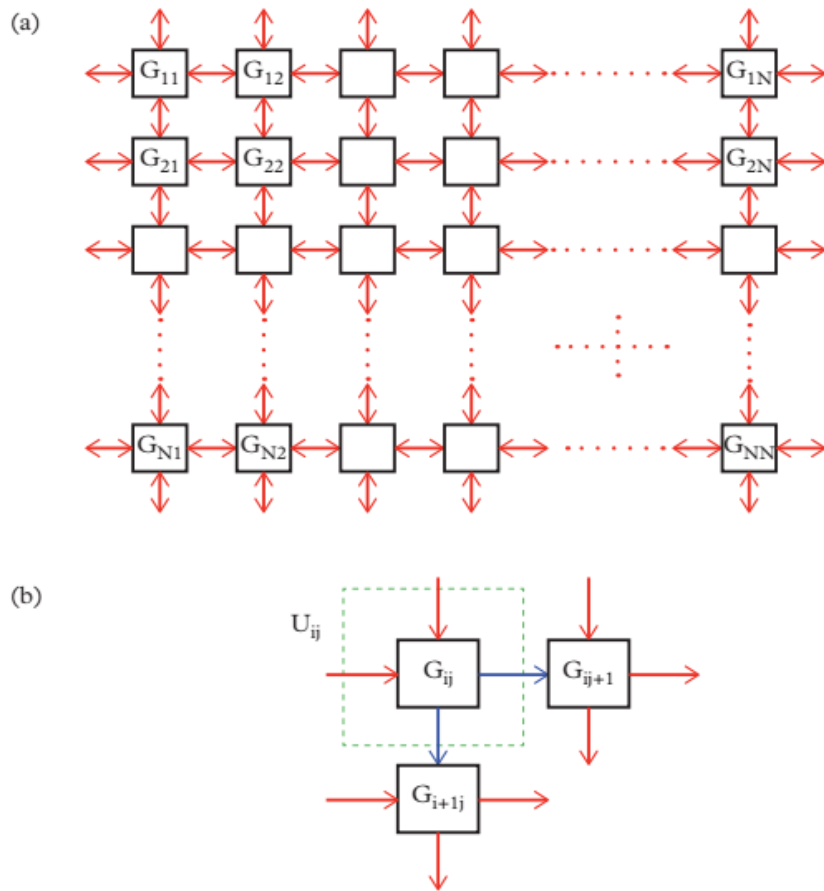


Figura 33 - (a) Matriz 2D de gates G reversíveis. (b) Esquematisação de como a concatenação da Gate G_{ij} fornece a possibilidade de implementar uma transformação unitária arbitrária no elemento ij [1].

2.5.2 – Programmable Photonic Analogue Blocks (PPABs)

Várias configurações podem ser obtidas para os PPABs, sendo as configurações mais básicas obtidas através do uso das matrizes de rotação 2×2 já mencionadas atrás. Perez e colegas [1] consideraram quatro tipos exemplificativos dos PPABs, obtidos através de rotações de 0° , 90° , 45° e -45° , atribuindo-lhes o tipo A,B,C e D respetivamente, Figura 34.

As principais funções dos PPABs são o fornecimento de acoplamento ajustável do rácio de potências assim como alterações de fase ajustáveis, de forma independentes.

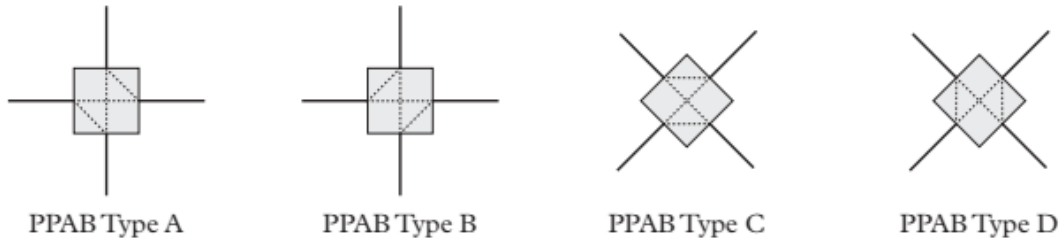


Figura 34 - Quatro tipos de 2x2 unidades básicas PPABs demonstradas, assim como as suas ligações internas de sinal a linha tracejada [1].

A operação do elemento PPAB do tipo A (sendo que a descrição dos restantes tipos segue a mesma lógica) está presente na Figura 35 [12], onde os portos óticos de entrada e saída são b_1 , b_2 , b_3 e b_4 e, os campos externos das entradas e saídas das interconexões fotónicas programáveis estão representados por a_1 , a_2 , a_3 e a_4 [12].

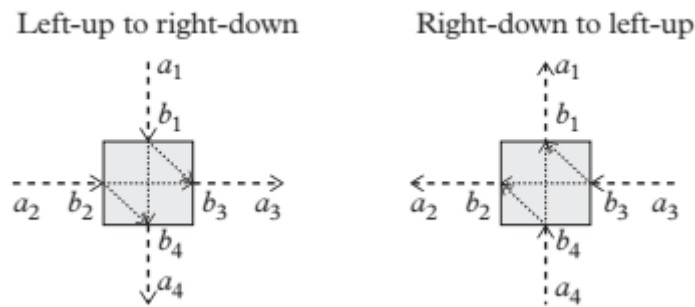


Figura 35 - PPAB do tipo A com a representação dos campos óticos internos e externos nos seus portos, nas duas direções de propagação do sinal [12].

O PPAB é um componente fotónico 2x2, que tem a capacidade de conseguir implementar uma mudança de fase ajustável Δ_{PPAB} e um elemento ajustável de divisão de potência K , entre os seus campos óticos de entrada b_1 , b_2 e os seus campos óticos de saída b_3 e b_4 . Existem duas direções de propagação do sinal, Figura 35, a primeira é da esquerda canto superior para a direita canto inferior, e é caracterizada, no caso de implementar um PPAB com um TC 3-dB pela seguinte equação:

$$\begin{pmatrix} b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = -e^{j\Delta_{PPAB}} \begin{pmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \cos \theta & -\sin \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix}. \quad (42)$$

em que ambos $K = [\cos \theta]^2$, assim como Δ_{PPAB} pode ser alterado através de dois sinais de controlo externo (que podem ser eletrónicos, mecânicos ou acústicos) mediante uma relação linear. A segunda direção de propagação Figura 35, é do porto da direita canto inferior na direção do porto da esquerda canto superior, sendo caracterizado pela seguinte matriz de transmissão:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = -e^{j\Delta_{PPAB}} \begin{pmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \cos \theta & -\sin \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_3 \\ b_4 \end{pmatrix}. \quad (43)$$

O PPAB pode ser programado para executar operações básicas de processamento de sinal fotónico, deste um *switch* arbitrário de fase no formato *bar* e *cross* até um acoplador variável Figura 36 [12].

Operações similares podem ser definidas para os PPABs dos tipos B, C e D.

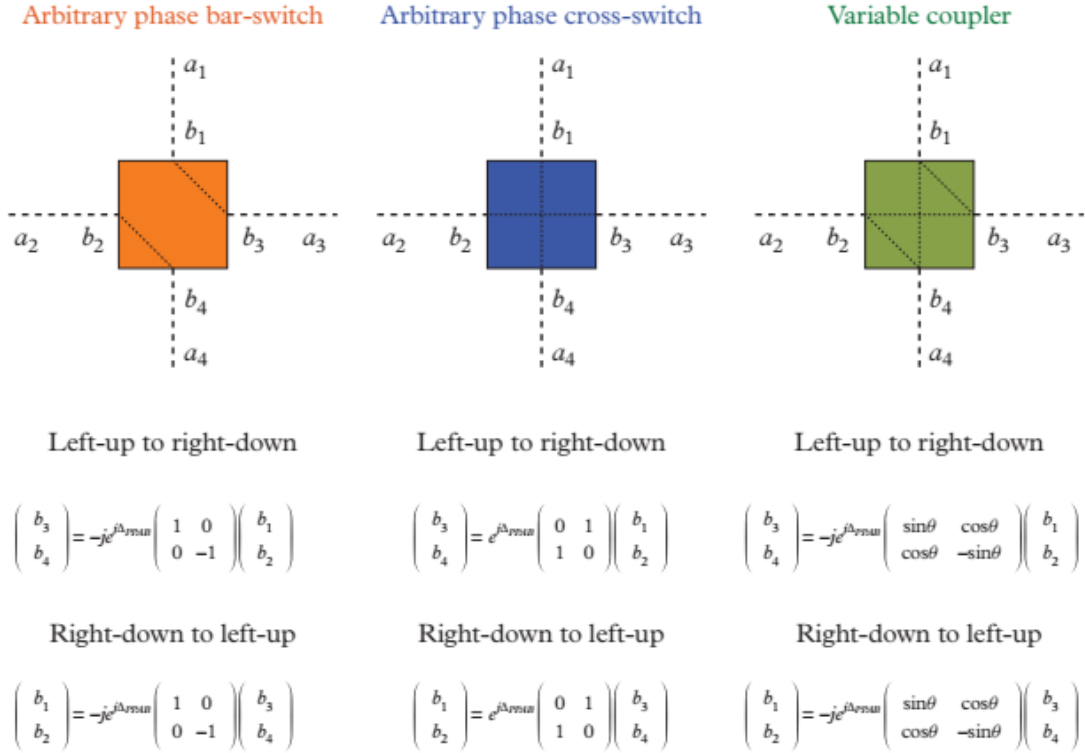


Figura 36 - Diferentes funcionalidades programadas para o PPAB tipo A, assim como a matriz de transmissão resultante [12].

2.5.3 – Interconexões fotônicas reconfiguráveis

As interconexões fotônicas reconfiguráveis conseguem uma mudança de fase ajustável sem perdas, e, quando utilizadas em conjunto com os PPABs, fornecem um grau de flexibilidade extra nas matrizes de transmissão 2×2 , conseguindo-se com o seu uso, um ajuste independente e reconfigurável da mudança de fase ϕ sobre um valor de fase Δ_{RPI} comum aos dois guias de onda de entrada e/ou saída de *Reconfigurable Photonic Interconnect* (RPI), Figura 37.

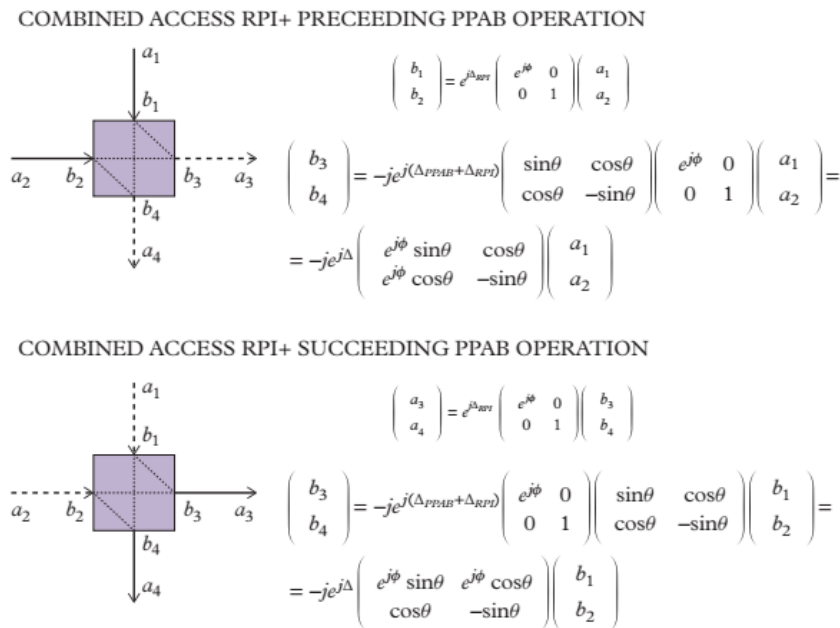


Figura 37 - Operação combinada do PPAB e do RPI de modo a desempenharem um phase shifter. $\Delta = \Delta_{PPAB} + \Delta_{RPI}$. [12].

Referindo-se à parte superior da Figura 37, a ação combinada do RPI precedente de acesso, mais a operação do PPAB, tem como equações, primeiro para a ação do RPI:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{j(\emptyset + \Delta RPI)} & 0 \\ 0 & e^{j \Delta RPI} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} = e^{j \Delta RPI} \begin{pmatrix} e^{j \emptyset} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}. \quad (44)$$

A equação para a ação combinada do elemento PPAB e do elemento RPI precedente pode assim ser obtida através de uma multiplicação matricial:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} &= -j e^{j(\Delta PPAB + \Delta RPI)} \begin{pmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \cos \theta & -\sin \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j \emptyset} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}, \\ \Leftrightarrow \begin{pmatrix} b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} &= -j e^{j \Delta} \begin{pmatrix} e^{j \emptyset} \sin \theta & \cos \theta \\ e^{j \emptyset} \cos \theta & -\sin \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (45)$$

em que o fator de fase comum é dado por $\Delta = \Delta_{PPAB} + \Delta_{RPI}$.

De maneira semelhante, a ação combinada do elemento PPAB e de um elemento RPI posterior, Figura 37 parte inferior, conduz à seguinte equação matricial [12]:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} &= -j e^{j(\Delta PPAB + \Delta RPI)} \begin{pmatrix} e^{j \emptyset} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \cos \theta & -\sin \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix}, \\ \Leftrightarrow \begin{pmatrix} a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} &= -j e^{j \Delta} \begin{pmatrix} e^{j \emptyset} \sin \theta & e^{j \emptyset} \cos \theta \\ e^{j \emptyset} \cos \theta & -\sin \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (46)$$

2.5.4 – Implementação física e resultados experimentais

Alguns exemplos onde, numa mesma matriz são implementados simultaneamente diferentes circuitos fotônicos, com recurso a FPPGAs, usando-se o código de cores apresentado na Figura 36 para os PPABs, estão representados na Figura 38.

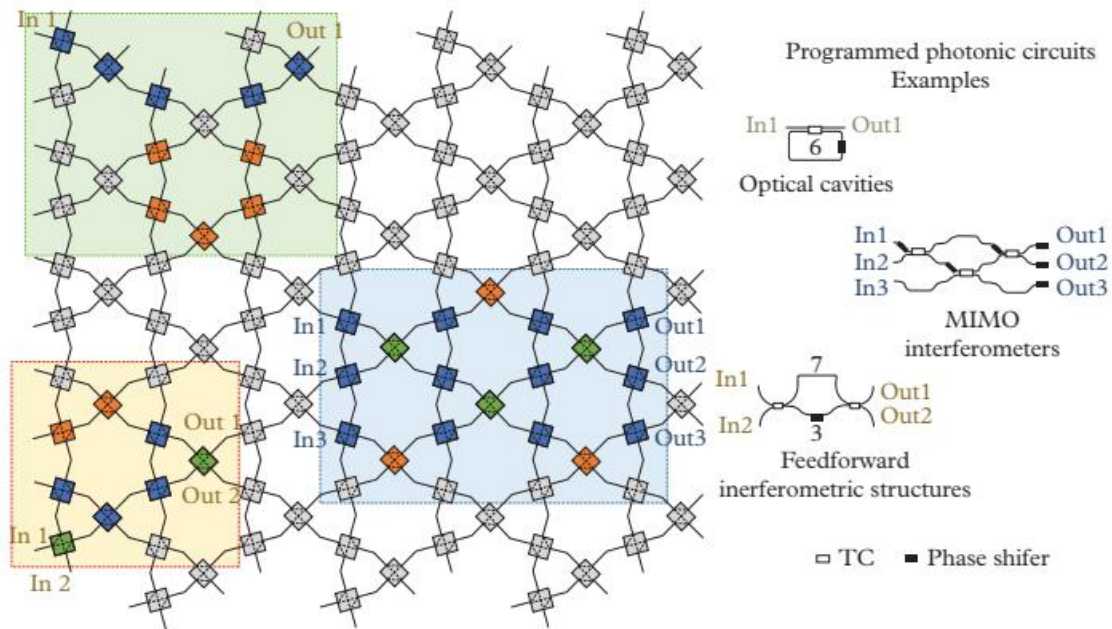


Figura 38 - Implementação na mesma matriz de: cavidade ótica (região sombreada a verde), interferómetro 3 dB Mach-Zehnder (região sombreada a laranja) e um 3x3 interferómetro multi-portal, multiple input/multiple output (MIMO) (região sombreada a azul) usando um FPPGA do tipo ABCC [12].

Artigos recentes [38][39] descreveram a implementação de FPPA de classe ABCC usando para esse fim, redes hexagonais de guias de onda em silício compostos por sete células. Esse mesmo *chip* ocupava uma superfície de $15 \times 20 \text{ mm}^2$, incluindo o mesmo 30 3-dB MZIs, 60

thermal tuners, possuindo vinte e quatro portas de entrada/saídas montadas numa placa de circuito impresso, que ocupava uma área de $60 \times 120 \text{ mm}^2$, tendo a programação dos FPPAs sido realizada através das correntes de polarização dos MZIs. A implementação do *chip* em nitreto de silício ocupou uma área de $5.5 \times 11 \text{ mm}^2$, incluindo 40 3-dB MZIs e 80 *thermal tuners*, Figura 39.

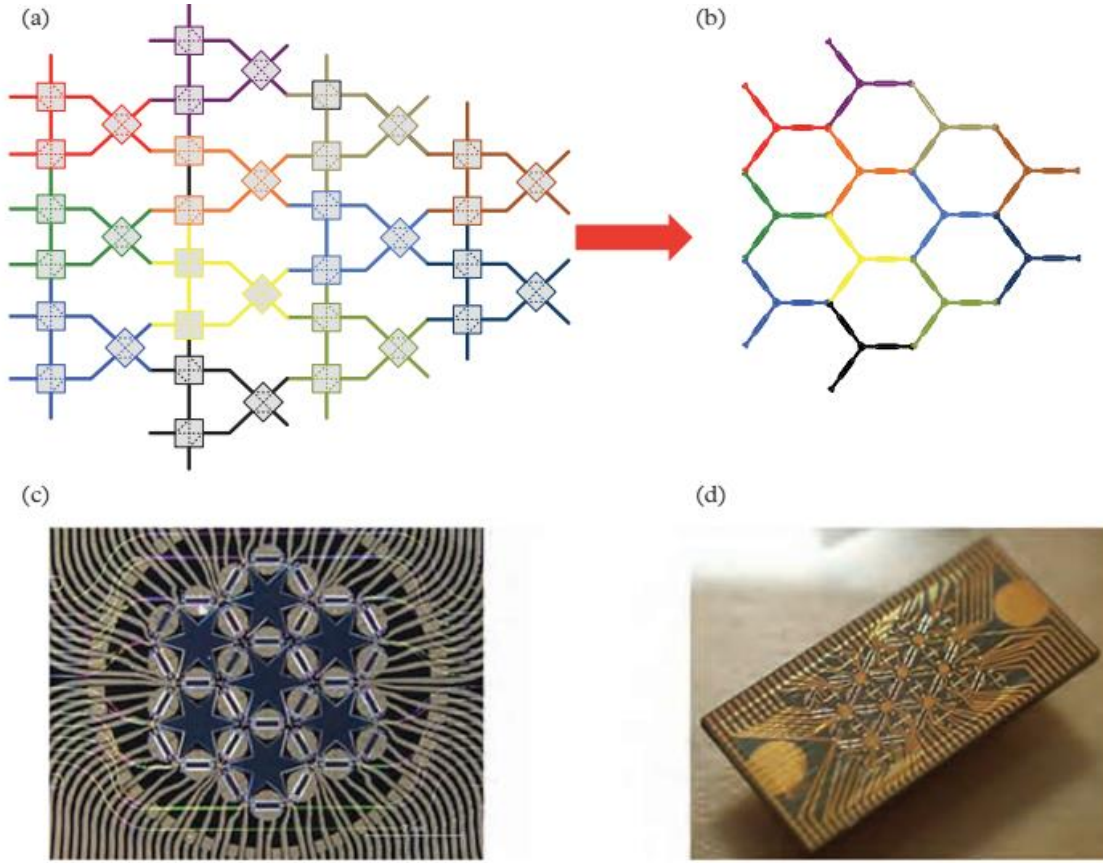


Figura 39 – (a) Esquema de um FPPA classe ABCC e, (b) a sua implementação através de uma rede de guias de onda hexagonal, (c) Implementação em chip de silício, (d) Implementação em chip de nitreto de silício [38].

Na Figura 40 [1] está presente uma implementação prática de um MZI não balanceado, com os parâmetros referentes aos TCs, K_1 e K_2 , a serem variados.

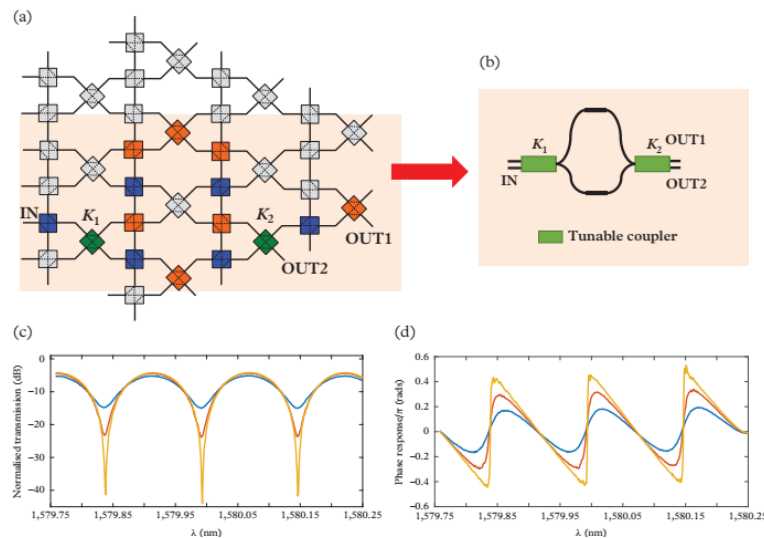


Figura 40 - (a) Programação dos PPABs para implementar um MZI não balanceado, (b) circuito equivalente, (c) módulo da função de transferência, (d) fase da função de transferência para valores diferentes de K_1 e K_2 [1].

Na Figura 41 [1] está presente uma implementação prática de um ressonador com duplo acoplador, cavidade em anel, com os parâmetros referentes ao TCs, K_1 e K_2 , a serem variados mais uma vez.

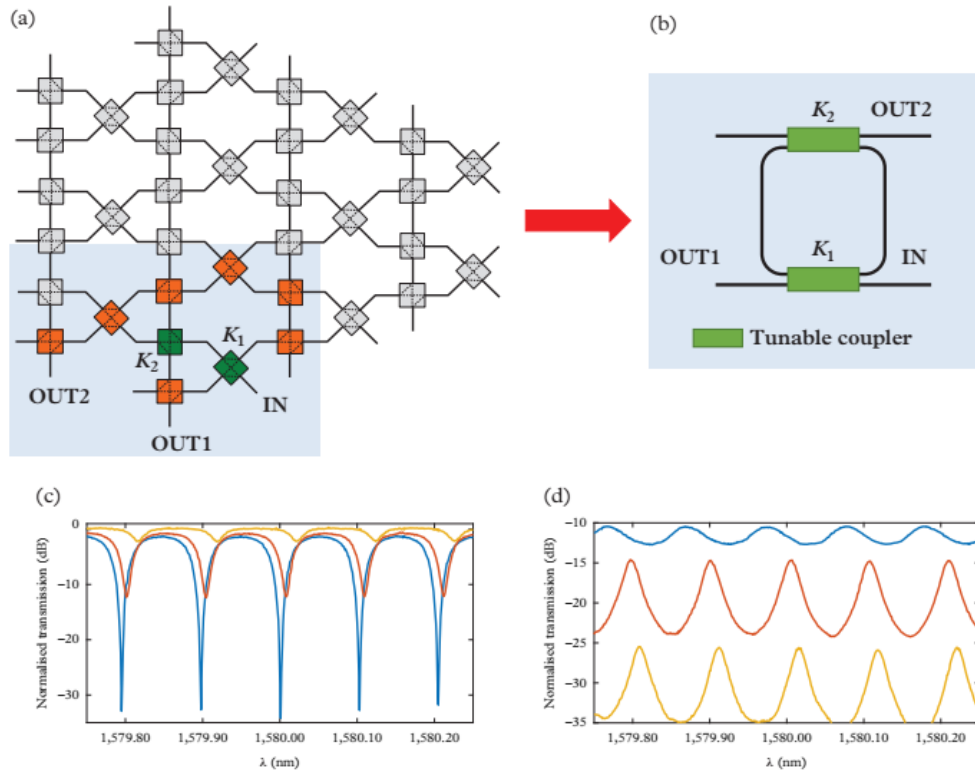


Figura 41 - (a) Programação dos PPABs para implementar um ressonador com duplo acoplador, cavidade em anel, (b) circuito equivalente, (c) módulo da função de transferência, (d) fase da função de transferência para valores diferentes de K_1 e K_2 [1].

2.6 – Fotônica integrada programável aplicada a filtros de radio frequência (RF)

Vários estudos já foram realizados com vista a aplicação da tecnologia dos FPPGAs a filtros RF. Um estudo pioneiro, onde Zhuang e colegas [35] criaram um *chip* para processamento de sinal, assente em FPPGAs, permitindo uma flexibilidade total em termos de configuração de amplitude e fase. Os FPPGAs foram implementados através de uma rede de acopladores *Mach-Zehnder* (MZ), de acordo com a Figura 42.

Nesse estudo, Zhuang e colegas [35] conseguiram implementar a primeira demonstração prática do conceito de FPPGAs, através da rede 2×1 com duas células, conseguindo demonstrar que essa mesma rede, com um FSR de 14 GHz e total configurabilidade de parâmetros via programática, permitiu implementar filtros RF entre as frequências de 1.6 a 6 GHz, com várias formas de filtros, desde índices de extinção até 55 dB nos filtros rejeita banda até bandas de passagem de 1.6 GHz.

Na Figura 43 [35] está presente o primeiro *chip* demonstrativo do conceito, fabricado numa tecnologia comercial de guias de onda Si_3N_4 . Os elementos que fazem o ajuste de fase, são implementados através de resistências que libertam calor, o que provoca uma alteração do índice de refração do guia de onda, através da variação local da temperatura do guia de onda [40]. Nesse *chip*, o *phase shifter* foi implementado com um intervalo de configuração de

$0-2\pi$, e, por sua vez, o acoplador de potência no MZ, pode ser configurado entre 0-0.99, muito perto do caso ideal.

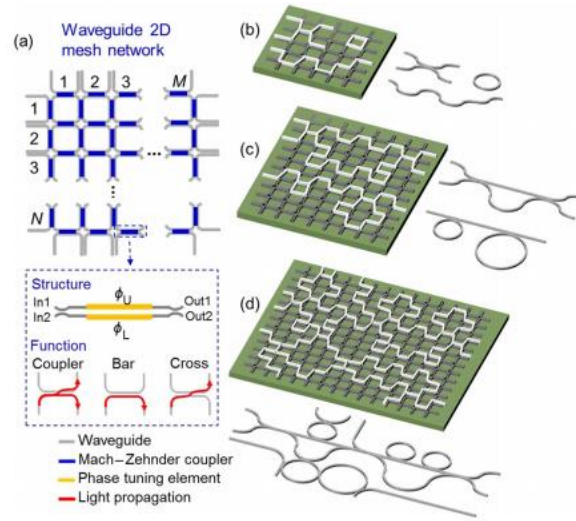


Figura 42 - (a) Esquemático de uma rede de guias de onda $M \times N$ com conexões usando acopladores MZ. (b) Exemplo de várias topologias implementadas sobre essa rede [35].

Foram demonstradas quatro configurações de circuitos, um filtro rejeita-banda, um transformador de Hilbert, um filtro passa-banda e um atraso na linha.

Foi usado um modulador eletro-ótico para criar, do sinal RF de entrada, uma modulação de dupla banda, inserindo-se um desvio de fase na portadora segundo [41][19].

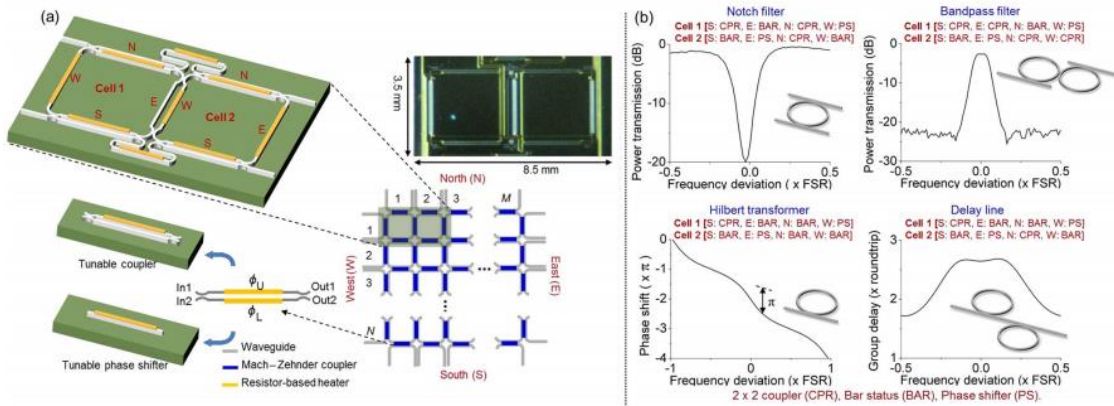


Figura 43 - (a) Esquema e foto do chip fabricado com a tecnologia de guias de onda Si_3N_4 . (b) Quatro diferentes configurações criadas através da programação das fases dos elementos do chip, assim como a medida da correspondente resposta em frequência [35].

A estratégia usada para implementar o sistema de micro-ondas fotônico está presente na Figura 44 [35], onde é possível observar que o sinal RF é usado como modulador óptico, e na saída do sistema fotônico, existe uma conversão para RF através de um fotodetector.

Foi possível demonstrar claramente que é possível implementar um filtro passa-banda e rejeita-banda, tendo ambos apresentado um índice de extinção superior a 17 dB e uma dispersão passa-banda < 2 ps/MHz, tendo os resultados experimentais apresentado uma boa correlação com os resultados teóricos previstos para a função de transferência, Figura 45 a) e b). O deslocamento da frequência central do filtro foi realizado mediante o controle da fase (ϕ_1 , ϕ_2) dos dois anéis ressonadores, de forma que Δf_1 e Δf_2 são deslocados simultaneamente, com o valor de uma constante $\Delta f_{RF} = |\Delta f_1 - \Delta f_2|$ [35]. Devido às características de periodicidade dos ressonadores em anel, a máxima cobertura de frequência do filtro RF é igual a metade do

FSR do ressonador em anel, que neste caso foi de 14 GHz, tendo sido demonstrada o ajuste da frequência central do filtro desde os 1.6 aos 6 GHz, Figura 45 c) e d) [35].

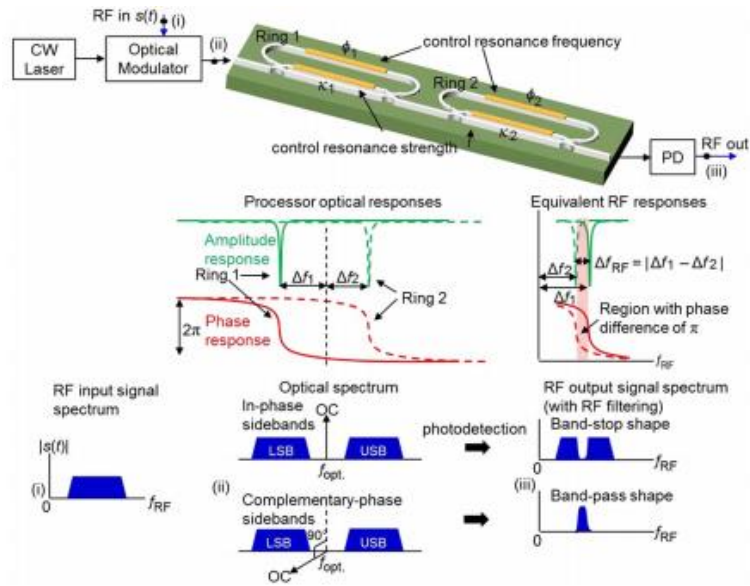


Figura 44 - Esquema do sistema fotônico de RF, assim como a ilustração do princípio para implementar o filtro RF (CW – continuous wave, LSB/USB – low/upper sideband, OC – optical carrier, PD – photodetection) [35].

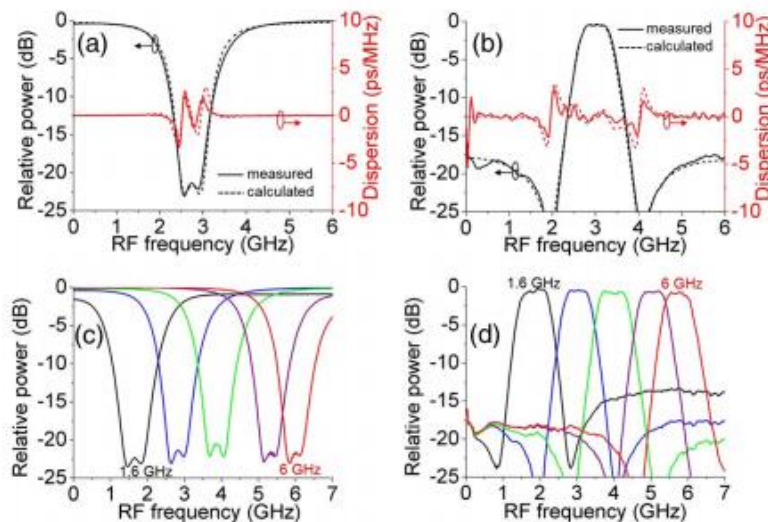


Figura 45 - (a, b) Resposta em frequência assim como curva teórica da função de transferência de um filtro rejeita-banda e passa-banda respectivamente. (c, d) Demonstração do ajuste da frequência central do filtro [35].

Liang e colegas [42] reportaram a criação de um sistema de recepção RF, sobre um processador com tecnologia comercial de guias de onda Si_3N_4 , onde foi demonstrado com sucesso, como prova de conceito, a supressão de bandas, *carrier-sideband routing* e *channelization filtering*, assim como mistura de I-Q (I - em fase, Q- em quadratura) de modo a obter outro modo de recepção.

Capítulo 3

Especificação do *chip*

Tendo em vista a realização desta tese, e tendo em conta que o objetivo do *chip* seria o de implementar filtragem rejeita-banda e passa-banda de sinais RF e, tendo em conta a literatura existente na área, decidiu-se implementar a estrutura do *chip* de acordo com diagrama representado na Figura 46 [35] devido a ser a que permitia implementar estes filtros, não introduzindo complexidade desnecessária ao projeto. Foi decidido deixar o laser e o modulador ótico na parte externa do *chip*, incluindo-se o foto-detetor dentro de modo a assim termos uma saída já em formato elétrico, sendo assim mais acessível do que se a saída fosse em formato ótico, à saída do *ring* 2.

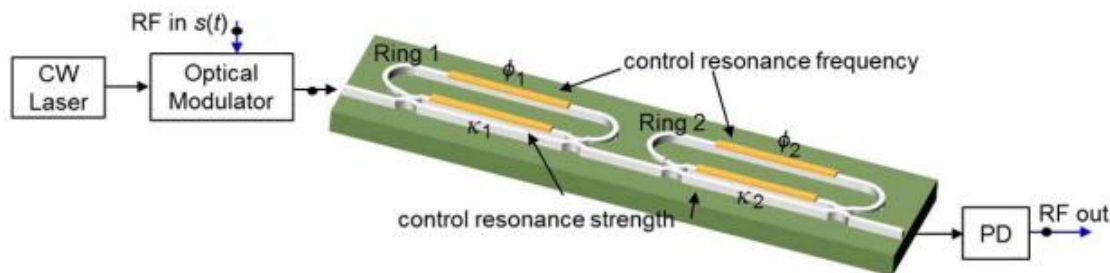


Figura 46 - Esquema do sistema fotônico de RF (CW-continuous wave, PD-phase detector, RF-radio frequency) [35].

O laser usado neste trabalho foi o que vem já incluído com o *software* Lumerical, o modulador ótico foi também o que vem também incluído nesse mesmo *software*, os restantes componentes presentes na Figura 46 provêm da *foundry* IMEC, tendo o projeto e teste do *chip* assente nos modelos dos componentes fornecido pela *foundry*. Decidiu-se projetar o filtro para funcionar na banda C (infravermelho), nos 1550 nm, devido a essa ser a janela de frequências mais comum em comunicações óticas.

3.1 – Caracterização experimental dos componentes usados no *chip*

Tendo em conta a construção e teste do *chip*, foi importante avançar com a caracterização experimental e dimensionamento quando fosse caso disso, dos seus vários componentes.

3.1.1 – Caracterização e teste dos guias de onda óticos

Como já foi referido anteriormente, o *chip* foi construído com o recurso a uma biblioteca de componentes fornecidos pela *foundry* IMEC, alguns desses componentes permitem o ajuste de alguns dos seus parâmetros, tais como o seu comprimento.

Como o *chip* foi idealizado para funcionar nos 1550 nm, na banda C, o modelo do guia de onda escolhido da *foundry* foi o SWGCTE_WG_450, Figura 47, este guia de onda possui uma orientação retilínea, podendo de acordo com o fabricante, ser usados com razoável precisão para guias de onda curvilíneos, desde que se garanta raios suficientemente elevados no *layout*. Este guia de onda, deste modelo foi construído com uma largura do núcleo de 0.450 μm e 4.5 μm para a bainha, mais informações em relação ao *layout* do guia de onda estão contidas na seção do *layout* do *chip*.

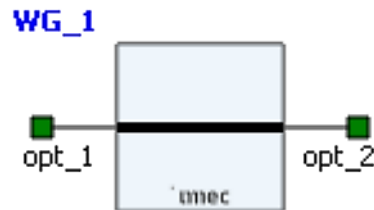


Figura 47 - Representação esquemática do guia de onda no software Lumerical Interconnect.

Foi realizado o estudo da atenuação do sinal ótico em função da frequência do sinal, para este mesmo comprimento de onda, tendo-se obtido uma atenuação constante de 0.0014 dB para um comprimento de 10 μm do guia de onda, ou 0.00014 dB/ μm de atenuação, testado com este circuito, apresenta na Figura 48.

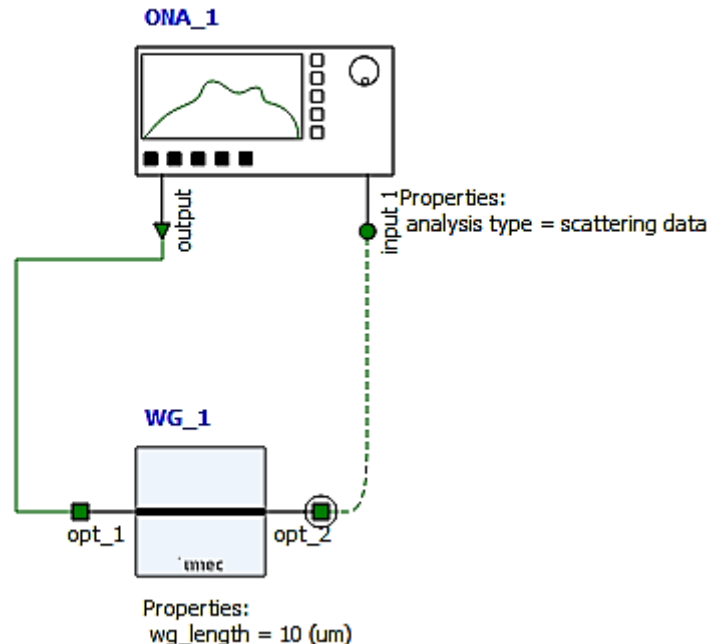


Figura 48 - Circuito de teste usado para extrair a atenuação do guia de onda usado neste trabalho.

Fez-se um estudo da atenuação em função da frequência do sinal ótico, foi possível verificar que a atenuação é constante e independente da frequência do sinal que atravessa o guia de onda no intervalo de 1530 a 1560 nm.

3.1.2 – Dimensionamento, caracterização e teste do *directional coupler*

De acordo com o circuito desejado para o *chip* ótico, Figura 46, teremos de usar um *directional coupler* para que exista transferência de potência ótica entre o guia de onda de entrada do sinal e os anéis, esse valor deve ser de 50%, permitindo que o ajuste fino de transferência de potência seja feito com o recurso ao *Mach Zender Modulator* (MZM), usando-se para isso *phase shifters* em cada um dos seus braços, sendo o ponto de partida os 50% de potência ótica garantidos pelo *directional coupler*.

O modelo usado neste trabalho, de acordo com a banda C de operação do *chip* ótico, foi o modelo DCCTE_WG_450_150_5 da *foundry* IMEC, que apresenta uma representação esquemática no programa Lumerical Interconnect, presente na Figura 49.

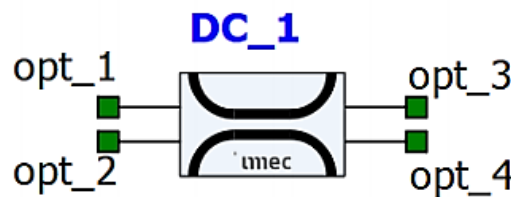


Figura 49 - Representação esquemática do *directional coupler* usado neste trabalho, para a banda C, modelo DCCTE_WG_450_150_5.

Este modelo permite o ajuste do comprimento de acoplamento, L_c , entre os 0 e os 20 μm , é este comprimento de acoplamento que permite por sua vez o ajuste fino da percentagem de potência ótica da entrada que é dividida pelos dois braços da saída. Foram feitos testes para determinar qual o comprimento de acoplamento que garantiria um rácio de divisão de potência ótica de 50% por cada braço, *opt_3* e *opt_4* na Figura 49, usando-se para o efeito o seguinte circuito de teste no Lumerical Interconnect, Figura 50.

O nosso objetivo era determinar o comprimento do acoplamento, L_c , no comprimento de onda de funcionamento do *chip*, 1550 nm, cujo valor é $L_c = 5.38 \mu\text{m}$. Após vários testes terem sido realizados, os resultados para esse comprimento estão presentes na Figura 51, atestando que para os 1550 nm, temos 50% de potência ótica em cada um dos portos de saída do *directional coupler*, como era o pretendido. Mais informações em relação ao seu *layout*, estão presentes na secção de *layout* do *chip*.

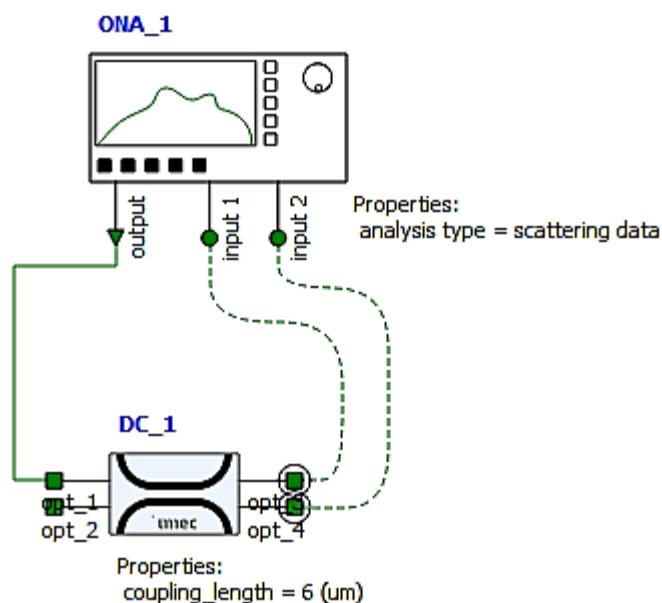


Figura 50 - Esquema de teste usado para encontrar o comprimento de acoplamento (L_c) apropriado para garantir 50 % de acoplamento da potência ótica em cada um dos portos de saída.

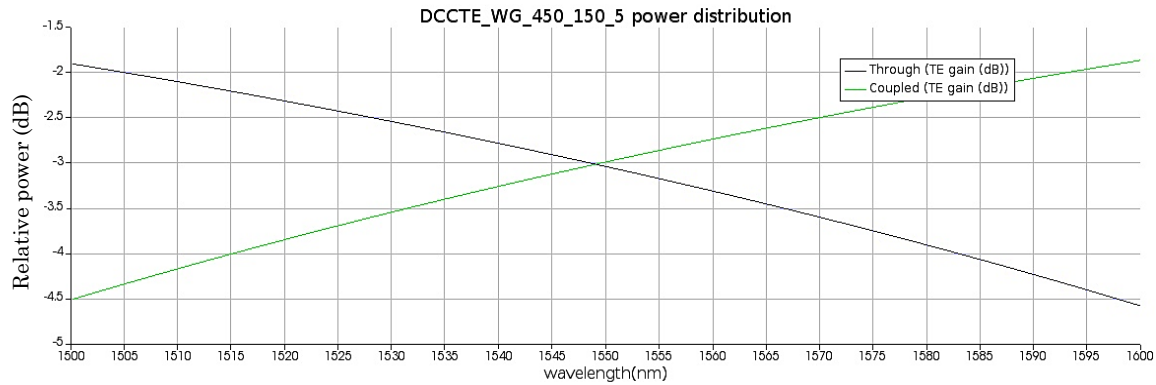


Figura 51 - Distribuição de potência ótica no directional coupler, para um comprimento de acoplamento de $5.38 \mu\text{m}$, para os dois portos de saída.

3.1.3 – Dimensionamento, caracterização e teste do *thermo optic-phase shifter*

De acordo com o circuito alvo para o chip ótico, Figura 46, teremos de usar vários PS's, para assim garantir tanto o controlo da frequência de ressonância em cada um dos anéis como o controlo da força do pico de ressonância nos MZM.

De modo que os PS executem adequadamente o seu papel terão de garantir uma variação de fase entre $[0, \pi]$ rad, o modelo presente no Lumerical Interconnect proveniente da *foundry* IMEC. Para a banda C e para garantir quer o controlo da frequência de ressonância assim como o controlo da força do pico de ressonância foi usado o SWGCTE_WGNPLUS_450_600_200K, cujo esquema está presente na Figura 52.

Os parâmetros possíveis de serem ajustados neste PS são o comprimento do guia de onda, entre um intervalo de $[100, 5000] \mu\text{m}$ e a tensão de controlo do aquecedor associado ao mesmo. Por outro lado, como é possível verificar na Figura 52, cada PS deste modelo, tem dois *heaters*, em cada um dos lados do guia de onda, sendo a diferença de voltagem entre *ele_h1* e *ele_g1* usado para efetuar o controlo de temperatura de um *heaters* e, por outro lado, a diferença de tensão entre *ele_h2* e *ele_g2* usada para realizar o controlo de temperatura do segundo *heater*. Os dois *heaters* podem ser polarizados separadamente ou em paralelo, tendo, para o efeito deste trabalho o seu ajuste de polarização sido feito em paralelo de acordo com a Figura 53.

A tensão de *bias* deste PS permite um intervalo de funcionamento entre os $[0, 40] \text{ V}$ de acordo com a *foundry* IMEC.

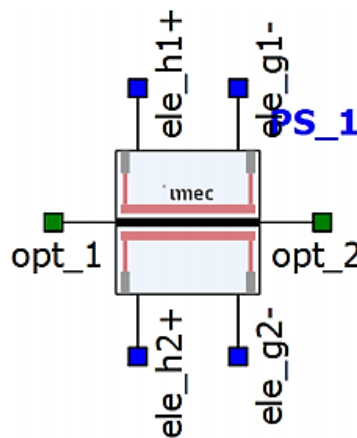


Figura 52 - Representação esquemática do thermo optic phase shifter usado neste trabalho, para a banda C, modelo SWGCTE_WGNPLUS_450_600_200K.

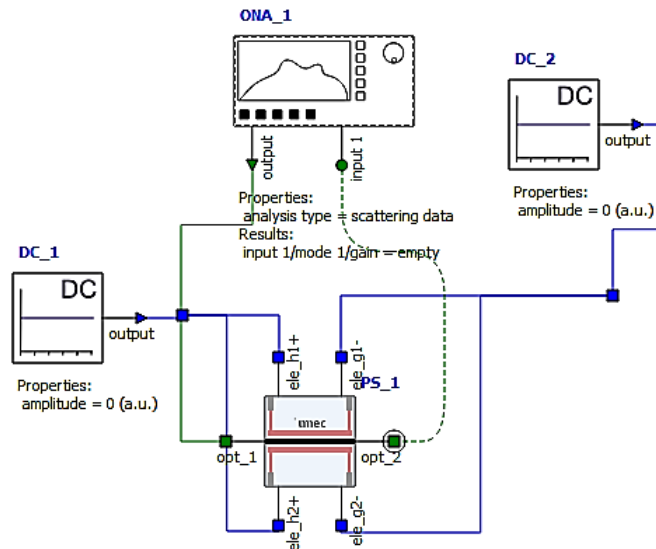


Figura 53 - Esquema de teste e ligação elétrica em paralelo, usado para ligar o thermo optic phase shifter e efetuar a sua caracterização de funcionamento.

O parâmetro que falta definir é o comprimento do *thermo optic phase shifter*, de modo que se consiga uma mudança de fase de $[0, \pi]$ rad no PS do anel do *chip*. De acordo com a documentação da foundry IMEC isso é possível com um comprimento de 200 μm , obtendo-se, usando o circuito de teste presente na Figura 53. O comportamento da mudança de fase imposta pela tensão de *bias* aplicada aos elétrodos do PS, onde é possível verificar que a desejada mudança de fase é garantida usando-se cerca de 31.5 V de gama de voltagem de polarização para o efeito, Figura 54.

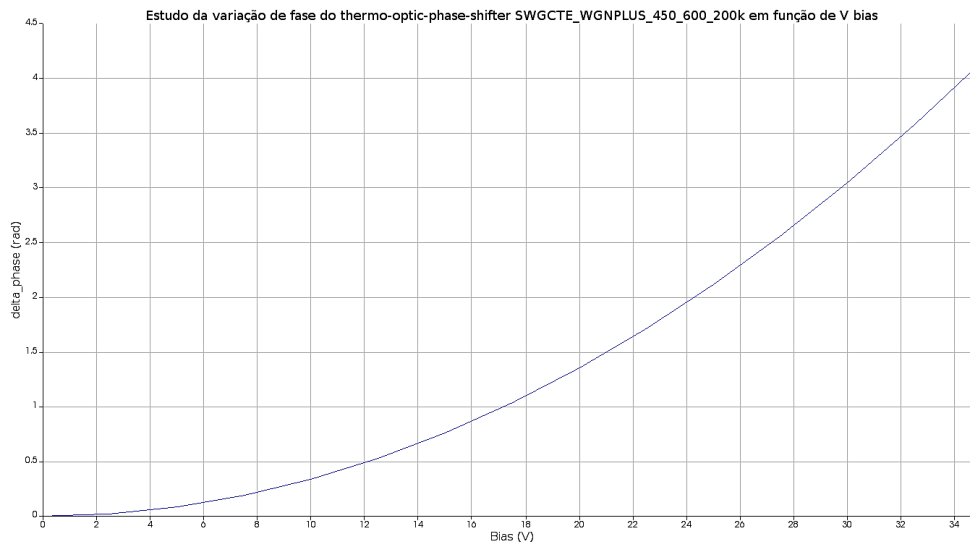


Figura 54 - Estudo da variação de fase do thermo optic phase shifter SWGCTE_WGNPLUS_450_600_200K, com um comprimento do guia de onda de 200 μm .

3.1.4 – Dimensionamento, caracterização e teste do MZM

Tendo em conta a preparação do trabalho proposto, decidiu-se avançar com a caracterização do modulador *Mach-Zehnder* (MZ), testando cada braço do mesmo com *PSs* ideais em vez do *thermo optic phase shifter* e dois *directional coupler's* ideais, de modo a assim conseguir perceber melhor o seu funcionamento, e quais os requisitos que terão de ser alcançados com *PSs* implementados por meio de diferenças de potencial, aplicados a cada um

dos braços do MZM, de maneira a serem implementadas as funções de *coupler*, *bar* e *cross* aos sinais óticos por ele atravessados.

Para esse efeito, foi construído o circuito presente na Figura 55, onde está presente um laser de onda contínua a operar no comprimento de onda de $1.55 \mu\text{m}$, que tem como função injetar o sinal de entrada, seguido de dois acopladores, cada um deles com um coeficiente de acoplamento de 50%, assim como dois PSs, um em cada braço do modulador MZ.

Na saída do circuito temos um medidor de potência ótica, de modo a assim ser possível analisar a divisão de potência entre cada um dos braços do modulador, Figura 55.

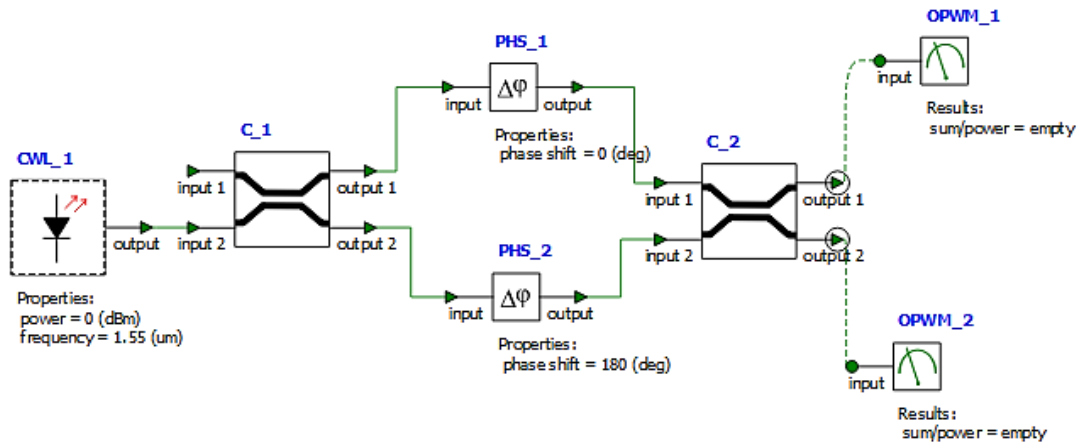


Figura 55 - Esquema do circuito onde é testado um modulador MZ com PSs e directional couplers ideais.

Foi efetuado um varrimento de fase do PS PHS_2 da Figura 55, mantendo-se o PHS_1 a 0° , tendo-se obtido os seguintes resultados presentes na Tabela 2 e Figura 56. Como é possível observar pelos resultados obtidos, a função *cross* é obtida com 0° em cada um dos PSs, obtendo-se a quase totalidade da potência de entrada do porto 2 de C_1, presente no porto de saída 1 de C_2.

Com o aumento progressivo de fase do PS 2, mantendo-se o PS 1 em 0° , observa-se um aumento progressivo da potência no porto de saída 2 de C_2, até a mesma ser considerada quase a totalidade da energia injetada no porto de entrada 2 de C_1, para uma fase de 180° , tendo a função *bar* sido assim observada. Os valores de PS 2 entre os 0° e os 180° correspondem à implementação da função de *coupler*, conseguindo-se deste modo a divisão de potência pretendida para qualquer uma das necessidades de aplicação, Tabela 2. As funções de *bar* e *cross* foram assinaladas a negrito quando os 100% da potência ótica são conduzidos ao respetivo porto de saída, e essas mesmas funções foram consideradas na mesma tabela até um limite de 99% da potência ótica injetada na saída. Para os restantes valores de distribuição de potência ótica entre os vários portos de saída, foi considerado que se estava a realizar a função de *coupler*.

Tabela 2 – Estudo da divisão da potência ótica na saída, resultado do varrimento de fase no PS 2 do modulador MZ da Figura 55.

Input	Phase shifter 1 (°)	Phase shifter 2 (°)	OPWM_1 (dBm / %)		OPWM_2 (dBm / %)		Função
			(dBm)	(%)	(dBm)	(%)	
2	0	0	0,000	100,00%	-100,000	0,00%	Cross
2	0	5	-0,008	99,81%	-27,206	0,19%	Cross
2	0	10	-0,033	99,24%	-21,194	0,76%	Cross
2	0	15	-0,075	98,30%	-17,686	1,70%	Coupler
2	0	20	-0,133	96,98%	-15,207	3,02%	Coupler
2	0	25	-0,208	95,32%	-13,293	4,68%	Coupler
2	0	30	-0,301	93,30%	-11,740	6,70%	Coupler
2	0	35	-0,412	90,96%	-10,437	9,04%	Coupler
2	0	40	-0,540	88,30%	-9,319	11,70%	Coupler
2	0	45	-0,688	85,36%	-8,343	14,64%	Coupler
2	0	50	-0,854	82,14%	-7,481	17,86%	Coupler
2	0	55	-1,041	78,68%	-6,712	21,32%	Coupler
2	0	60	-1,249	75,00%	-6,021	25,00%	Coupler
2	0	65	-1,479	71,13%	-5,396	28,87%	Coupler
2	0	70	-1,733	67,10%	-4,828	32,90%	Coupler
2	0	75	-2,011	62,94%	-4,311	37,06%	Coupler
2	0	80	-2,315	58,68%	-3,839	41,32%	Coupler
2	0	85	-2,647	54,36%	-3,406	45,64%	Coupler
2	0	90	-3,010	50,00%	-3,010	50,00%	Coupler
2	0	95	-3,406	45,64%	-2,647	54,36%	Coupler
2	0	100	-3,839	41,32%	-2,315	58,68%	Coupler
2	0	105	-4,311	37,06%	-2,011	62,94%	Coupler
2	0	110	-4,828	32,90%	-1,733	67,10%	Coupler
2	0	115	-5,396	28,87%	-1,479	71,13%	Coupler
2	0	120	-6,021	25,00%	-1,249	75,00%	Coupler
2	0	125	-6,712	21,32%	-1,041	78,68%	Coupler
2	0	130	-7,481	17,86%	-0,854	82,14%	Coupler
2	0	135	-8,343	14,64%	-0,688	85,36%	Coupler
2	0	140	-9,319	11,70%	-0,540	88,30%	Coupler
2	0	145	-10,437	9,04%	-0,412	90,96%	Coupler
2	0	150	-11,740	6,70%	-0,301	93,30%	Coupler
2	0	155	-13,293	4,68%	-0,208	95,32%	Coupler
2	0	160	-15,207	3,02%	-0,133	96,98%	Coupler
2	0	165	-17,686	1,70%	-0,075	98,30%	Coupler
2	0	170	-21,194	0,76%	-0,033	99,24%	Bar
2	0	175	-27,206	0,19%	-0,008	99,81%	Bar
2	0	180	-100,000	0,00%	0,000	100,00%	Bar

A visualização gráfica dos resultados presentes na Tabela 2 está presente na Figura 56, onde é possível observar uma simetria da distribuição de potências entre os dois portos de saída, em torno dos 90° do PS 2, como era de esperar.

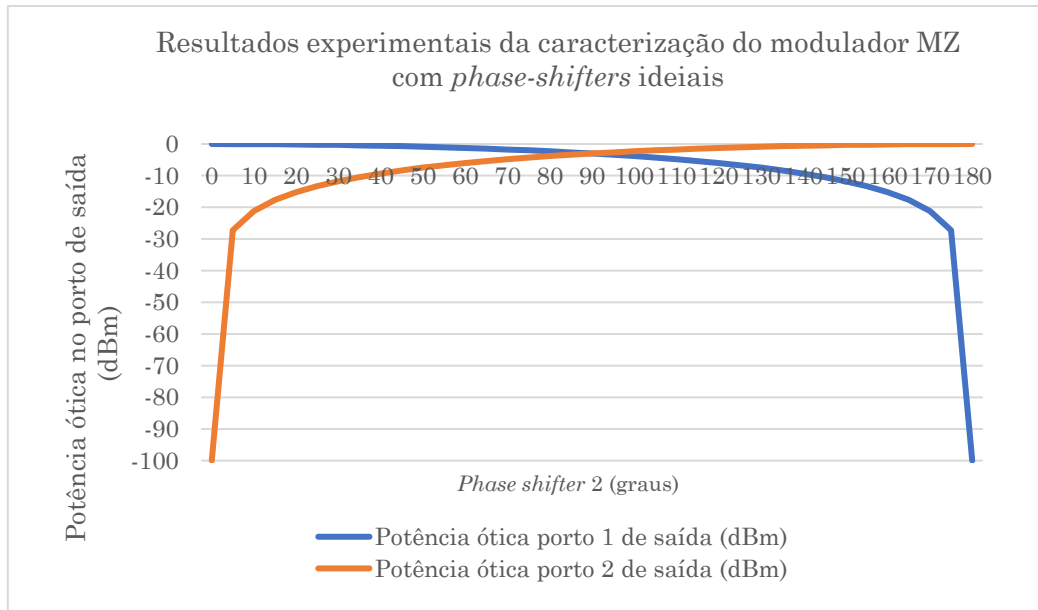


Figura 56 - Resultados experimentais da caracterização do modulador MZ com *phase shifters* ideais.

Tendo sido com sucesso o mapeamento da fase nos *phase shifters* com a distribuição da potência do sinal ótico nos portos de saída do MZM, o próximo passo será avaliar e determinar o comprimento ideal para os PS térmicos a serem usados no MZM, de modo a termos um desvio de fase entre $[0, \pi]$ rad, e, ao mesmo tempo, garantindo uma boa resolução em termos de desvio de fase, usando o máximo da gama disponível de tensão de *bias*, que é de $[0, 40]$ V segundo a *foundry* IMEC.

Segundo a *foundry* IMEC, um comprimento do *thermo optic phase shifter* de $200 \mu\text{m}$ garante a gama de $[0, \pi]$ rad desejada, por outro lado é importante descobrir se existe outro comprimento dentro da gama aceitável de comprimentos entre $[100, 2100] \mu\text{m}$ que garanta uma maior resolução de desvio de fase, dentro dos $[0, 40]$ V de voltagem de *bias* disponível no *thermo optic phase shifter*.

De esta forma foi investigado e determinado, dentro da gama de comprimentos permitida do *thermo optic phase shifter* o comprimento que garantiria a melhor resolução de fase, usando-se para isso a seguinte configuração de teste presente na Figura 57.

Os comprimentos do PS considerados foram: 100, 150, 200, 500, 1000, 1500 e 2100, todos dentro da gama de comprimentos permitidos pela *foundry*, $[100, 2100] \mu\text{m}$.

Os testes foram realizados com um varrimento do DC_1 de 0 a 40 V, mantendo-se DC_2 a 0 V, Figura 57, por outro lado, foi considerado que a função de *bar* e *cross* era realizada quando no porto 1 e 2, respetivamente, se observava menos de 1% da potência ótica da entrada.

O primeiro comprimento a ser testado foi o de $100 \mu\text{m}$ no PS, os resultados do seu estudo estão presentes na Tabela 3 e na Figura 58. Pode-se observar que o mínimo de potência de sinal no porto de saída 2 foi de -45 dBm e no porto de saída 1 foi de -23 dBm, garantindo uma margem de controlo do MZM de 22 V.

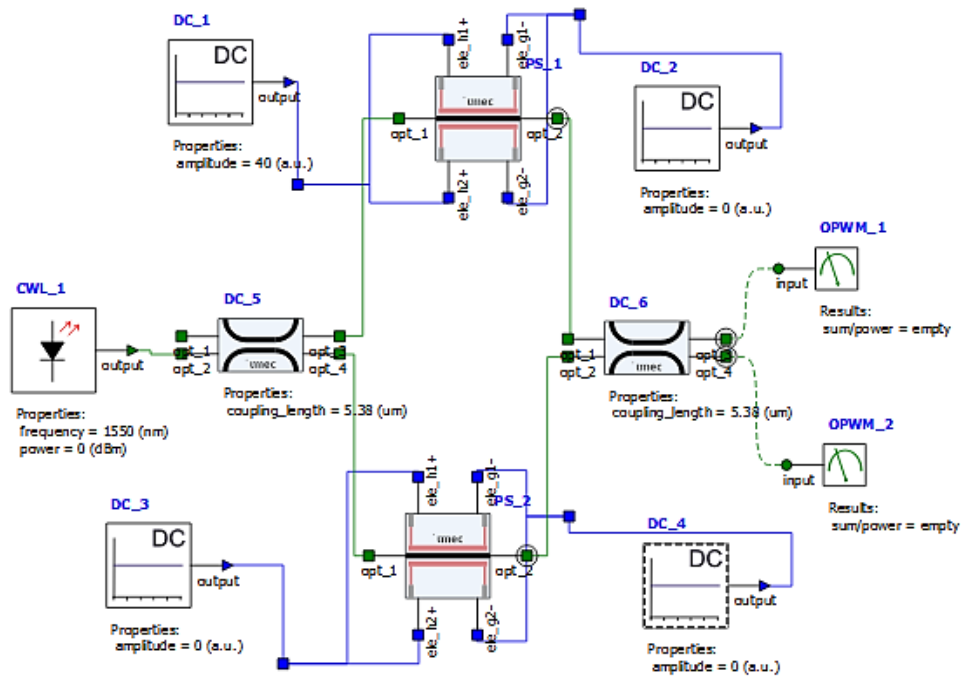


Figura 57 - Esquema do circuito onde é testado um modulador MZ com thermo optic PS e directional coupler da foundry IMEC.

Tabela 3 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 100 μm .

DC_1 (V)	DC_2 (V)	OPWM_1 (dBm/%)		OPWM_2 (dBm/%)		Função
		(dBm)	(%)	(dBm)	(%)	
0,00	0	-0,02239228	99,486%	-44,8270981	0,003%	Cross
1,00	0	-0,022442035	99,485%	-43,53550047	0,004%	Cross
2,00	0	-0,023188386	99,467%	-36,6704011	0,022%	Cross
3,00	0	-0,026423066	99,393%	-30,1962005	0,096%	Cross
4,00	0	-0,035135815	99,194%	-25,30495317	0,295%	Cross
5,00	0	-0,053526394	98,775%	-21,4633642	0,714%	Cross
6,00	0	-0,087035634	98,016%	-18,31756615	1,473%	Coupler
7,00	0	-0,142414361	96,774%	-15,66222973	2,715%	Coupler
8,00	0	-0,227825852	94,889%	-13,37272496	4,600%	Coupler
9,00	0	-0,350545445	92,246%	-11,36871218	7,297%	Coupler
10,00	0	-0,529824832	88,515%	-9,596395844	10,974%	Coupler
11,00	0	-0,772312683	83,708%	-8,01874379	15,781%	Coupler
12,00	0	-1,097976723	77,661%	-6,609834145	21,828%	Coupler
13,00	0	-1,52890446	70,325%	-5,351522165	29,164%	Coupler
14,00	0	-2,093781805	61,748%	-4,231846483	37,741%	Coupler
15,00	0	-2,831809034	52,098%	-3,243018284	47,391%	Coupler
16,00	0	-3,799514496	41,692%	-2,380915662	57,797%	Coupler
17,00	0	-5,0845442	31,013%	-1,644623286	68,476%	Coupler
18,00	0	-6,837100218	20,715%	-1,036183367	78,774%	Coupler
19,00	0	-9,35436823	11,603%	-0,560792812	87,886%	Coupler
20,00	0	-13,38441384	4,587%	-0,227260042	94,902%	Coupler
21,00	0	-22,24042944	0,597%	-0,048386637	98,892%	Bar
22,00	0	-23,36485618	0,461%	-0,042410521	99,028%	Bar
23,00	0	-13,22330898	4,761%	-0,235200955	94,728%	Coupler

24,00	0	-8,641763546	13,672%	-0,6642525	85,817%	Coupler
25,00	0	-5,716956941	26,810%	-1,385937228	72,679%	Coupler
26,00	0	-3,652900635	43,123%	-2,489833999	56,366%	Coupler
27,00	0	-2,15546457	60,877%	-4,132779926	38,612%	Coupler
28,00	0	-1,091921351	77,769%	-6,631446869	21,720%	Coupler
29,00	0	-0,400606497	91,188%	-10,80886963	8,301%	Coupler
30,00	0	-0,059975106	98,629%	-20,65247887	0,861%	Cross
31,00	0	-0,078844415	98,201%	-18,90051797	1,288%	Coupler
32,00	0	-0,496820911	89,190%	-9,872193642	10,299%	Coupler
33,00	0	-1,397237007	72,490%	-5,686472239	26,999%	Coupler
34,00	0	-2,944313686	50,765%	-3,122613383	48,724%	Coupler
35,00	0	-5,493890138	28,224%	-1,4712061	71,266%	Coupler
36,00	0	-6,785099066	20,965%	-1,049962208	78,524%	Coupler
37,00	0	-6,785099066	20,965%	-1,049962208	78,524%	Coupler
38,00	0	-6,785099066	20,965%	-1,049962208	78,524%	Coupler
39,00	0	-6,785099066	20,965%	-1,049962208	78,524%	Coupler
40,00	0	-6,785099066	20,965%	-1,049962208	78,524%	Coupler

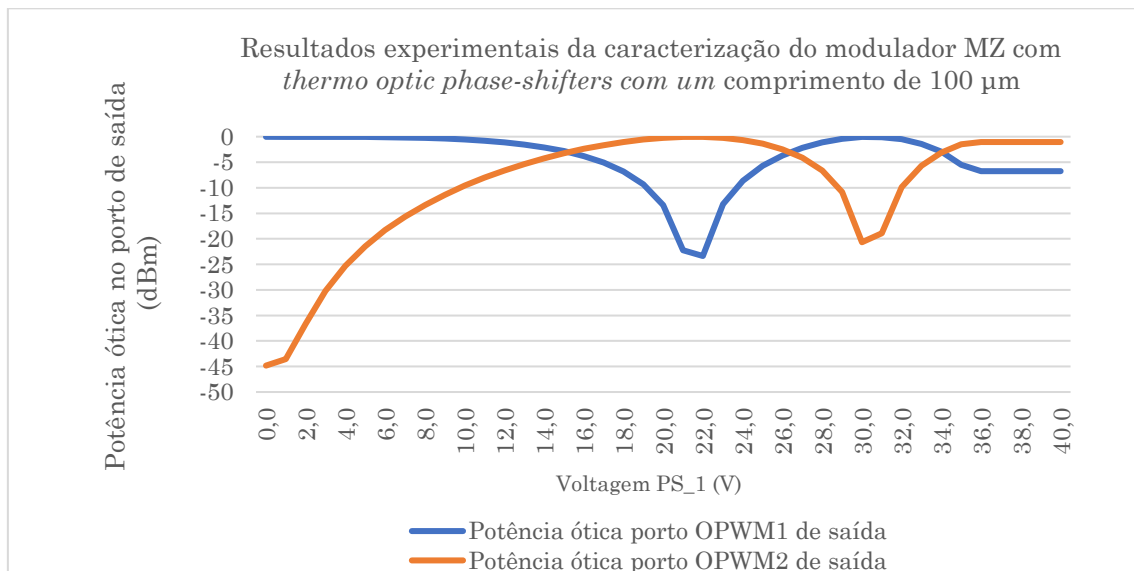


Figura 58 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 100 μm .

O próximo comprimento dos PSs alvo de estudo foi o de 150 μm , como podemos observar na Tabela 4 e na Figura 59, tanto a funcionalidade de *cross* como de *bar* conseguem ser implementadas com uma tensão de DC_1 de 0 e 26 V, garantindo assim uma margem dinâmica de controlo do MZM de 26 V, por outro lado, a potência mínima no porto 2 de saída é de -45 dBm e no porto 1 de apenas -27 dBm, não garantindo uma funcionamento simétrico também neste comprimento dos PSs, à semelhança do comprimento de 100 μm .

Tabela 4 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 150 μm .

DC_1 (V)	DC_2 (V)	OPWM_1 (dBm/%)		OPWM_2 (dBm/%)		Função
		(dBm)	(%)	(dBm)	(%)	
0,00	0	-0,030194913	99,307%	-44,83490073	0,003%	Cross
1,00	0	-0,030217026	99,307%	-44,21308304	0,004%	Cross
2,00	0	-0,030548731	99,299%	-39,44048206	0,011%	Cross
3,00	0	-0,031986219	99,266%	-33,54214921	0,044%	Cross
4,00	0	-0,035857167	99,178%	-28,77209823	0,133%	Cross
5,00	0	-0,044023108	98,991%	-24,96234056	0,319%	Cross
6,00	0	-0,058885421	98,653%	-21,82323064	0,657%	Cross
7,00	0	-0,083397661	98,098%	-19,16348922	1,212%	Coupler
8,00	0	-0,121091949	97,250%	-16,86097996	2,060%	Coupler
9,00	0	-0,176108342	96,026%	-14,83549211	3,284%	Coupler
10,00	0	-0,253256855	94,335%	-13,03196848	4,975%	Coupler
11,00	0	-0,358106436	92,085%	-11,41142058	7,225%	Coupler
12,00	0	-0,497114025	89,184%	-9,945580586	10,126%	Coupler
13,00	0	-0,677813822	85,550%	-8,613592325	13,761%	Coupler
14,00	0	-0,909092628	81,113%	-7,399910965	18,197%	Coupler
15,00	0	-1,201638785	75,829%	-6,2927797	23,481%	Coupler
16,00	0	-1,568467431	69,687%	-5,2836812	29,623%	Coupler
17,00	0	-2,025830169	62,722%	-4,366511975	36,589%	Coupler
18,00	0	-2,594722492	55,021%	-3,536989782	44,290%	Coupler
19,00	0	-3,303222218	46,739%	-2,792487316	52,572%	Coupler
20,00	0	-4,190591847	38,101%	-2,131843483	61,209%	Coupler
21,00	0	-5,314911236	29,411%	-1,555259645	69,899%	Coupler
22,00	0	-6,768830148	21,043%	-1,064214205	78,267%	Coupler
23,00	0	-8,71562976	13,441%	-0,661622587	85,869%	Coupler
24,00	0	-11,48944907	7,097%	-0,352042409	92,214%	Coupler
25,00	0	-15,98680378	2,520%	-0,141654624	96,791%	Coupler
26,00	0	-27,00793308	0,199%	-0,038769563	99,111%	Bar
27,00	0	-22,55044435	0,556%	-0,054427307	98,755%	Bar
28,00	0	-14,10692718	3,884%	-0,203324535	95,426%	Coupler
29,00	0	-9,873934857	10,295%	-0,50532399	89,016%	Coupler
30,00	0	-7,064218778	19,660%	-0,988105303	79,651%	Coupler
31,00	0	-5,008460284	31,561%	-1,690958359	67,749%	Coupler
32,00	0	-3,441383545	45,275%	-2,67324037	54,035%	Coupler
33,00	0	-2,234329744	59,782%	-4,030852419	39,529%	Coupler
34,00	0	-1,318651749	73,813%	-5,935092452	25,497%	Coupler
35,00	0	-0,657271928	85,955%	-8,743527396	13,355%	Coupler
36,00	0	-0,232558305	94,786%	-13,44435315	4,524%	Coupler
37,00	0	-0,041059771	99,059%	-25,99611266	0,251%	Cross
38,00	0	-0,092402538	97,895%	-18,49057925	1,416%	Coupler
39,00	0	-0,41008446	90,990%	-10,79831007	8,321%	Coupler
40,00	0	-1,036816368	78,762%	-6,872275381	20,548%	Coupler

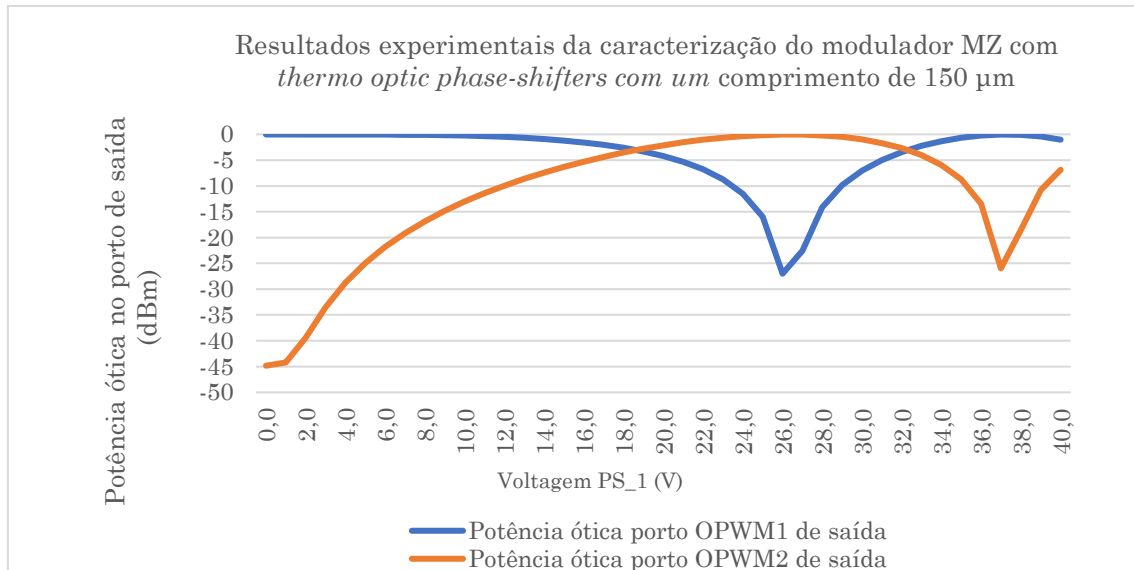


Figura 59 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 150 μm .

O próximo comprimento do PS a ser estudado foi o de 200 μm , os resultados das simulações com essas dimensões dos PSs estão presentes na Tabela 5 e na Figura 60. É possível observar-se que ambas as funcionalidades de *cross* e *bar* podem implementadas com recurso ao uso de DC_1 a 0 e a 30.5 V respetivamente, garantindo-se assim uma margem dinâmica de controlo do MZM de 30.5 V, superior às registadas para os comprimentos de 100 e 150 μm . Por outro lado, o nível mínimo do sinal no porto de saída 1 e 2 já é de -45 e -47 dBm respetivamente, apresentando assim um comportamento mais simétrico do que os registados nos comprimentos de 100 e 150 μm nos PSs.

Tabela 5 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 200 μm .

DC_1 (V)	DC_2 (V)	OPWM_1 (dBm/%)		OPWM_2 (dBm/%)		Função
		(dBm)	(%)	(dBm)	(%)	
0,00	0	-0,0379873	99,129%	-44,84269	0,003%	Cross
1,00	0	-0,03799978	99,129%	-44,48204	0,004%	Cross
2,00	0	-0,038186	99,125%	-41,06707	0,008%	Cross
3,00	0	-0,03899492	99,106%	-35,804642	0,026%	Cross
4,00	0	-0,041172	99,056%	-31,195	0,076%	Cross
5,00	0	-0,0457639	98,952%	-27,432283	0,181%	Cross
6,00	0	-0,054118	98,762%	-24,3088	0,371%	Cross
7,00	0	-0,06788713	98,449%	-21,6532	0,683%	Cross
8,00	0	-0,089036	97,971%	-19,3492	1,162%	Coupler
9,00	0	-0,119858	97,278%	-17,317743	1,854%	Coupler
10,00	0	-0,1629826	96,317%	-15,5042	2,816%	Coupler
11,00	0	-0,2214094	95,030%	-13,8692307	4,103%	Coupler
12,00	0	-0,29854452	93,357%	-12,38396	5,776%	Coupler
13,00	0	-0,3982544	91,238%	-11,02667	7,895%	Coupler
14,00	0	-0,5249405	88,615%	-9,780806	10,518%	Coupler
15,00	0	-0,683643	85,435%	-8,633612	13,697%	Coupler
16,00	0	-0,8801823	81,655%	-7,5751839	17,478%	Coupler
17,00	0	-1,1213833	77,243%	-6,59977506	21,879%	Coupler
18,00	0	-1,415347	72,188%	-5,69532	26,944%	Coupler
19,00	0	-1,771769	66,500%	-4,863539	32,632%	Coupler

20,00	0	-2,2026381	60,219%	-4,09905	38,913%	Coupler
21,00	0	-2,723088	53,418%	-3,399511	45,714%	Coupler
21,50	0	-3,0228227	49,856%	-3,0736131	49,276%	Coupler
22,00	0	-3,3527909	46,208%	-2,763473	52,924%	Coupler
23,00	0	-4,1182265	38,742%	-2,19029072	60,391%	Coupler
24,00	0	-5,056598	31,213%	-1,680083	67,919%	Coupler
25,00	0	-6,2230587	23,861%	-1,23371732	75,271%	Coupler
26,00	0	-7,705931743	16,959%	-0,8527009	82,173%	Coupler
26,50	0	-8,609647555	13,773%	-0,687497149	85,359%	Coupler
27,00	0	-9,65871391	10,818%	-0,53966216	88,315%	Coupler
28,00	0	-12,39343611	5,763%	-0,297959	93,369%	Coupler
29,00	0	-16,72412241	2,126%	-0,132001386	97,006%	Coupler
30,00	0	-26,58886753	0,219%	-0,04746342	98,913%	Bar
30,50	0	-47,622844	0,002%	-0,03791942	99,131%	Bar
31,00	0	-25,03936	0,31%	-0,05159424	98,819%	Bar
32,00	0	-15,8352038	2,61%	-0,153675	96,523%	Coupler
33,00	0	-11,4216936	7,21%	-0,3657043	91,924%	Coupler
34,00	0	-8,51130173	14,09%	-0,7035766	85,044%	Coupler
35,00	0	-6,3686916	23,07%	-1,188552	76,058%	Coupler
36,00	0	-4,708238062	33,82%	-1,85005683	65,312%	Coupler
37,00	0	-3,390588758	45,81%	-2,73073826	53,324%	Coupler
38,00	0	-2,339196579	58,36%	-3,895836904	40,777%	Coupler
39,00	0	-1,509350355	70,64%	-5,453063222	28,490%	Coupler
40,00	0	-0,874676479	81,76%	-7,600999751	17,374%	Coupler

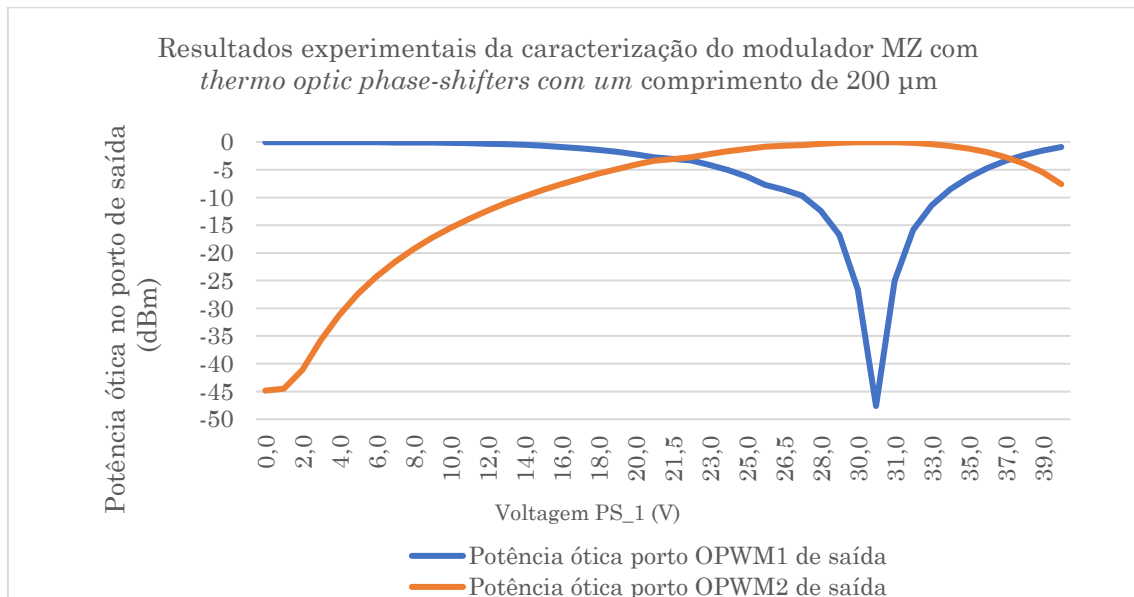


Figura 60 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 200 μm .

Os dados obtidos com os restantes comprimentos dos PSs estudados, 500, 1000, 1500 e 2100 μm estão presentes nos anexos, parte 1, visto não se ter nestes casos conseguido implementar as funções de *bar*, *coupler* e *cross* nas Figura 127, Figura 128, Figura 129 e Figura 130 respetivamente.

Dos comprimentos do PS estudados apenas os comprimentos de 100, 150 e 200 μm demonstraram ser opções válidas para serem usados na constituição do MZM, visto apenas estas três opções conseguiram colocar o MZM a funcionar na configuração de *cross*, *coupler* e *bar*, destas três opções, apenas a dos 200 μm demonstrou um comportamento simétrico na distribuição da potência pelos dois portos de saída, em função do varrimento da voltagem PS_1, assim como também foi a configuração que demonstrou maior gama dinâmica de voltagem de controlo do MZM, cerca de 30.5 V. Por estas razões, foi decidido avançar para as próximas fases do trabalho, usando um comprimento dos PSs, na arquitetura dos MZM, de 200 μm .

Capítulo 4

Simulação e análise dos resultados

Neste capítulo são realizados testes incrementais de complexidade até se validar o sistema completo, sendo também realizada a análise dos resultados obtidos.

4.1 – Descrição dos vários testes progressivos incrementais ao sistema

Após termos testado, dimensionado e caracterizado adequadamente os componentes que iriam ser usados no *chip* ótico, tal como os guias de onda, o *directional coupler*, o *thermo phase shifter* e o MZM, o próximo passo será testar incrementalmente os sistemas exteriores ao *chip* da Figura 46. O objetivo é garantir que quando o *chip* for testado em conjunto com estes subsistemas, se tenha a certeza que eles estão a funcionar corretamente.

4.1.1 – Teste do *Continuous Wave Laser* (CWL) e modulador

O primeiro teste que foi decidido realizar foi o do CWL e o modulador. O CWL que foi usado foi o da biblioteca do *software* Lumerical, configurada para o comprimento dos 1550 nm, enquanto o MZM usado foi também da biblioteca do *software* Lumerical.

Uma das primeiras preocupações, foi o de encontrar o ponto de quadratura do modulador MZM, de modo que este se encontrasse na região linear aquando do seu funcionamento. O modulador MZM iria realizar a modulação da intensidade ótica do sinal, deste modo, segundo [43], o ideal nesse caso é que o ponto de polarização do MZM esteja no ponto $\pi/2$, no ponto de quadratura, Figura 61.

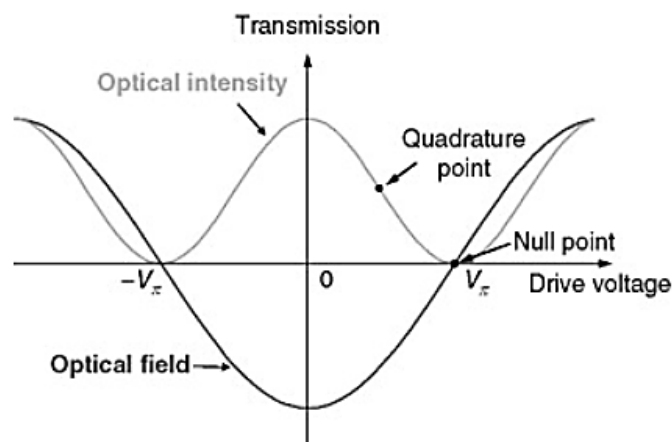


Figura 61 - Função de transferência para a intensidade ótica do sinal e campo ótico, em função da voltagem de polarização do MZM [43].

Desta forma, foi realizado um estudo para assim determinar-se o ponto de quadratura do MZM usado na modulação do sinal RF de entrada no *chip* ótico, usando-se, para este efeito, a configuração de teste presente na Figura 62, onde foi implementado um varrimento da tensão de DC_1 de [0, 4] V, mantendo-se DC_2 a 0 V neste teste.

O resultado desse varrimento da voltagem de DC_1 está presente na Figura 63, onde está visível o valor de potência ótica à saída do MZM através do OPWM1, em função da voltagem aplicada à fonte de tensão DC_1.

De acordo com a Figura 63, o ponto de quadratura situa-se a meio caminho entre o máximo e o mínimo e, como o mínimo de potência do sinal detetado na saída do MZM é observado para DC_1 a 0 V e o máximo em 2 V, o ponto de quadratura deste MZM deverá ser colocado em 1 V.

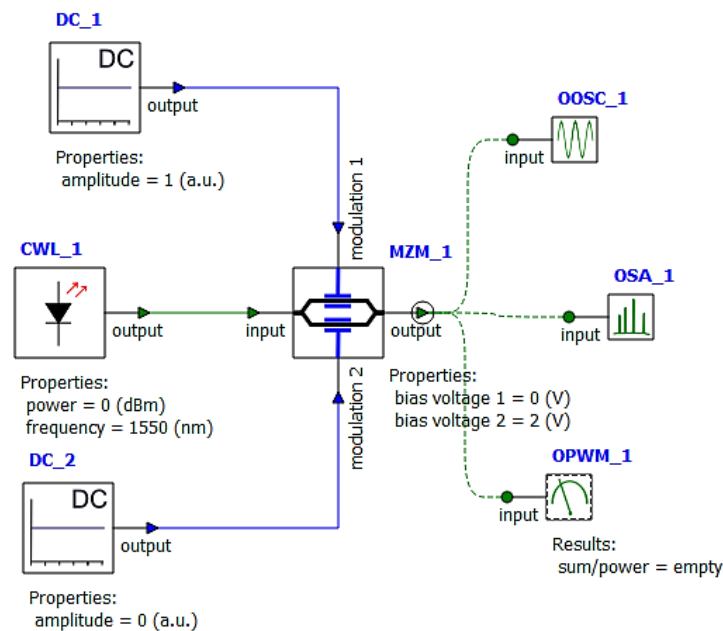


Figura 62 - Configuração de teste usada na determinação do ponto de quadratura do MZM.

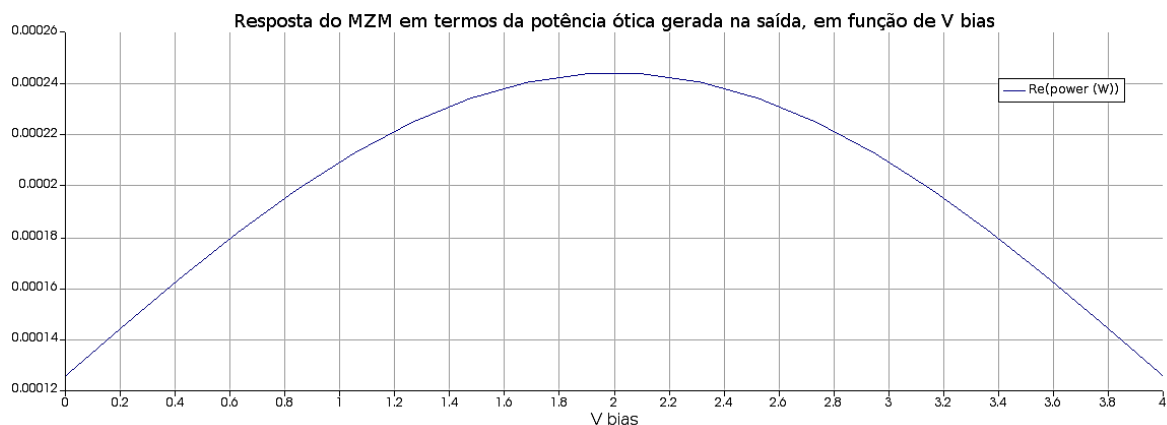


Figura 63 - Potência ótica à saída do MZM em função do varrimento da tensão de polarização DC_1.

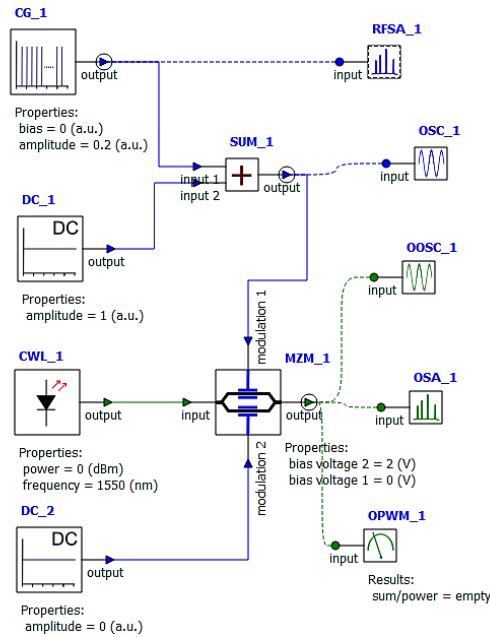


Figura 64 – Configuração com o CWL, MZM e sinal RF de entrada.

Tendo em conta o ponto de quadratura de 1 V para este MZM, a configuração da fonte de sinal RF de entrada mais o MZM e o CWL ficam com a seguinte configuração no software Lumerical Interconnect, Figura 64. De salientar que se arbitrou uma amplitude máxima do sinal RF de entrada de 0.2 V de modo a não entrar na zona não linear do MZM, de acordo com o esquema presente na Figura 65.

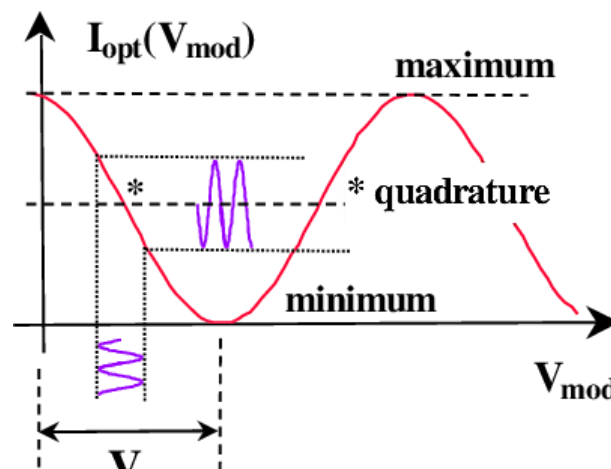


Figura 65 - Esquema da transmissão e polarização de um MZM.

4.1.2 – Teste do CWL, modulador e fotodetetor

O próximo passo no trabalho consistiu na inclusão do fotodetetor, em conjunto com o CWL e o modulador MZM anteriormente testados de modo a verificar se se conseguia recuperar o sinal RF de entrada. Este teste já foi realizado com uma polarização do MZM no ponto de quadratura, como foi explicado no ponto anterior, de modo que o MZM pudesse trabalhar na região mais linear possível, assim como a amplitude máxima do sinal RF foi fixada em 0.2 V.

O fotodetetor usado foi o fotodíodo PIN, em detrimento do *Avalanche Photodiode* (APD), devido ao PIN não necessitar de tensões de polarização tão elevadas como os APD, apesar da melhor sensibilidade deste último [44].

A configuração de teste usada está presente na Figura 66, onde se anexou o fotodíodo PIN da biblioteca padrão do Lumerical, com os valores de responsividade de 1 A/W e de ruído térmico de $1.0\text{e-}44$ W/Hz.

O sinal RF de entrada foi implementado através de um gerador de impulsos, *Carrier Generator* (CG) presente na Figura 66. Para efeitos de teste este foi configurado para produzir um sinal com 10 portadoras, espaçadas de 0.5 GHz a começar em 20 GHz de frequência, tendo sido colocado o parâmetro de fase aleatória a verdadeiro de modo a reduzir o *peak-to-average-ratio*. A representação do sinal de entrada RF está presente na Figura 67, obtida através do analisador de espectro RFSA_1 da Figura 66, apresentando uma potência de 13 dBm.

O sinal RF de entrada modula a portadora ótica no MZM, previamente colocado no ponto de quadratura, sendo a modulação feita em termos da sua intensidade ótica. O resultado da modulação no espectro ótico está presente na Figura 68, obtido através do analisador de espectros ótico OSA_1, onde é possível observar a portadora ótica a 1550 nm ou 193.414 THz, assim como as bandas laterais do sinal RF, em conjunto com os harmónios secundários, separados por 20 GHz e com uma potência decrescente quanto mais afastados da frequência da portadora ótica. Convém realçar que a potência da portadora ótica foi de -6.96 dBm e a potência das bandas laterais apresentou uma potência ótica de cerca de -34 dBm, tendo os harmónios secundários apresentados uma potência máxima 10 dB inferiores às bandas laterais, o que resulta numa perda por modulação no MZM de 47 dB.

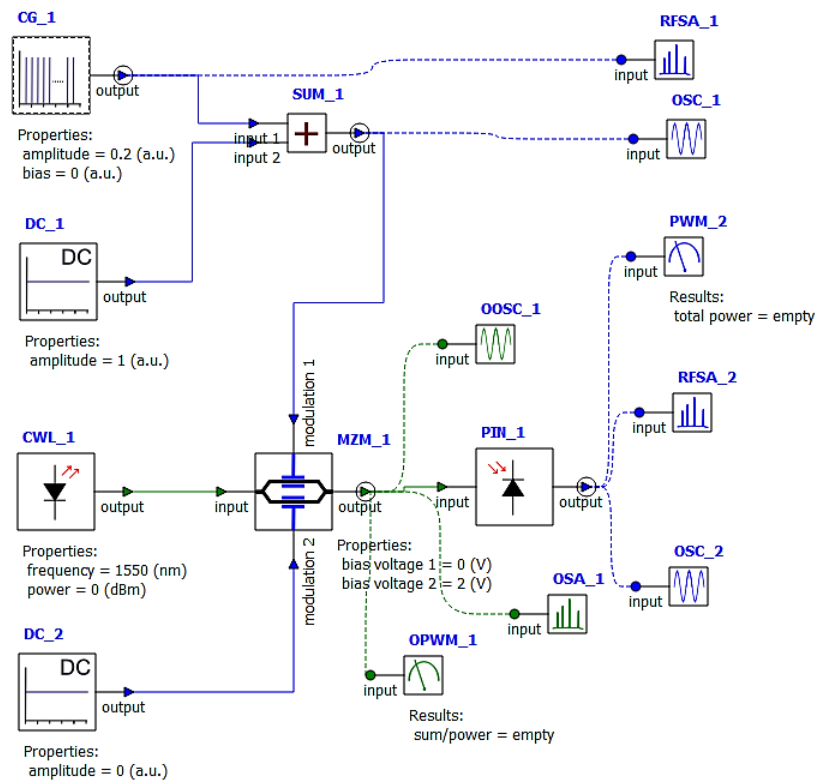


Figura 66 - Esquema de teste com CWL, modulador, fotodíodo PIN e o sinal RF de entrada.

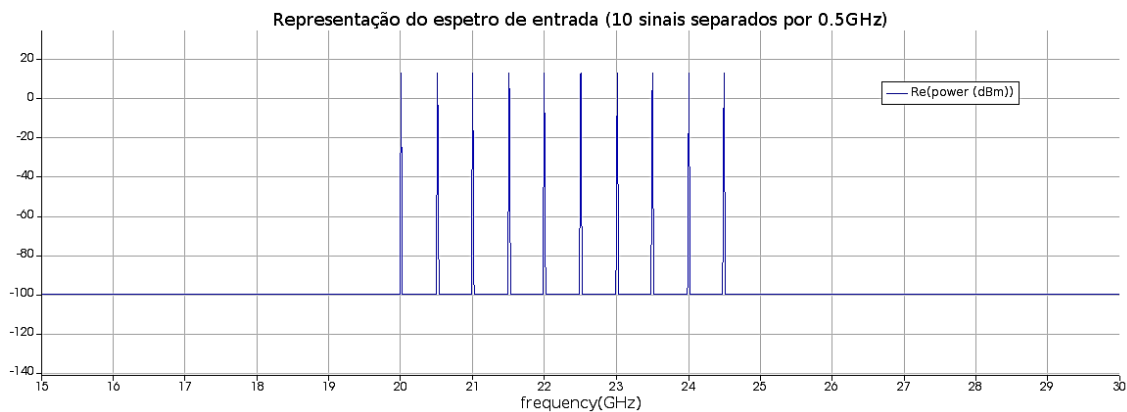


Figura 67 - Representação do sinal de entrada RF no analisador de espectros, 10 portadoras, 0.5 GHz de espaçamento e 20 GHz de frequência inicial.

O sinal modulado no MZM, após ter sido convertido de volta para o sinal elétrico no PIN fotodíodo, apresentou o seguinte espectro elétrico obtido mediante o uso do analisador de espectros RFSA_2 da Figura 66, presente na Figura 69, onde é possível verificar que o sinal RF foi recuperado com sucesso, podemos também observar que o processo de modulação no MZM e de foto detecção no foto díodo PIN introduz uma atenuação de 71 dB e, que o processo de foto detecção no PIN, por seu lado, introduz perdas de 35 dB. De acordo com a Figura 69, a diferença de potência do sinal RF recuperado, em relação ao restante espectro é de 10 dB.

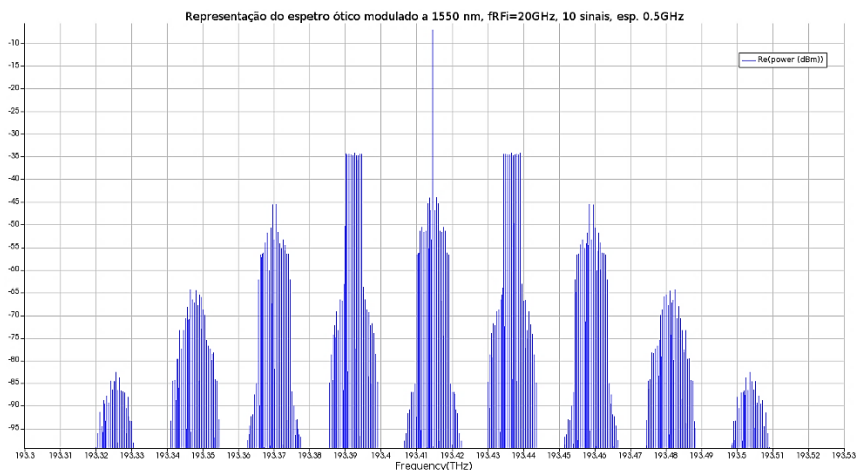


Figura 68 - Representação do espectro ótico à saída do MZM obtido no OSA_1, após modulação ótica do sinal RF.

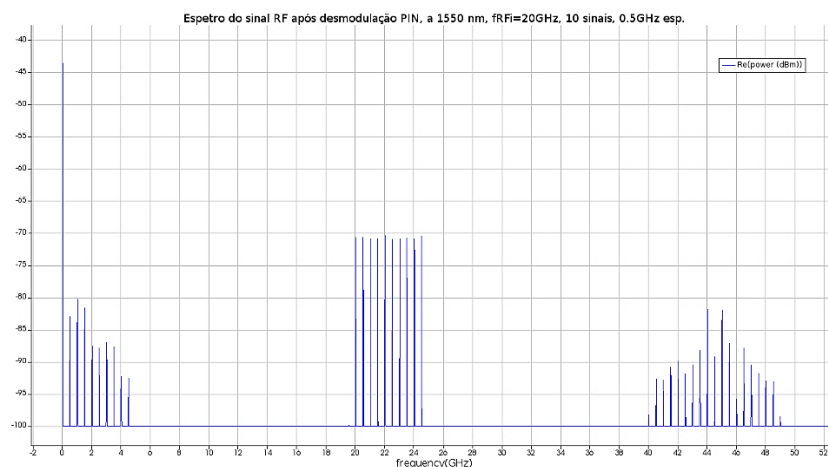


Figura 69 - Espectro elétrico obtido no RFSA_1 do sinal RF modulado, à saída do fotodetector PIN.

Com esta etapa do trabalho foi possível comprovar que o sinal modulado no MZM pode ser recuperado para o domínio elétrico, com recurso ao fotodiodo PIN, com perdas neste processo de cerca de 35 dB e, com perdas globais de modulação e desmodulação de cerca de 71 dB.

4.1.3 – Teste do CWL, modulador, anel ressonante e fotodetetor

O próximo passo, consistiu em encontrar as configurações do fator de acoplamento do MZM, k_1 da Figura 44 que correspondiam a uma transição de fase muito inclinada assim como um *notch* em amplitude perto da frequência de ressonância do anel e uma resposta de fase quase plana fora dessa região [35].

Para determinar quais os fatores de acoplamento k_1 que correspondiam às transições de fase mais inclinadas testamos o anel ressonante com um analisador de espectro ótico, Figura 70.

O fator de acoplamento k_1 , Figura 44, foi controlado através da fonte de tensão DC_1 da Figura 70 (mantendo-se as restantes fontes de tensão DC_2, DC_5 e DC_6 a 0 V), os fatores de acoplamento, percentagem de potência de entrada presente no porto 1 e 2 de saída do MZM estudados foram: 99/0 %, 81.7/17.5%, 60/38%, 50/49%, 38/60%, 24/75%, 13/85% e 0/99%.

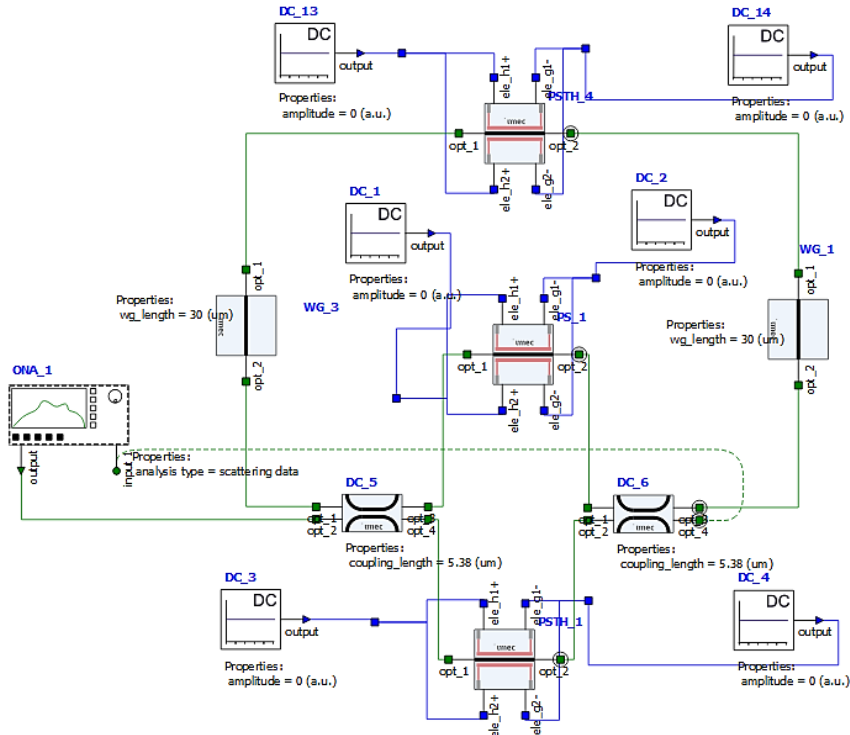


Figura 70 - Configuração de teste do anel ressonante em conjunto com o analisador de espectros ótico.

A primeira configuração a ser testada foi a do MZM com um fator de acoplamento de 99/0 %, a que correspondeu a fonte de tensão DC_1 da Figura 70 igual a 0 V. O resultado do varrimento da fonte de tensão DC_13, mantendo a fonte de tensão DC_14 a 0 V está presente na Figura 71.

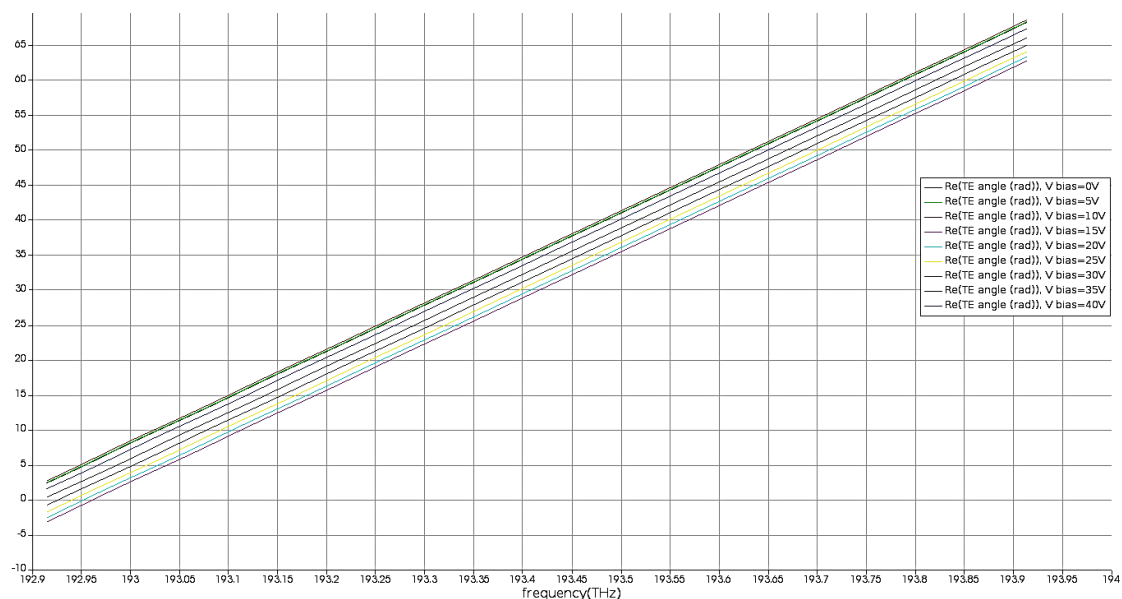


Figura 71 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC_13, para um MZM com um fator de acoplamento de 99/0 %.

Como podemos observar na Figura 71, para este fator de acoplamento do MZM não existe nenhuma transição de fase acentuada perto da frequência de ressonância, tendo sido obtido uma linha reta na resposta da fase, com uma inclinação constante de aproximadamente 0.0661 rad/GHz. A resposta de fase e potência transmitida, com este fator de acoplamento, para uma tensão de 20 V em DC_13, está presente na Figura 72 a título de exemplo.

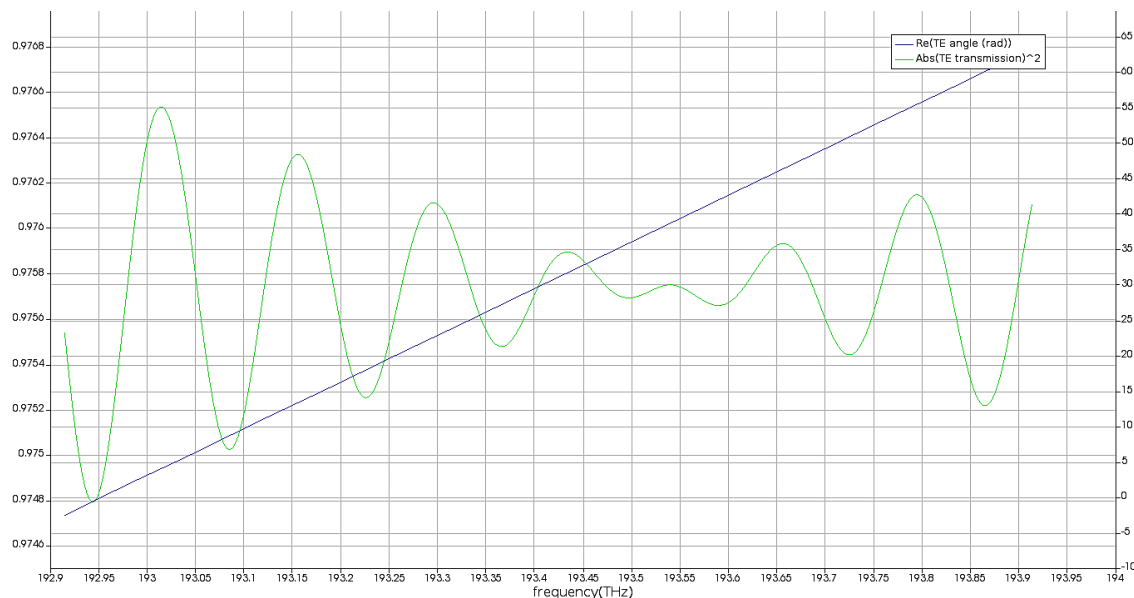


Figura 72 - Resposta de fase e potência transmitida, para um fator de acoplamento do MZM de 99/0%, com V bias PS=20 V.

Como se pode observar na Figura 72, a resposta de fase é retilínea e a resposta em amplitude apresenta alguns *notche's* em amplitude, mas não são regulares nem apresentam muita atenuação.

O próximo fator de acoplamento do MZM que foi estudado foi o de 81.7/17.5 % nos portos de saída do MZM, correspondendo a uma tensão de polarização de 16 V em DC_1 na Figura 70. Foi realizado de igual modo um varrimento da tensão de polarização do PS, usando para

o efeito DC₁₃, os resultados estão presentes na Figura 73. A inclinação máxima na resposta de fase apresentou o valor de 0.1209 rad/GHz.

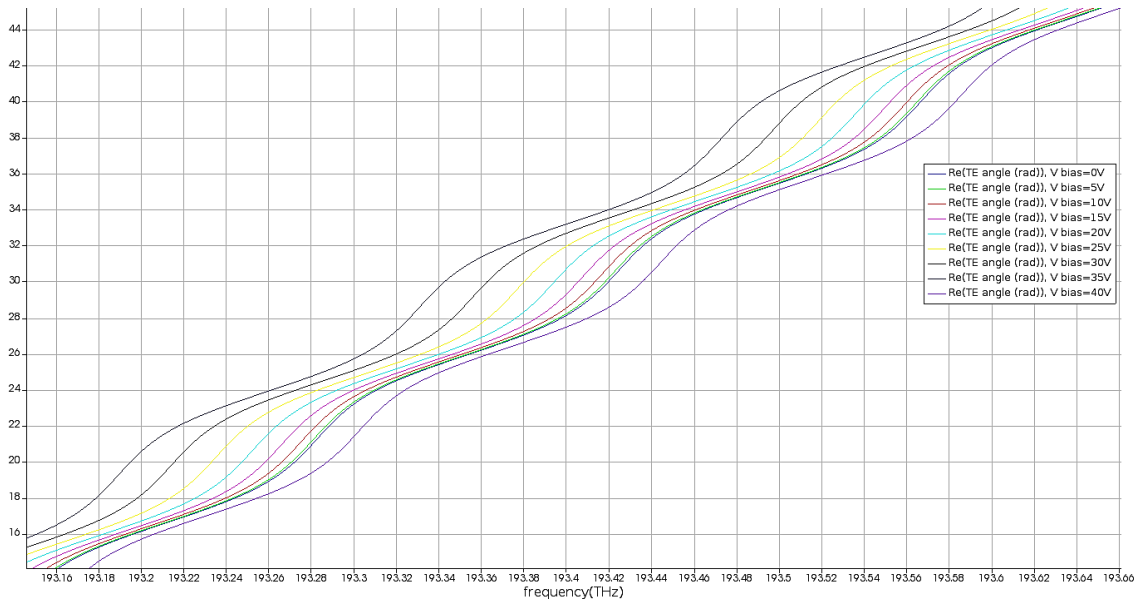


Figura 73 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC₁₃, para um MZM com um fator de acoplamento de 81.7/17.5 %.

De acordo com a Figura 73, já se começa a observar oscilação do declive da resposta de fase, porém ainda não é muito acentuado, por outro lado consegue-se observar que a resposta de fase consegue ser deslocada para a esquerda ou para a direita com o recurso à fonte de tensão DC₁₃, que consegue deste modo controlar a frequência de ressonância do anel.

A resposta da potência transmitida e de fase, para uma tensão de polarização do PS de 20 V a título de exemplo, através da fonte de tensão DC₁₃ da Figura 70, está presente na Figura 74, a resposta de potência já tem uma resposta regular ao longo da frequência, em contraste com a configuração anterior de 99-0% no MZM.

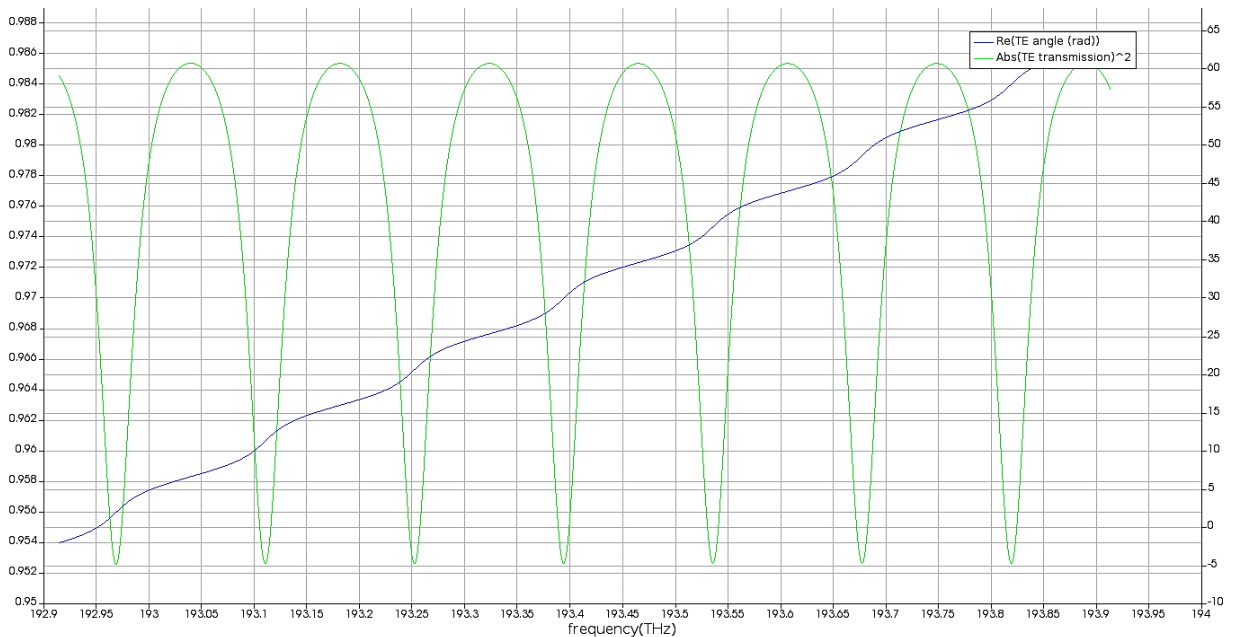


Figura 74 - Resposta de fase e da potência transmitida, para um fator de acoplamento do MZM de 81.7/17.5%, com V bias PS=20 V.

O fator de acoplamento seguinte do MZM que foi estudado foi o de 60/38 %, correspondente a uma tensão de polarização de 20 V na fonte DC_1 presente na Figura 70, os resultados correspondentes ao varrimento da tensão de polarização do PS, usando a fonte de tensão DC_13, estão presentes na Figura 75. Relativamente aos fatores de acoplamentos anteriormente estudados, pode-se observar um aumento do declive da transição de fase, tendo sido quantificado para esta configuração, o valor de 0.19988 rad/GHz.

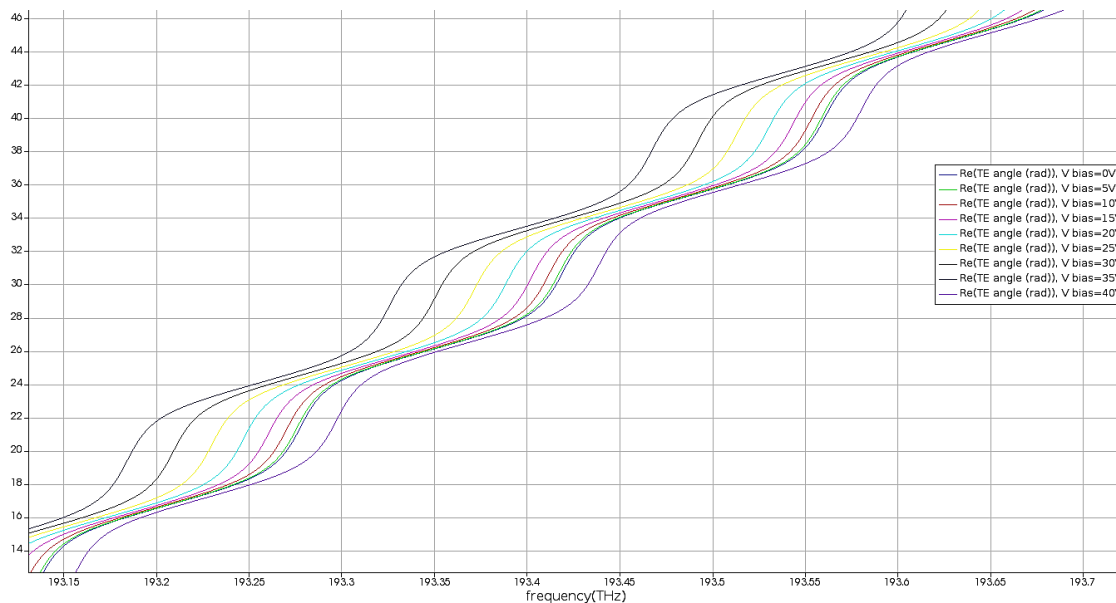


Figura 75 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC_13, para um MZM com um fator de acoplamento de 60/38 %.

A resposta de potência transmitida e de fase, para uma tensão de polarização do PS de 20 V a título de exemplo, através da fonte de tensão DC_13 da Figura 70 está presente na Figura 76. Os valores mínimos da resposta de potência transmitida são menores do que nas configurações anteriores, mas a diferença ainda não é muito significativa.

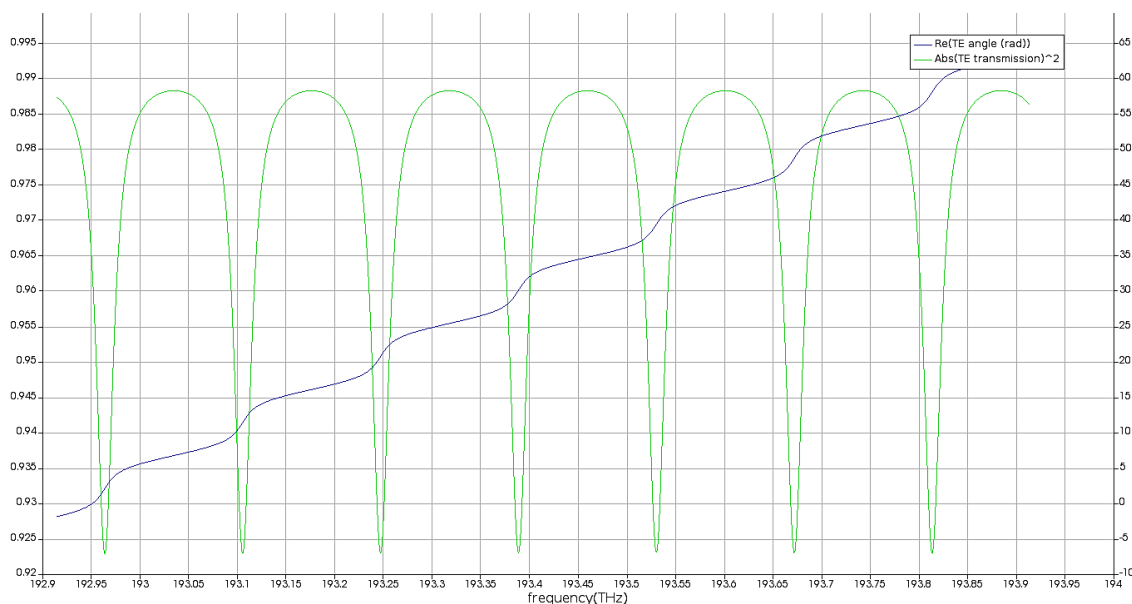


Figura 76 - Resposta de fase e potência transmitida, para um fator de acoplamento do MZM de 60/38%, com V bias PS=20 V.

O próximo fator de acoplamento do MZM que foi estudado foi o de 50-49%, obtido mediante uma tensão de polarização na fonte DC_1 da Figura 70 de 21.5 V. Os resultados

obtidos mediante o varrimento da tensão de polarização do PS, com o recurso à fonte de tensão DC_13, estão presentes na Figura 77, apresentando um declive máximo de transição de fase de 0.24498 rad/GHz.

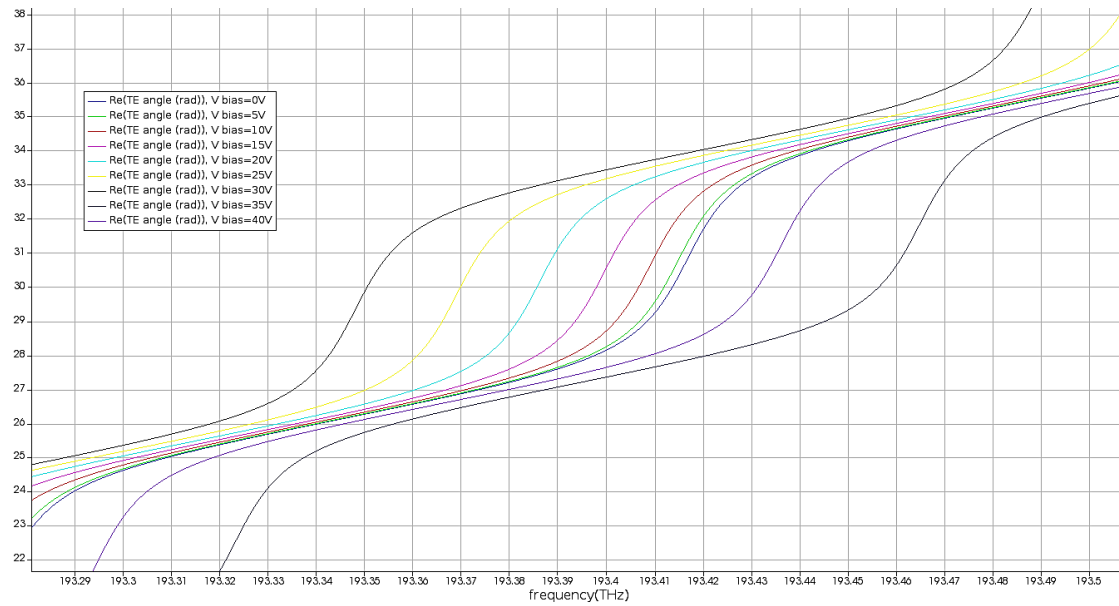


Figura 77 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC_13, para um MZM com um fator de acoplamento de 50/49 %.

A resposta conjunta da potência transmitida e de fase, para uma tensão de polarização do PS de 20 V a título de exemplo, com recurso ao uso da fonte de tensão DC_13 da Figura 70, está presente na Figura 78. Os valores mínimos da resposta de potência transmitida continuam a diminuir, assim como continua a aumentar a inclinação máxima da resposta de fase na frequência de ressonância.

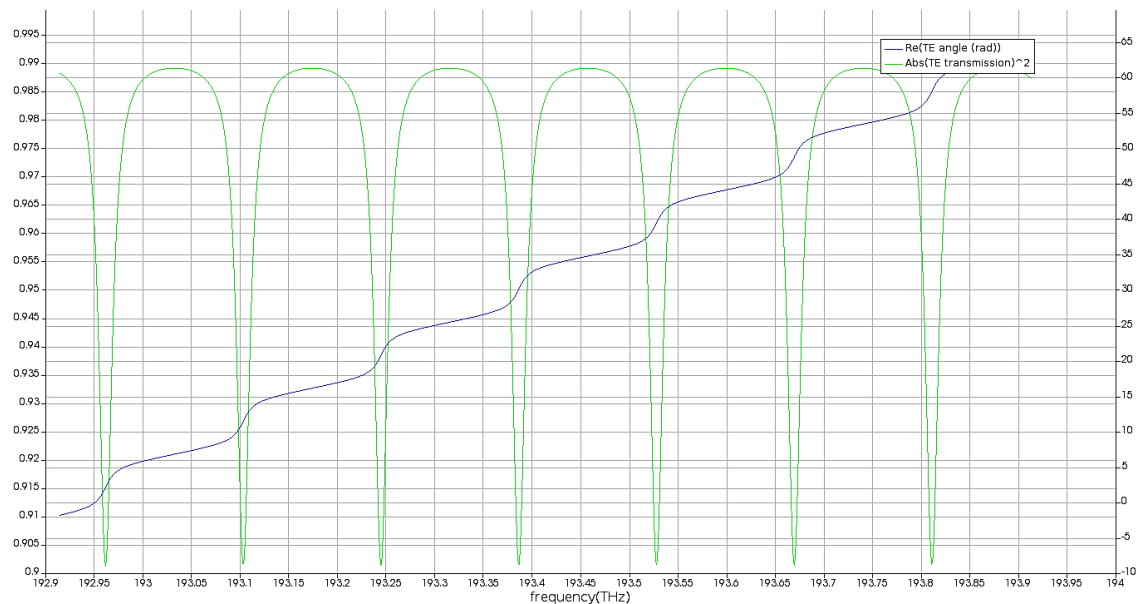


Figura 78 - Resposta de fase e potência transmitida, para um fator de acoplamento do MZM de 50/49%, com V bias PS=20 V.

Nesta configuração foi também realizado um varrimento da tensão de polarização do PS através da fonte de tensão DC_13 da Figura 70, para estudar a resposta em potência do anel ressonante. Os resultados estão presentes na Figura 79, onde é possível verificar que o

deslocamento da frequência de ressonância do anel é passível de ser controlado com precisão através da polarização adequada do PS.

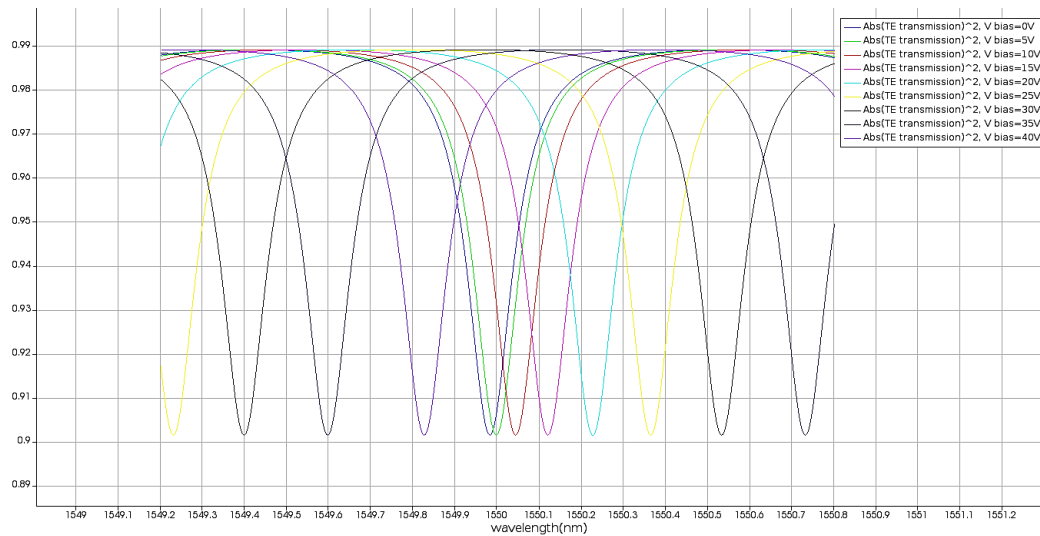


Figura 79 - Estudo da resposta de potência do anel ressonante, com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC_13, para um MZM com um fator de acoplamento de 50/49 %.

A configuração seguinte do MZM que foi estudada foi a de 38-60%, que foi obtida configurando a fonte de tensão DC_1 da Figura 70 em 23 V. Os resultados da resposta de fase em função da frequência, variando a polarização do PS, mediante a fonte de tensão DC_13, estão presentes na Figura 80, onde foi possível observar um declive máximo de transição de fase de 0,37343 rad/GHz.

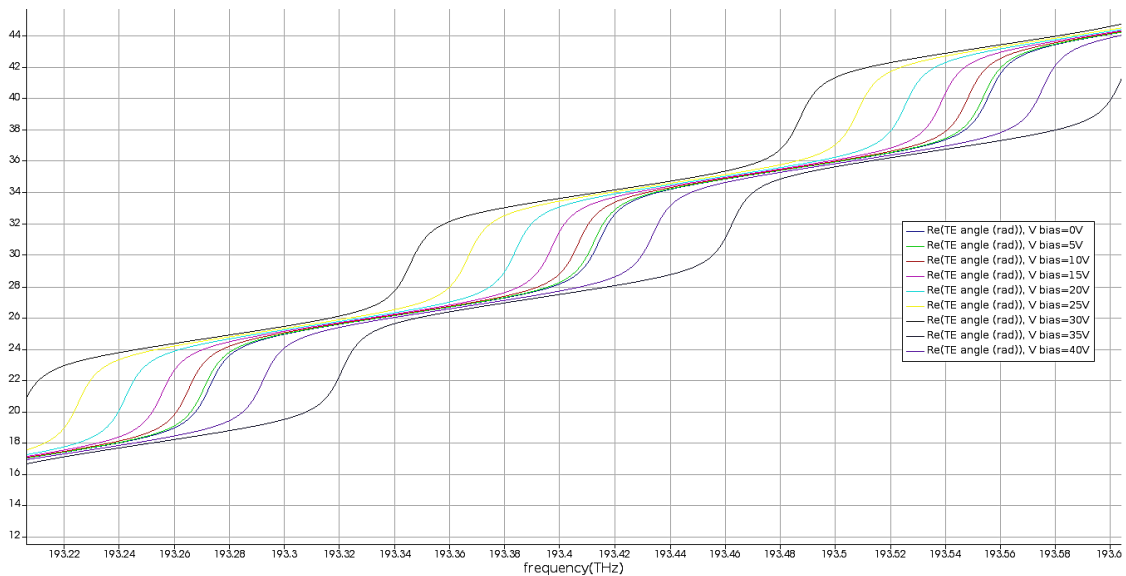


Figura 80 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC_13, para um MZM com um fator de acoplamento de 38/60 %.

A resposta de potência e fase, para este fator de acoplamento está presente na Figura 81. Os mínimos na resposta de potência transmitida continuam também a diminuir, em comparação com os fatores de acoplamento até agora estudados.

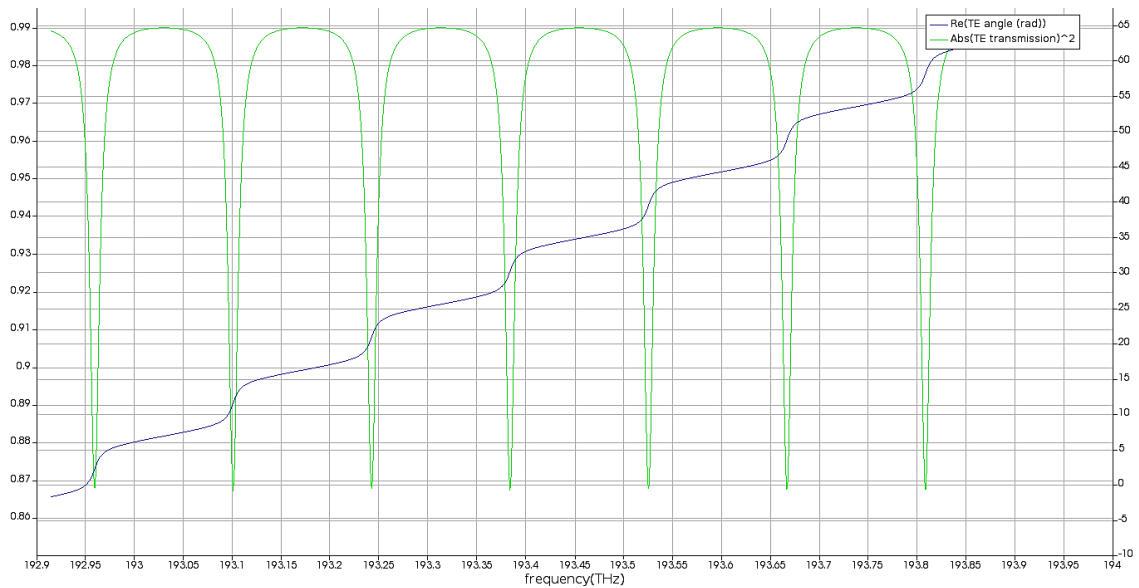


Figura 81 - Resposta de fase e potência transmitida, para um fator de acoplamento do MZM de 38/60%, com $V_{bias} = 20$ V.

A próxima configuração do MZM estudada foi a de 24-75%, correspondente à fonte de tensão da Figura 70 configurada para 25 V. A resposta de fase em função da frequência, variando a polarização do PS, através da fonte de tensão DC_13, está representada na Figura 82. Continua a observar-se a tendência anterior com o declive máximo de transição de fase na frequência de ressonância a aumentar, tendo sido quantificado, para esta configuração o valor de 0,6248 rad/GHz.

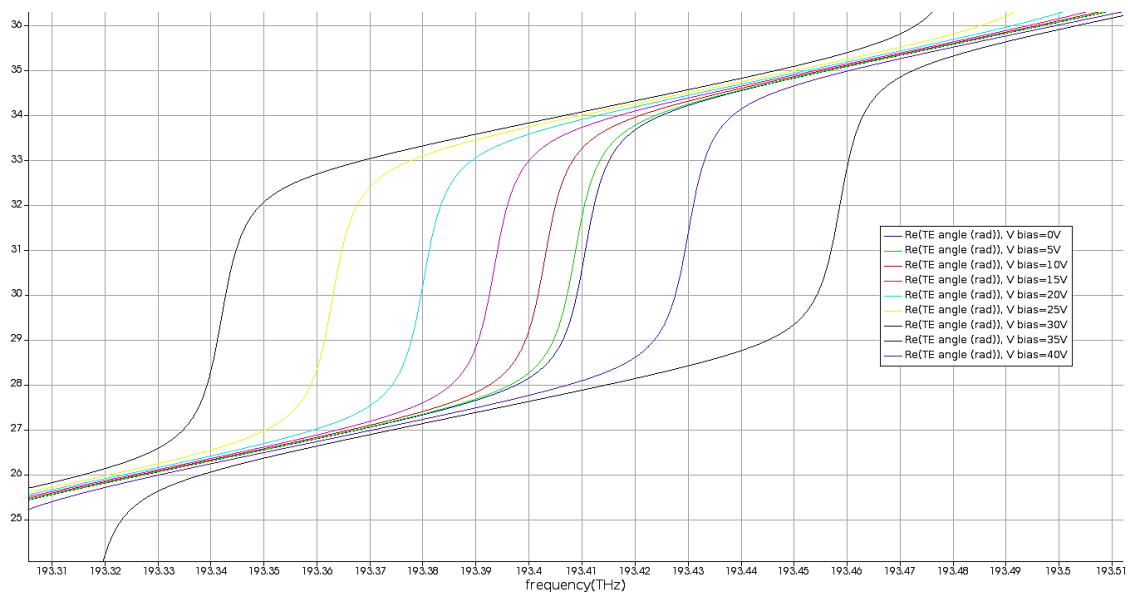


Figura 82 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC_13, para um MZM com um fator de acoplamento de 24/75 %.

Tendo em conta esta configuração de 24/75%, a resposta da potência e fase sobrepostas está presente na Figura 83. O mínimo da resposta em amplitude continua a diminuir, sendo aproximadamente de 78% de potência transmitida.

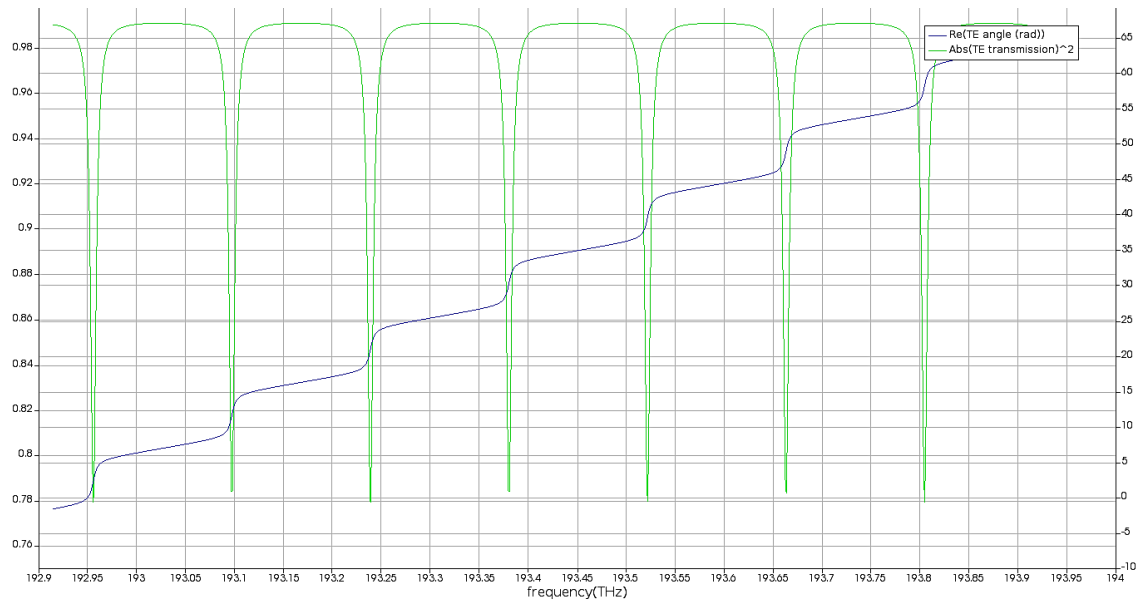


Figura 83 - Resposta de fase e potência transmitida, para um fator de acoplamento do MZM de 24/75%, com V bias PS=20 V.

A próxima configuração do MZM que foi caracterizada foi a de 13-85%, obtida mediante a configuração da fonte de tensão, presente na Figura 70, em 26.5 V. Os resultados, para esta configuração, da resposta de fase em função da frequência, mediante a variação da polarização do PS, através da fonte de tensão DC_13, estão presentes na Figura 84. Verifica-se a tendência de aumento do declive máximo de transição de fase, tendo sido quantificado nesta configuração em 1.06495 rad/GHz.

A resposta da potência transmitida e fase sobrepostas, para este fator de acoplamento de 13-85% está visível na Figura 85 verificou-se uma diminuição do mínimo da resposta da potência transmitida, face às configurações até agora testadas, sendo o mínimo 64% de potência transmitida.

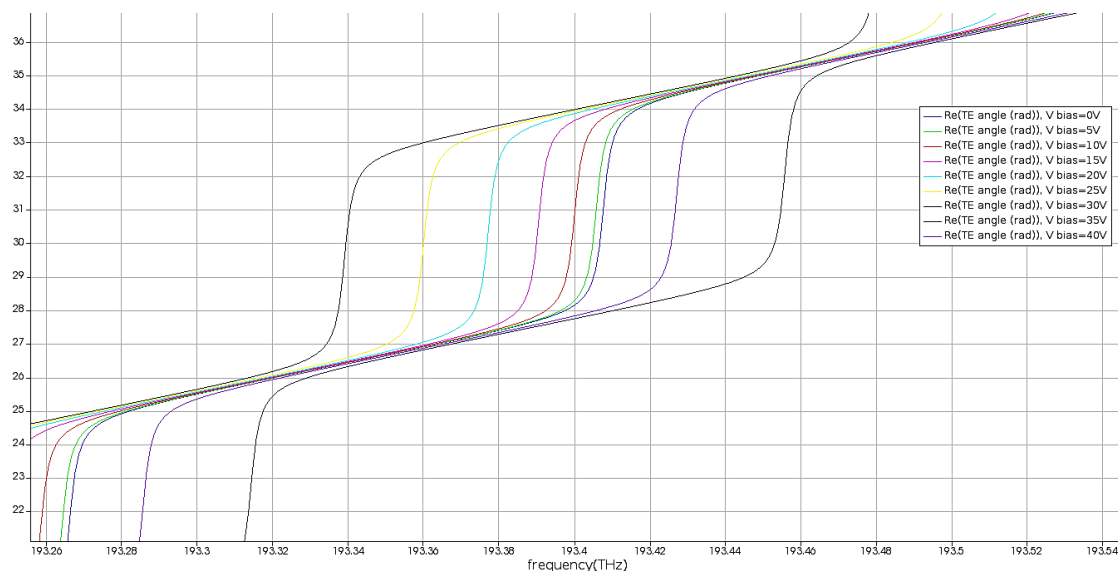


Figura 84 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC_13, para um MZM com um fator de acoplamento de 13/85 %.

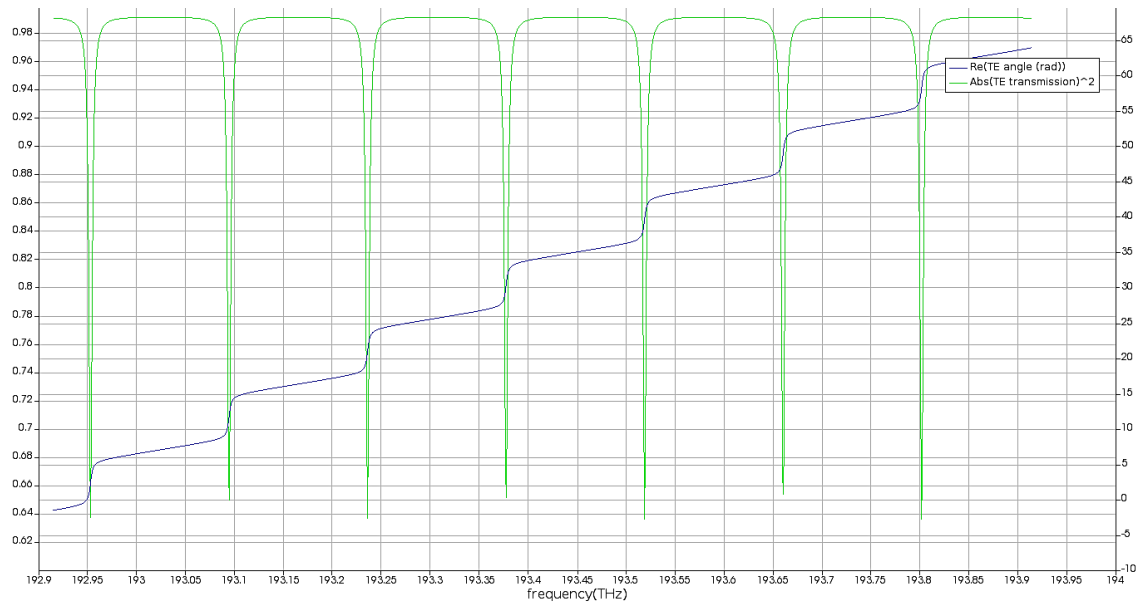


Figura 85 - Resposta de fase e potência transmitida, para um fator de acoplamento do MZM de 13/85%, com V bias PS=20 V.

A última configuração a ser estudada foi a de 0-99%, obtida mediante a colocação da fonte de tensão DC_1 da Figura 70 em 30.5 V. Os resultados da resposta de fase em função da frequência, através da variação da polarização do PS, com recurso à fonte de tensão DC_13, estão presentes na Figura 86, registrando-se uma resposta retilínea à semelhança da configuração 99-0%, desta vez com as retas a sobreporem-se, apresentando um declive de 0.02142 rad/GHz.

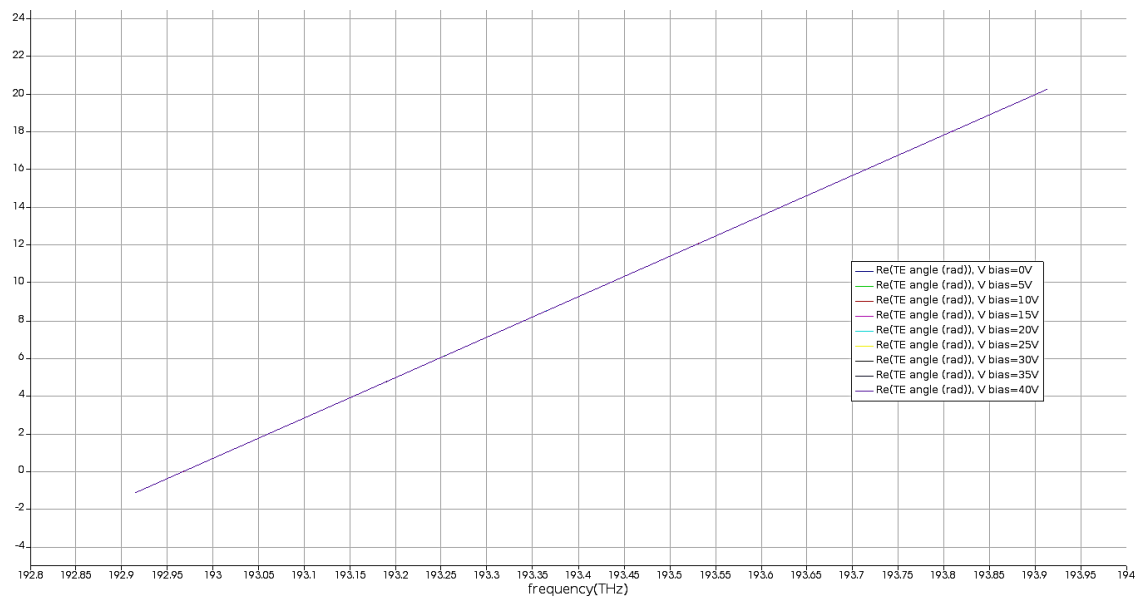


Figura 86 - Estudo da resposta de fase com a variação da frequência de ressonância, usando a fonte de tensão DC_13, para um MZM com um fator de acoplamento de 0/99 %.

O resumo dos dados obtidos está presente na Tabela 6, podemos concluir que o caso onde se registou um maior declive da resposta de fase na frequência de ressonância foi nas configurações de 24-75% e de 13-85% do MZM, com 0,6248 rad/GHz e 1,06495 rad/GHz respetivamente. Mediante esta informação, decidiu-se realizar um estudo mais exaustivo com estas duas configurações do MZM, tendo em vista a obtenção do mapeamento da tensão requerida para se obter uma determinada frequência de ressonância em cada uma destas configurações, assim como qual a sua fase média.

Tabela 6 - Resumo dos dados obtidos para as várias configurações do MZM, em relação à resposta de fase do anel, na frequência de ressonância.

Configuração MZM		V bias MZM (V)	Observações	Inclinação (rad/GHz)
Porto 1 (%)	Porto 2 (%)			
99	0	0	Linha reta de fase	0,0661
81,7	17,5	16	Ligeira inclinação na fase	0,1209
60	38	20	Crescente inclinação na fase	0,19988
50	49	21,5	Considerável inclinação na fase	0,24498
38	60	23	Aumento da inclinação na fase	0,37343
24	75	25	Aumento da inclinação na fase	0,6248
13	85	26,5	Máxima inclinação na fase	1,06495
0	99	30,5	Linha reta de fase	0,02142

Os resultados referentes ao fator de acoplamento do MZM de 24-75 e 13-85 estão presentes na Tabela 19 e Tabela 20 respetivamente dos anexos, parte 1, onde se inclui o mapeamento da voltagem necessária na fonte de tensão DC_13 da Figura 70, de modo a assim se conseguir deslocar a frequência de ressonância com um Δf pretendido, de acordo com a Figura 44.

Até este ponto neste trabalho, foi possível comprovar que este *chip* ótico permite o controlo da frequência de ressonância assim como permite o controlo da força do pico de ressonância, além disso, tendo em conta os dados que já se obtiveram para o MZM, este permite o roteamento do sinal ótico numa rede mais ampla de células, visto ter sido provado que este MZM permitia a implementação com eficiência das configurações de *bar*, *cross* e *coupler*.

Em seguida o FSR do anel ressonante, que é o espaçamento mínimo de frequência ótica entre dois mínimos ou máximos sucessivos, foi medido, usando o esquema de teste presente na Figura 70. A configuração usada no MZM foi a de 13-85 %, não tendo isso efeitos práticos no valor do FSR, apenas no valor dos mínimos na resposta de transmissão de potência do *chip*. O valor do FSR foi quantificado em 142 GHz de acordo com a Figura 87.

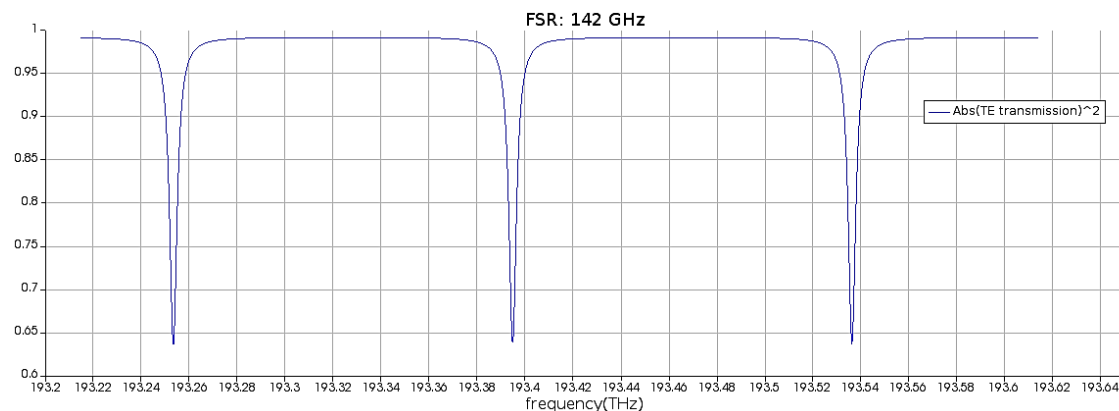


Figura 87 - Medição do FSR do chip ótico, usando a configuração do MZM de 13-85%, quantificado em 142 GHz.

4.2 – Teste do *chip* ótico completo, configuração rejeita-banda

Após o teste do anel ressonante e da sua caracterização, procurando-se saber quais as configurações do MZM que conduziriam a um *notch* em amplitude mais pronunciado e a uma

transição de resposta de fase mais inclinada, avançou-se para o estudo do *chip* ótico completo, com os dois anéis em ressonância em conjunto, de acordo com a Figura 88. De realçar que para as curvas do anel ressonante se usaram guias de onda da *foundry* retilíneos, visto que a mesma não fornecia as guias de onda curvilíneos. Estes guias de onda retilíneos podem ser usados como aproximações razoáveis dos guias de onda curvilíneos, desde que se garanta que os raios dos mesmos sejam suficientemente grandes, o que foi garantido, visto que no *layout* deste *chip*, descrito na seção seguinte, o raio dos mesmos foi fixado em 5 μm , valor que garante perdas reduzidas no guia de onda em curvatura segundo [45].

O sistema completo que foi usado para testar o *chip* ótico está presente na Figura 89 sem a atenuação dos harmónios secundários produzidos pela modulação no MZM e, na Figura 90 com atenuação dos harmónios secundários, usando-se para o efeito um filtro ótico retangular (com a largura do filtro a ser regulada consoante a largura do sinal RF de entrada), assim como o ruído térmico e o *shot noise* produzido no fotodíodo PIN desativado neste último caso.

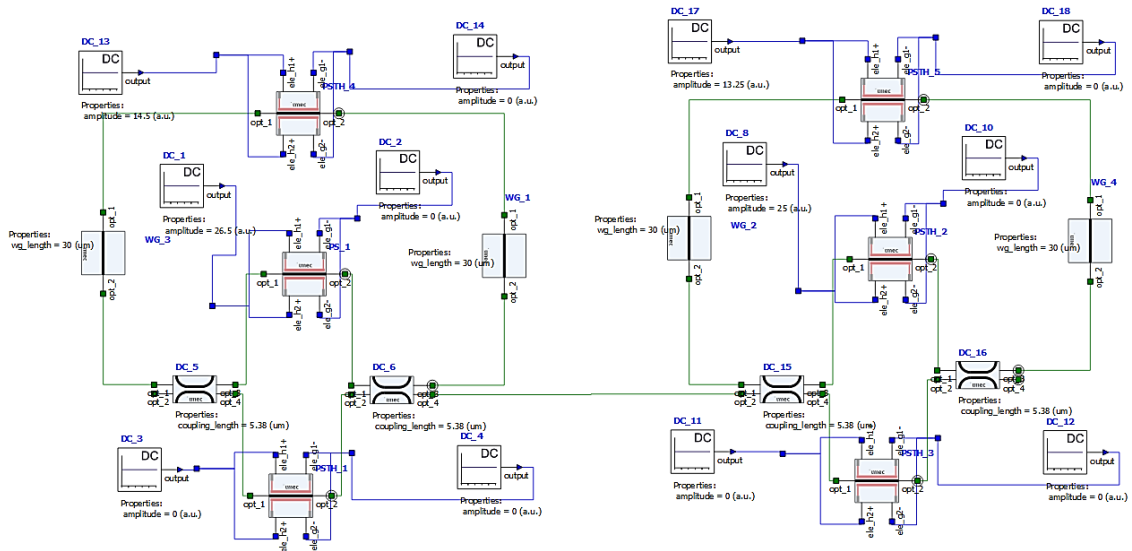


Figura 88 - *Chip* ótico implementado no software Lumerical Interconnect, usado para testes.

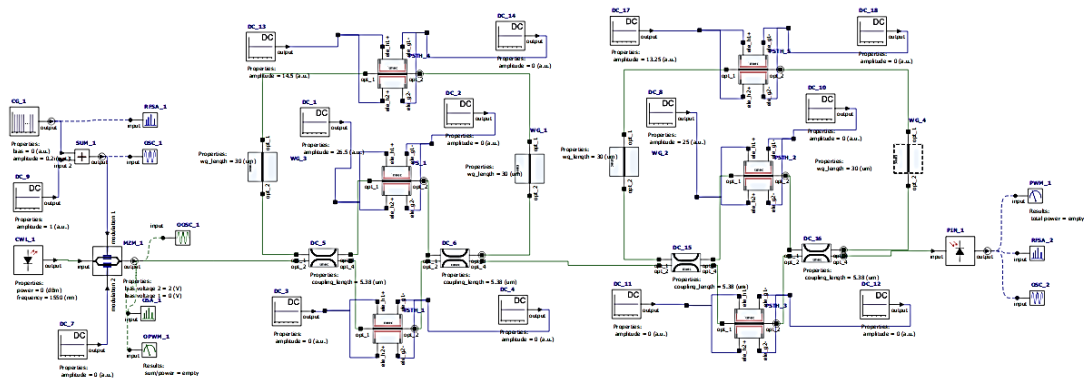


Figura 89 - Configuração de teste do *chip* ótico no software Lumerical Interconnect, sem atenuação de harmónios secundários, com ruído no fotodíodo PIN.

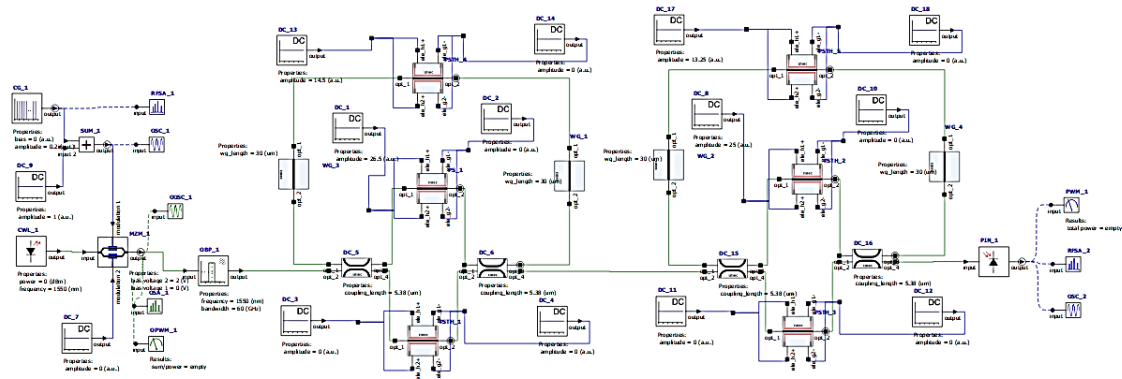


Figura 90 - Configuração de teste do chip ótico no software Lumerical Interconnect, com atenuação de harmônios secundários e com o ruído no fotodíodo PIN desativado.

Para se verificar qual o efeito do *chip* ótico no resultado do processamento do sinal, nas configurações de rejeita-banda e passa banda, foi comparado com uma configuração do *chip*, onde a função de processamento de sinal está desativado, isto é, quando $\Delta f_{RF} = |\Delta f_1 - \Delta f_2| = 0$ GHz. A título de exemplo, usou-se um sinal RF a 20 GHz, com 20 portadoras espaçadas por 0.5 GHz. O sinal ótico à entrada do *chip* e à saída, usando-se $\Delta f_{RF} = 0$ GHz está representado na Figura 91, e o sinal recuperado à saída do fotodíodo PIN na Figura 92.

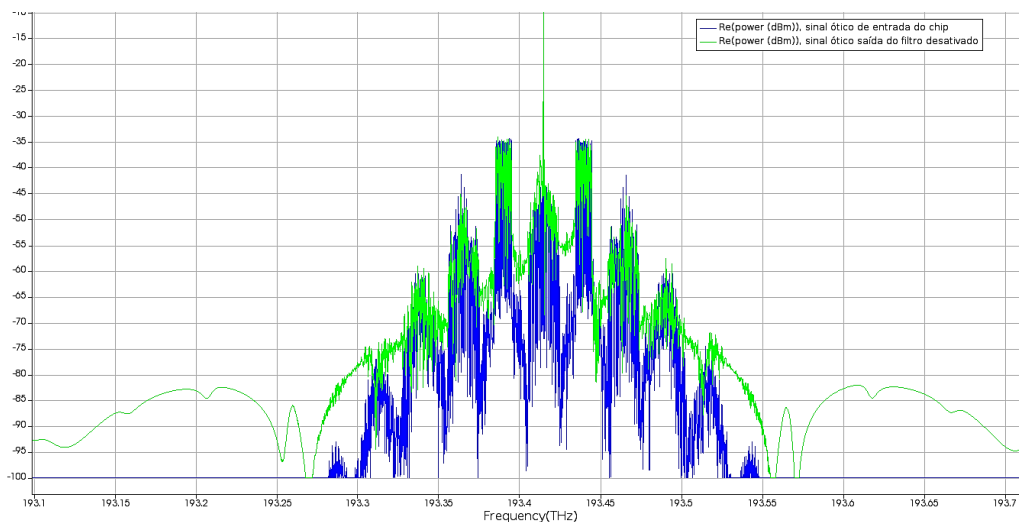


Figura 91 - Comparação do sinal ótico à entrada e à saída do chip, com $\Delta f_{RF} = 0$ GHz, a azul e verde respetivamente.

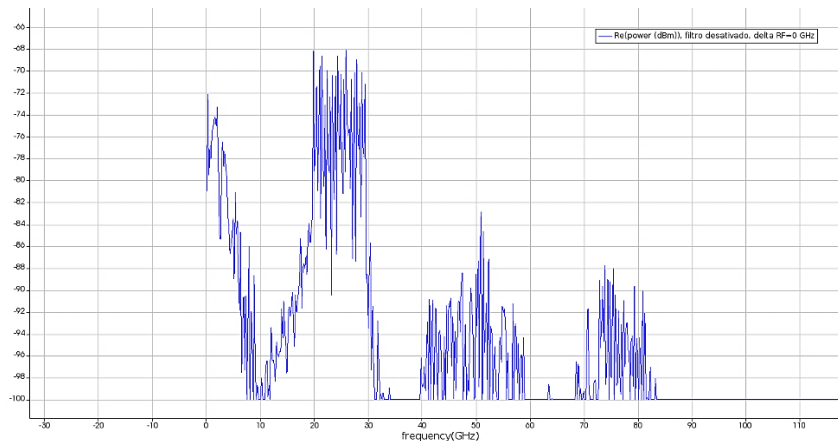


Figura 92 - Sinal elétrico recuperado à saída do fotodíodo PIN, com o filtro desativado, $\Delta f_{RF} = 0$ GHz, para um sinal RF de entrada a 20 GHz, 20 portadoras espaçadas por 0.5 GHz.

Foi possível observar, mediante a Figura 91, que os dois espectros óticos são praticamente idênticos, como era esperado, e o sinal elétrico foi passível de ser recuperado após a passagem no fotodiodo PIN, Figura 92, observando-se ainda os harmónios secundários.

Foram realizados testes com os k da Figura 44 idênticos ($k_1 = k_2$) e diferentes ($k_1 \neq k_2$).

Para os testes de k idênticos, foi usada a configuração do MZM com a maior inclinação na resposta de fase na frequência de ressonância, a configuração de 13-85%, Tabela 6.

Os primeiros testes tiveram como objetivo verificar entre que intervalos de frequência o *chip* ótico funcionava, sendo que estes primeiros testes tinham como objetivo a filtragem completa do sinal RF na sua largura de banda total.

Segundo a Figura 44 [35], a filtragem foi configurada com Δf_{RF1} a incidir na banda lateral inferior de modulação e Δf_{RF2} a incidir na banda lateral superior de modulação, porém neste trabalho apenas foi possível obter resultados de filtragem quando ambos Δf_{RF1} e Δf_{RF2} incidiam na banda lateral inferior de modulação.

A resposta dos filtros foi calculada através de um código matlab, que processava o resultado do espectrograma com o filtro desativado e com o filtro ativo, obtidos nas simulações, especificamente no analisador de espectros RFSA_2 da Figura 89 e Figura 90.

A configuração usada nos testes realizados para $k_1 = k_2$, no *chip* ótico, está presente na Tabela 7.

Tabela 7 - Configuração usada nos testes 1-7 para $k_1=k_2$, no chip ótico, com k configurado para 13/85 % no MZM.

Teste	Tipo Filtro	V bias 1(V) (DC_13)	V bias 2(V) (DC_17)	Δf_1 (GHz)	Δf_2 (GHz)	Δf_{RF} (GHz)	f sinal ini. (GHz)	Nº port.	Esp. port. (GHz)	Polar.
1	Rej. banda	0,00	8,00	7	12	5	7	10	0,5	1
	Rej. banda	1,50	8,50	7	12	5	7	10	0,5	2
2	Rej. banda	6,50	10,50	10	15	5	10	10	0,5	1
	Rej. banda	7,00	10,50	10	15	5	10	10	0,5	2
3	Rej. banda	10,50	13,50	15	20	5	15	10	0,5	1
4	Rej. banda	13,50	15,50	20	25	5	20	10	0,5	1
5	Rej. banda	15,50	17,50	25	30	5	25	10	0,5	1
6	Rej. banda	17,50	19,25	30	35	5	30	10	0,5	1
7	Rej. banda	19,25	21,00	35	40	5	35	10	0,5	1

O teste 1 consistiu num sinal RF a começar em 7 GHz, com 10 portadoras espaçadas por 0.5 GHz. O resultado de simulação entre o filtro desativado ($\Delta f_{RF} = 0$ GHz) e o filtro programado para filtrar o sinal RF por completo, ($\Delta f_{RF}=5$ GHz, $f_{start}= 7$ GHz), está representado na Figura 93. Neste caso foram usadas duas polarizações distintas para se obter a configuração do filtro, tendo os resultados sido muito semelhantes em ambas as polarizações 1 e 2 usadas no *chip*, presentes na Tabela 7.

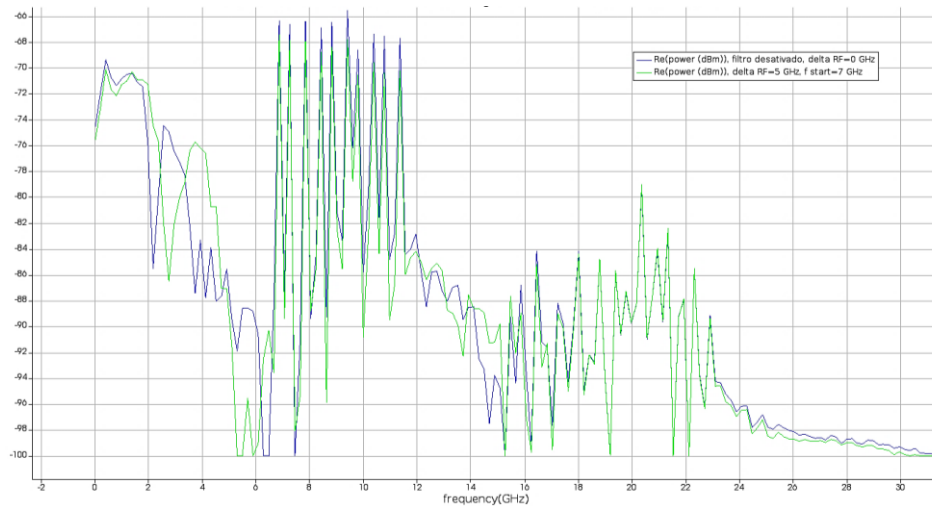


Figura 93 - Estudo da atenuação do filtro do teste 1, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 7-12 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, $f_{inicial}=7$ GHz.

A filtragem do sinal resultante do teste 1, com o ruído desativado no fotodíodo PIN, representada na Figura 94, é praticamente idêntica ao filtro obtido com ruído no fotodíodo PIN e sem filtro retangular à entrada do *chip* ótico. Em ambas as polarizações estudadas obteve-se um resultado equivalente, tendo-se verificado neste teste uma atenuação de 2-3 dB na banda de interesse. Assim conclui-se que neste intervalo de frequências o *chip* ainda não estava a operar corretamente.

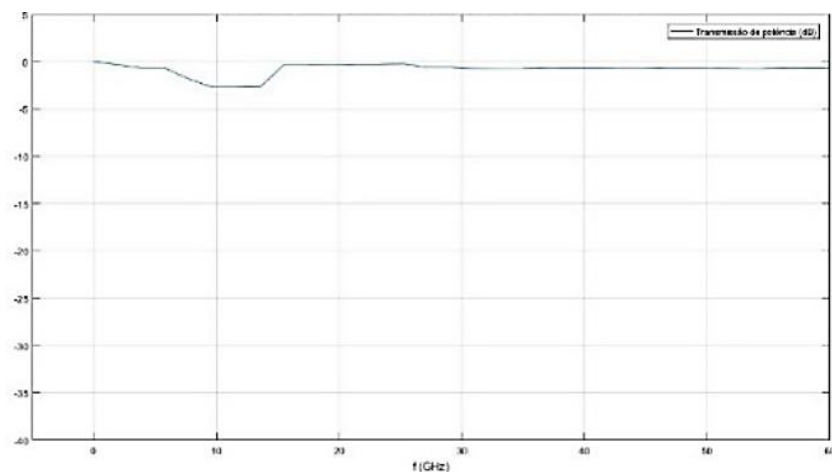


Figura 94 - Resposta do filtro do teste 1, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, $f_{inicial}=7$ GHz, sinal RF entre 7 e 12 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.

O próximo teste, teste 2, a ser realizado consistiu em usar um sinal RF a começar em 10 GHz, com 10 portadoras, espaçadas por 0.5 GHz, o filtro foi programado para filtrar a banda completa do sinal, de acordo com as configurações presentes na Tabela 7. Os resultados comparativos com o filtro desativado, $\Delta f_{RF}=0$ GHz, estão presentes na Figura 95, para uma das polarizações testadas, a polarização 1, não tendo sido observadas diferenças significativas entre as polarizações, sendo que os resultados com ruído ativo no fotodíodo PIN também foram semelhantes, tendo por isso sido omitidos.

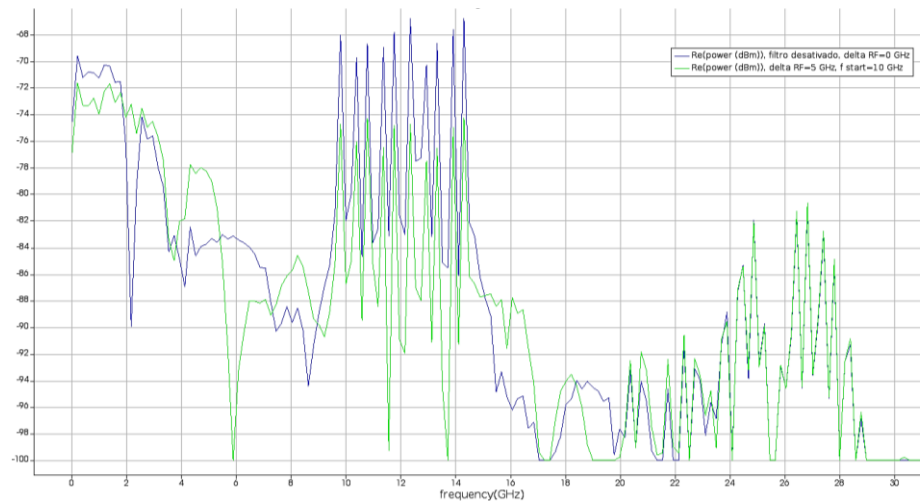


Figura 95 - Estudo da atenuação do filtro do teste 2, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 10-15 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, $f_{inicial}=10$ GHz.

A filtragem resultante do teste 2, com o ruído desativado no fotodíodo PIN, está presente na Figura 96. A atenuação observada foi de cerca de 7 dB na banda de interesse, não sendo ainda considerado como o *chip* a funcionar corretamente nesta frequência, devido a atenuação ainda não ser muito elevada.

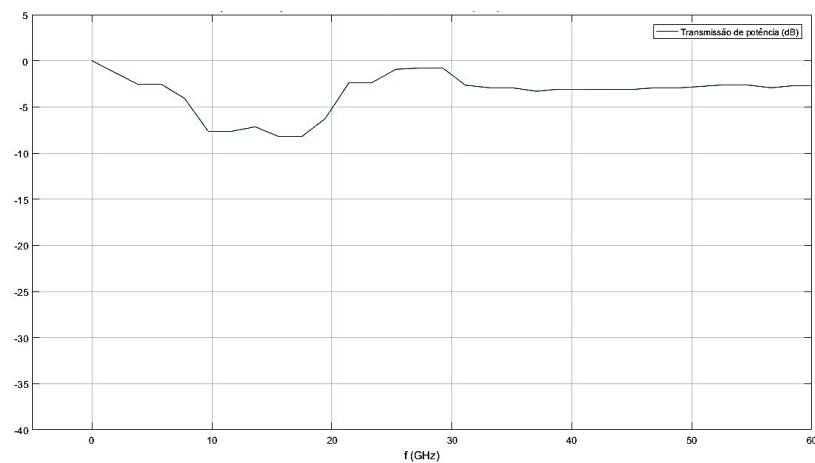


Figura 96 - Resposta do filtro do teste 2, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, $f_{inicial}=10$ GHz, sinal RF entre 10 e 15 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.

O próximo teste a ser realizado, teste 3, consistiu no uso de um sinal RF a começar em 15 GHz, com 10 portadoras, espaçadas por 0.5 GHz. O filtro foi de igual modo configurado para filtrar a banda completa do sinal, usando-se a configuração presente na Tabela 7. Os resultados da simulação do sinal elétrico face aos do filtro desativado, $\Delta f_{RF}=0$ GHz, estão presentes na Figura 97, sendo que os resultados com o ruído ativado no fotodíodo PIN também foram semelhantes.

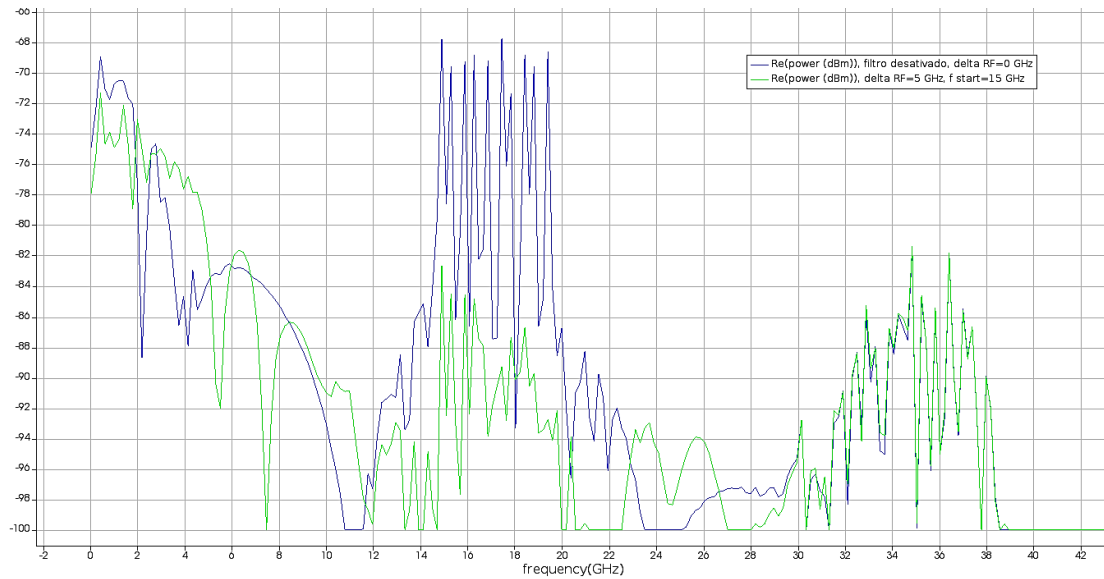


Figura 97 - Estudo da atenuação do filtro do teste 3, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 15-20 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, $f_{inicial}=15$ GHz.

O filtro do sinal resultante do teste 3, com o ruído desativado no fotodíodo PIN, encontra-se presente na Figura 98, tendo-se obtido uma atenuação de cerca de 17 dB na banda de interesse, superior a 10 dB (valor considerado como a atenuação mínima a ser considerada) e por isso considerada significativa, tendo devido a essa razão, sido considerado que o *chip* já se encontrou a funcionar corretamente neste intervalo de frequências.

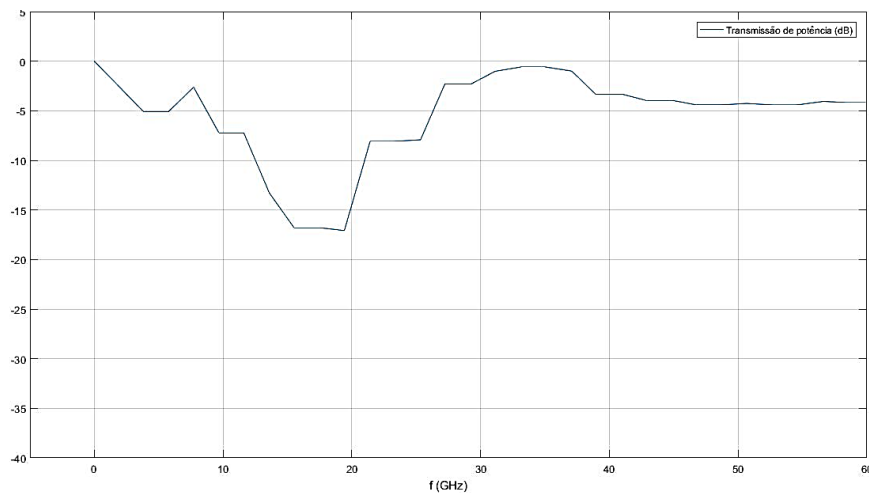


Figura 98 - Resposta do filtro do teste 3, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, $f_{inicial}=15$ GHz, sinal RF entre 15 e 20 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.

Na Figura 99 está presente o esquema de funcionamento do filtro para a configuração do teste 3, onde é possível observar, ao nível das respostas de fase sobrepostas de cada anel ressonante do *chip*, que um dos anéis tem a sua frequência de ressonância programada para os 15 GHz de afastamento da portadora ótica, e, de igual modo, o segundo anel ressonante possui a sua frequência de ressonância distante 20 GHz da mesma portadora ótica, observando-se uma diferença na resposta de fase de cada um dos anéis de π radianos entre os 15 e os 20 GHz da portadora ótica, de acordo com Zhuang e colegas [35].

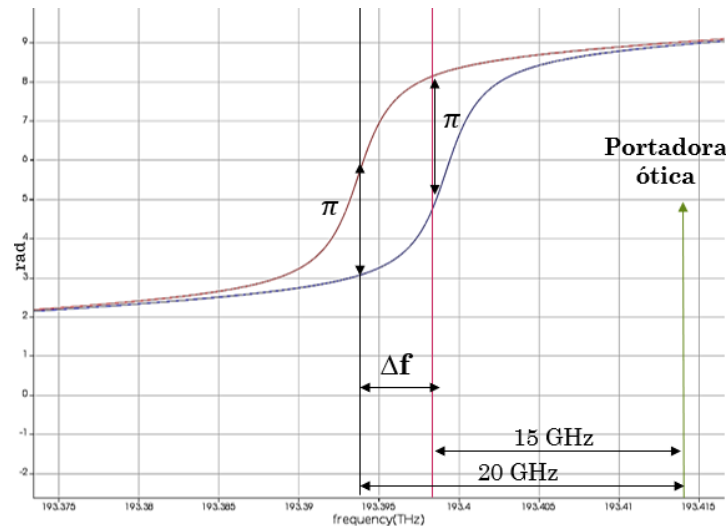


Figura 99 - Esquema do funcionamento do filtro do teste 3, com as respostas em fase de cada um dos anéis ressonantes sobrepostas.

No teste seguinte, teste 4, usou-se um sinal RF que começava em 20 GHz, com 10 portadoras, espaçadas por 0.5 GHz, o filtro. À semelhança dos testes anteriores, foi configurado para filtrar a banda completa do sinal, com recurso à configuração presente na Tabela 7. Os resultados comparativos do sinal elétrico obtido, comparados com o filtro desativado, $\Delta f_{RF} = 0$ GHz, estão disponíveis na Figura 100, sendo que os resultados com o ruído presente no fotodíodo PIN também foram semelhantes.

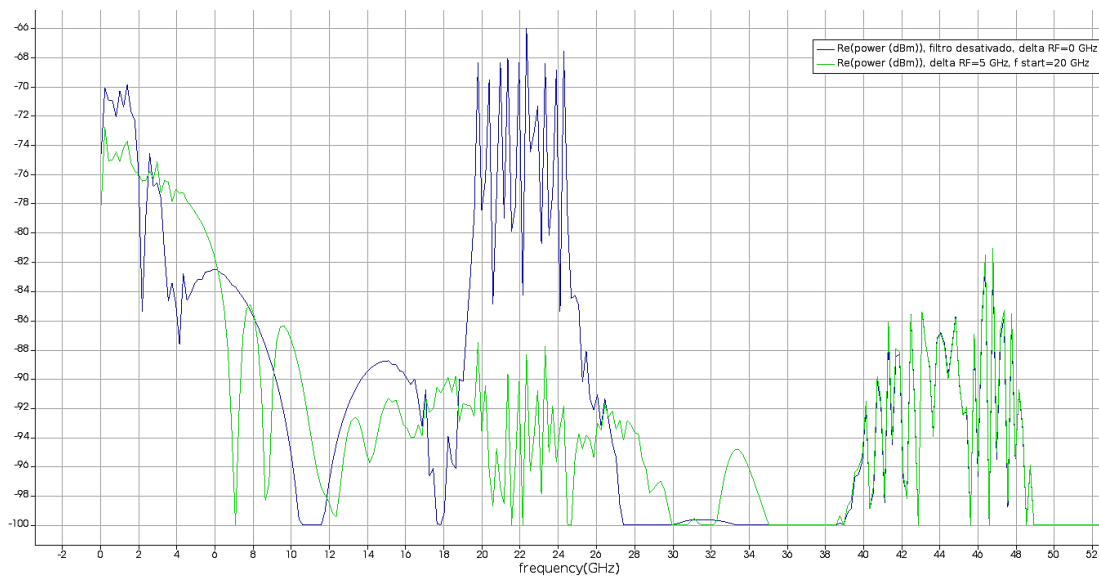


Figura 100 - Estudo da atenuação do filtro do teste 4, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 20-25 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF} = 5$ GHz, $f_{inicial} = 20$ GHz.

A filtragem do sinal obtida no teste 4, com o ruído desativado no fotodíodo PIN (o filtro resultante do mesmo teste com o ruído ativado fornece resultados semelhantes), presente na Figura 101, apresentou uma atenuação de cerca de 17 dB na banda de interesse, tendo sido assim considerado que neste intervalo de frequências o *chip* funciona também corretamente.

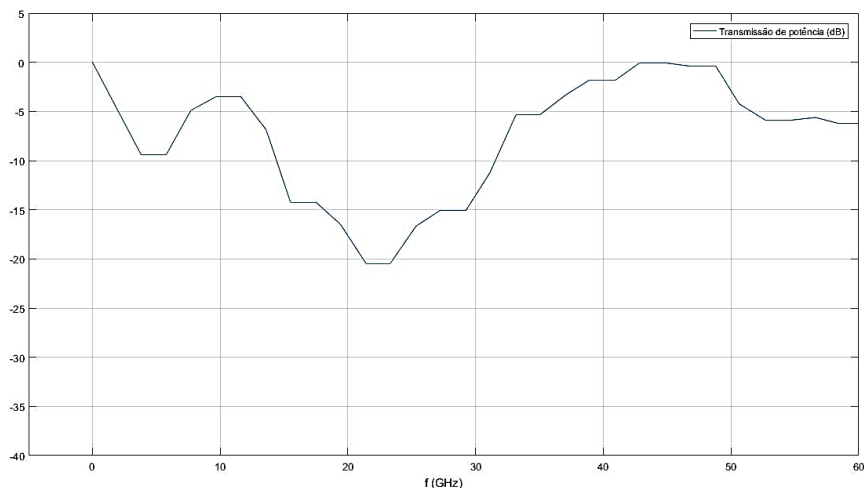


Figura 101 - Resposta do filtro do teste 4, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, $f_{inicial}=20$ GHz, sinal RF entre 20 e 25 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.

O próximo teste a ser realizado, teste 5, teve como objetivo testar se o filtro conseguia atenuar com eficácia a banda de 25 a 30 GHz, tendo sido usado para o efeito um sinal RF que começava em 25 GHz, com 10 portadoras, espaçadas por 0.5 GHz, mediante a configuração presente na Tabela 7. Os resultados comparativos, usando o filtro inativo, estão presentes na Figura 102, tendo os resultados obtidos com o ruído presente no fotodíodo PIN sido semelhantes.

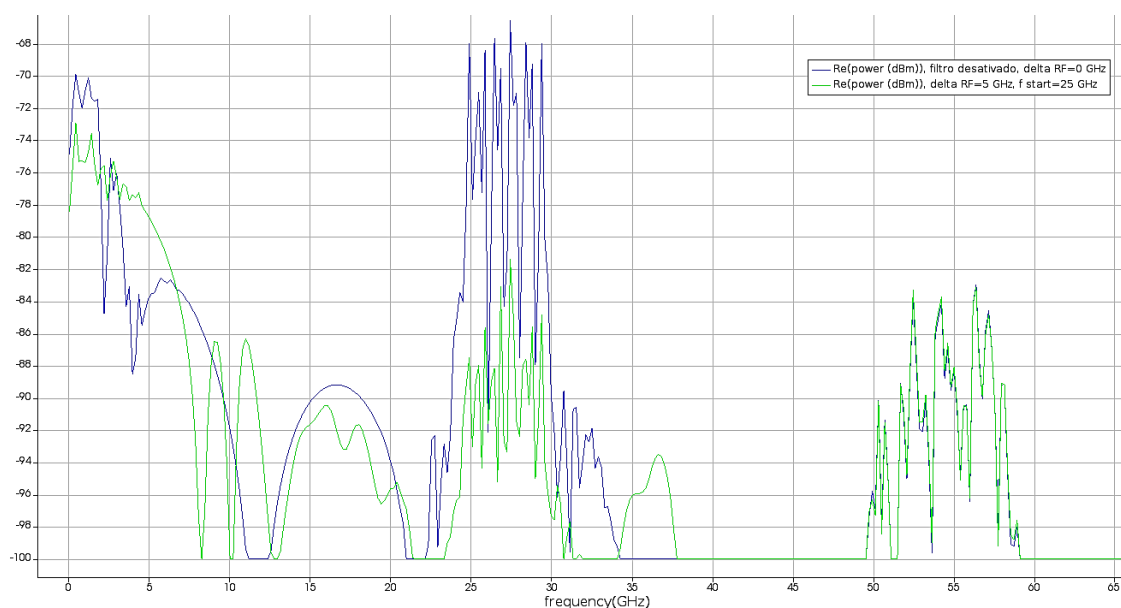


Figura 102 - Estudo da atenuação do filtro do teste 5, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 25-30 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, $f_{inicial}=25$ GHz.

O filtro obtido no teste 5, com o ruído ausente no fotodíodo PIN (o filtro resultante do mesmo teste, com o ruído ativado também fornece resultados semelhantes), está presente na Figura 103, tendo apresentado uma atenuação de cerca de 15 dB na banda de interesse, tendo por isso, também sido considerado que o *chip* funcionava corretamente para este intervalo de frequências.

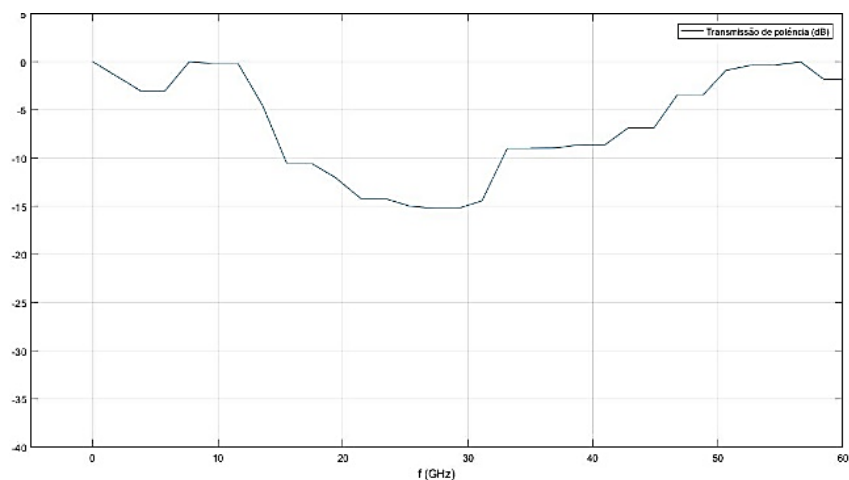


Figura 103 - Resposta do filtro do teste 5, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, $f_{inicial}=25$ GHz, sinal RF entre 25 e 30 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.

O teste que se seguiu, teste 6, procurou avaliar se o *chip* continuava a operar corretamente na banda de 30 a 35 GHz, tendo sido usado um sinal RF que começava em 30 GHz, com 10 portadoras, espaçadas por 0.5 GHz, sendo o *chip* configurado segundo a Tabela 7. Os resultados comparativos com o filtro inativo, estão presentes na Figura 104, sendo os resultados obtidos com o ruído presente no fotodíodo PIN sido também semelhantes.

O filtro obtido no teste 6, presente na Figura 105, apresentou uma atenuação na banda de interesse igual ou superior a 18 dB's, tendo por essa razão também sido considerado que o *chip* funcionava corretamente para este intervalo de frequências.

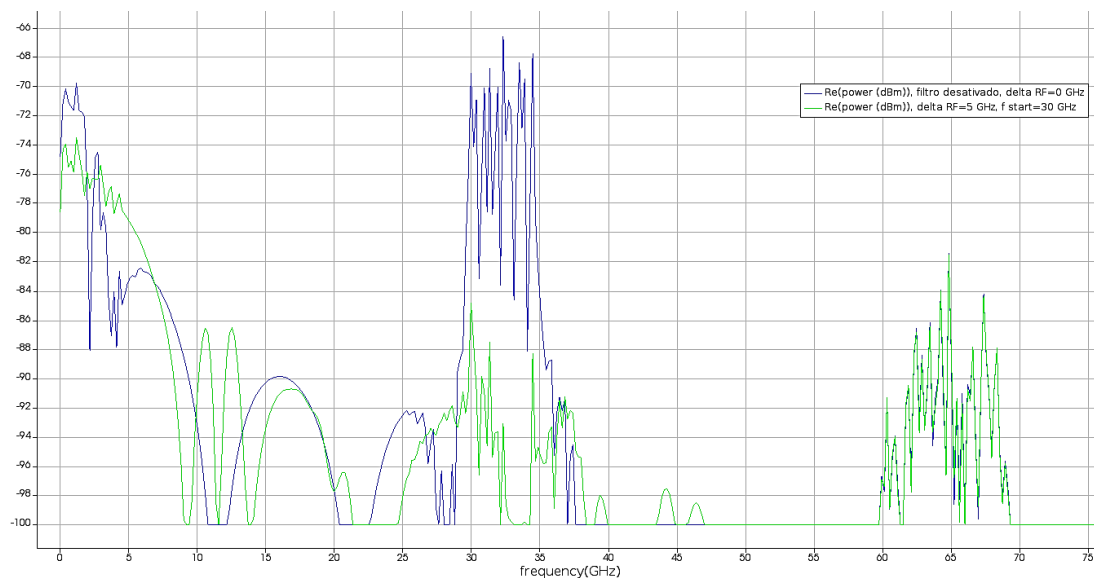


Figura 104 - Estudo da atenuação do filtro do teste 6, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 30-35 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, $f_{inicial}=30$ GHz.

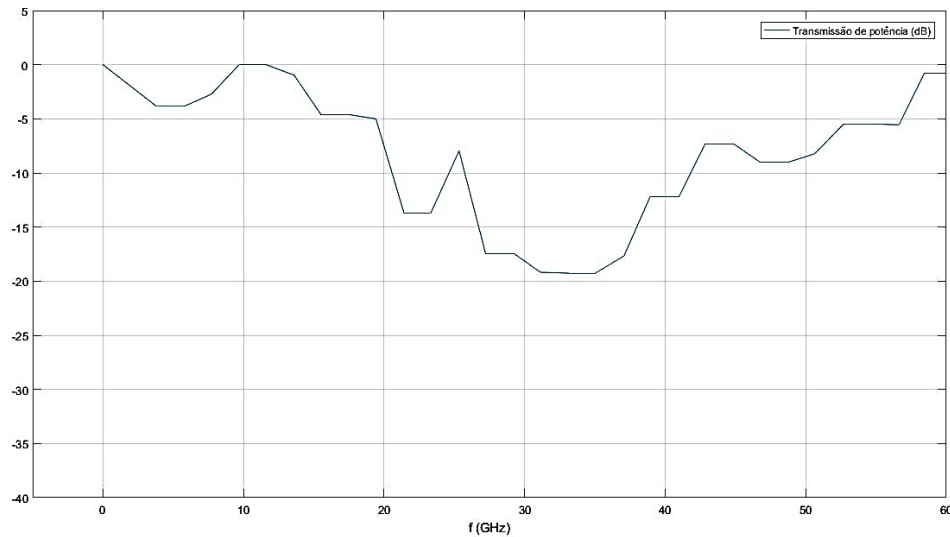


Figura 105 - Resposta do filtro do teste 6, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, $f_{inicial}=30$ GHz, sinal RF entre 30 e 35 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.

O próximo teste a ser realizado, teste 7, teve como objetivo verificar se o *chip* também operava corretamente na banda de 35 a 40 GHz, tendo para o efeito sido usado um sinal RF que começava em 35 GHz, com 10 portadoras, espaçadas por 0.5 GHz, tendo o *chip* sido configurado segundo a Tabela 7. Os resultados que comparam o sinal obtido com o filtro inativo, estão presentes na Figura 106, tendo os resultados obtidos com o ruído presente no fotodíodo PIN sido semelhantes.

O filtro que foi obtido no teste 7, presente na Figura 107, já não apresentou uma atenuação significativa, tendo por esse motivo sido considerado que o *chip* já não funcionou corretamente para frequências superiores a 35 GHz.

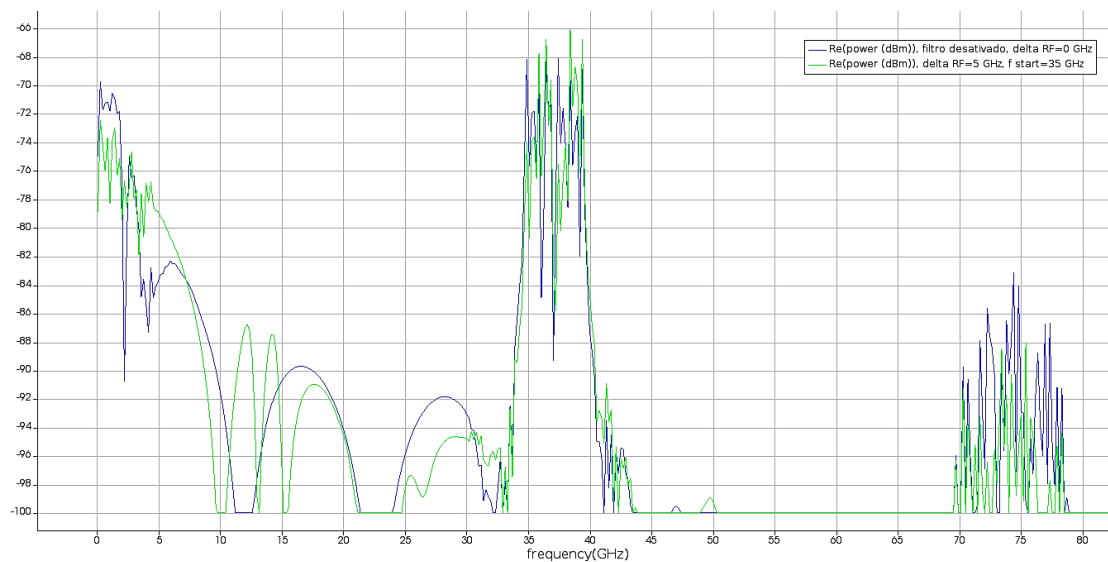


Figura 106 - Estudo da atenuação do filtro do teste 7, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 35-40 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, $f_{inicial}=35$ GHz.

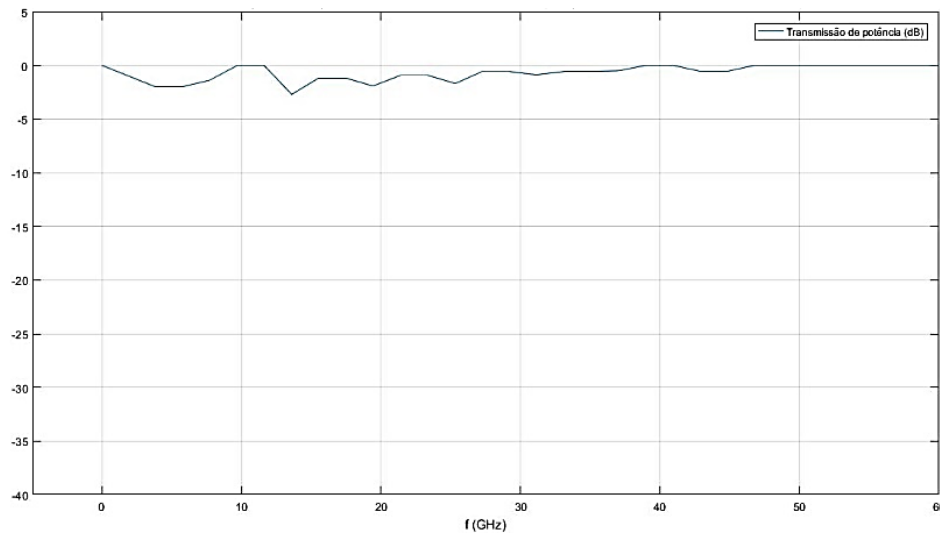


Figura 107 - Resposta do filtro do teste 7, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, $f_{inicial}=35$ GHz, sinal RF entre 35 e 40 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.

O FSR experimental deste *chip* foi quantificado em 142 GHz, e o mesmo só demonstrou funcionar corretamente entre os 15 e os 35 GHz, que são cerca de 14.1% do FSR, face os 71 GHz máximos possíveis (50 % do FSR, devido à periodicidade dos anéis ressonantes), e a 31% do FSR registrado em [35].

Os testes presentes na Tabela 7, foram replicados agora para a configuração do *chip* com $k_1 \neq k_2$, com o primeiro anel ressonante a ter o MZM com a configuração de 13/85% e o segundo anel ressonante a ter o MZM com a configuração 24/75% presentes na Tabela 6, devido a serem estas duas configurações que apresentavam um resposta de fase, na frequência de ressonância, com o maior valor de inclinação. O teste 1 foi excluído desta nova bateria de testes devido a já se afastar muito da frequência inicial de operação do *chip*.

As configurações usadas nesta nova série de testes estão disponíveis na Tabela 8, o resumo dos filtros obtidos nestes novos testes encontra-se na Tabela 9. Os resultados dos testes efetuados para $k_1=k_2$, com a configuração de 13/85% nos MZM estão presentes na Tabela 10, para ser mais fácil a comparação do comportamento dos filtros.

Tabela 8 - Configuração usada nos testes 2-7 para $k_1 \neq k_2$, no *chip* ótico, com k configurado para 13/85 % e 24/75% no MZM.

Teste	Tipo Filtro	V bias 1(V) (DC_13)	V bias 2(V) (DC_17)	Δf_1 (GHz)	Δf_2 (GHz)	Δf_{RF} (GHz)	f sinal ini. (GHz)	Nº port.	Esp. port. (GHz)
2	Rej. banda	6,50	12,00	10	15	5	10	10	0,5
3	Rej. banda	10,50	14,50	15	20	5	15	10	0,5
4	Rej. banda	13,50	16,75	20	25	5	20	10	0,5
5	Rej. banda	15,50	18,50	25	30	5	25	10	0,5
6	Rej. banda	17,50	20,25	30	35	5	30	10	0,5
7	Rej. banda	19,25	21,75	35	40	5	35	10	0,5

Como era de esperar a maioria dos testes efetuados apresentou filtros com atenuações superiores com $k_1=k_2$, usando a configuração do MZM que permite obter respostas de fase com inclinações superiores na frequência de ressonância, exceto no teste 5, mas mesmo aí a diferença foi reduzida, de apenas 2 dB.

Para a gama de operação de 15 a 35 GHz, a configuração com $k_1=k_2$ com o MZM configurado para 13/85% de distribuição de potência, produz uma atenuação igual ou superior a 15 dB's segundo a Tabela 10 e, para a configuração de $k_1 \neq k_2$ com k_1 configurado para 13/85% e k_2 configurado para 24/75%, o *chip* produziu uma atenuação igual ou superior a 8 dB's, segundo os resultados presentes na Tabela 9.

Tabela 9 - Resumo dos filtros obtidos com os testes 2-7 para $k_1 \neq k_2$, no chip ótico, com k configurado para 13/85 % e 24/75% no MZM.

Teste	Tipo Filtro	Resultado dos Filtros
2	Rej. banda	o filtro não fez atenuação nenhuma
3	Rej. banda	atenuação de cerca de 7 dB na banda de interesse
4	Rej. banda	atenuação ≥ 13 dB na banda de interesse
5	Rej. banda	atenuação ≥ 17 dB na banda de interesse
6	Rej. banda	atenuação ≥ 8 dB na banda de interesse
7	Rej. banda	o filtro não fez atenuação nenhuma

Tabela 10 - Resumo dos filtros obtidos com os testes 2-7 para $k_1=k_2$, no chip ótico, com k configurado para 13/85 % no MZM.

Teste	Tipo Filtro	Resultado dos Filtros
1	Rej. banda	atenuação de apenas 2 dB na banda de interesse
2	Rej. banda	atenuação de ≥ 6 dB na banda de interesse
3	Rej. banda	atenuação de ≥ 16 dB na banda de interesse
4	Rej. banda	atenuação de ≥ 16 dB na banda de interesse
5	Rej. banda	atenuação de ≥ 15 dB na banda de interesse
6	Rej. banda	atenuação de ≥ 21 dB na banda de interesse
7	Rej. banda	o filtro não fez atenuação nenhuma

Os próximos testes consistiram em averiguar se o *chip* conseguia implementar com sucesso um filtro rejeita banda, atenuando apenas uma seção do sinal RF injetado na entrada. Os testes efetuados permitiram averiguar que o *chip* neste momento atenua a banda total do sinal RF, as configurações usadas nos testes e o sumário dos resultados obtidos encontram-se na Tabela 11 e na Tabela 12, não tendo sido possível observar uma atenuação apenas numa seção do sinal RF. O resultado dos testes 8-12 encontra-se presente nos anexos, parte 2, Figura 130-139.

Tabela 11 - Configuração usada nos testes 8-12 para $k_1=k_2$, no chip ótico, com k_1 e k_2 configurado para 13/85% no MZM.

Teste	Tipo Filtro	V bias 1(V) (DC_13)	V bias 2(V) (DC_17)	Δf_1 (GHz)	Δf_2 (GHz)	Δf_{RF} (GHz)	f sinal ini. (GHz)	Nº port.	Esp. port. (GHz)
8	Rej. banda	12,50	14,00	18	21	3	15	20	0,5
9	Rej. banda	13,50	15,50	20	25	5	15	30	0,5
10	Rej. banda	15,00	16,5	24	27	3	20	20	0,5
11	Rej. banda	16,75	18,00	28	31	3	25	20	0,5
12	Rej. banda	18,25	19,25	32	35	3	30	20	0,5

Tabela 12 - Resumo dos filtros obtidos com os testes 8-12 para $k_1=k_2$, no chip ótico, com k configurado para 13/85 % no MZM.

Teste	Tipo Filtro	Resultado dos Filtros
8	Rej. banda	o filtro atenua o sinal todo ≥ 17 dB em vez de apenas parte da banda RF
9	Rej. banda	o filtro atenua o sinal todo ≥ 12 dB em vez de apenas parte da banda RF
10	Rej. banda	o filtro atenua o sinal todo ≥ 13 dB em vez de apenas parte da banda RF
11	Rej. banda	o filtro atenua o sinal todo ≥ 13 dB em vez de apenas parte da banda RF
12	Rej. banda	o filtro atenua na banda de interesse ~ 20 dB, à direita o sinal está intacto, à esquerda recupera 8 dB

4.3 – Teste do *chip* ótico completo, configuração passa-banda

A próxima configuração do *chip* a ser testada, foi a configuração do filtro em passa-banda, segundo Zhuang e colegas [35], nesse artigo é dito que conseguiram implementar filtros com a configuração passa-banda colocando as bandas laterais do sinal modulado com um desvio de fase de 90° relativamente à portadora, Figura 44. Esse desvio de fase foi implementado no Lumerical mediante um conjunto de filtros que separaram a portadora das bandas laterais do sinal modulado, impondo em seguida um atraso de fase de 90° na portadora, voltando em seguida a somar os sinais, segundo a Figura 108.

Foram realizados vários testes, no entanto não foi possível obter o comportamento descrito em [35].

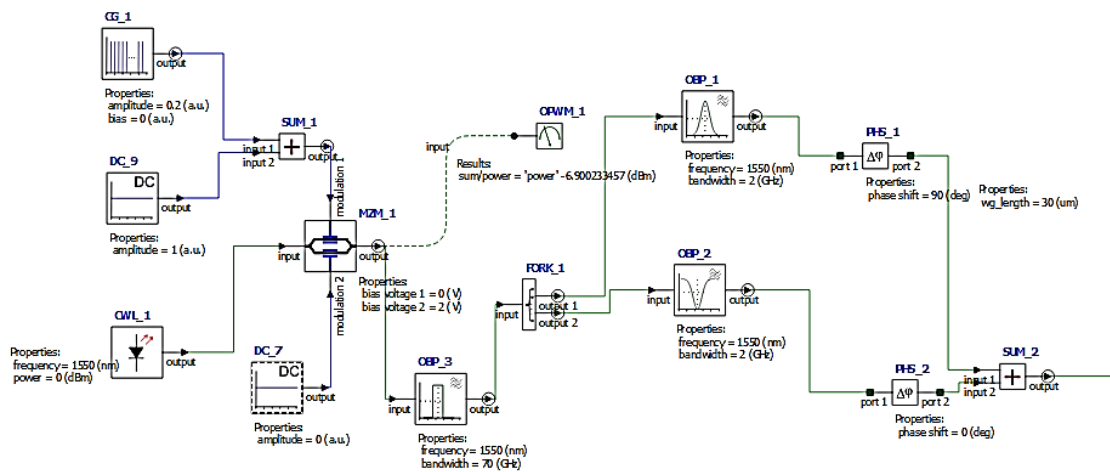


Figura 108 - Sistema de processamento de sinal usado para os testes da configuração passa-banda, antes do sinal entrar no chip.

Capítulo 5

Layout do chip

Neste capítulo foi realizado o *layout* do *chip*, tendo sido decidido que a estrutura do mesmo iria conter os dois anéis ressonantes assim como o fotodetetor segundo a Figura 44, visto que desta maneira, o sinal de saída já seria em formato elétrico, sendo assim mais fácil a sua utilização.

5.1 – Lista de componentes a usar e seu dimensionamento quando aplicável

De modo que a *layout* fosse realizado, procedeu-se à listagem dos componentes necessários assim como o seu dimensionamento quando aplicável.

Os componentes que foram usados no *layout* são os seguintes:

- Guias de onda;
- *Bend* de entrada no *chip*;
- *Array* de *Grating couplers*;
- *Directional coupler*;
- *Bend* do anel;
- *Phase shifter*;
- Substrato;
- Fotodetetor;
- Contacto;
- *Bond pad*;

5.1.1 – Guias de onda

Os guias de onda usados foram os fornecidos pela *foundry* IMEC. Um exemplo de um guia de onda está presente na Figura 109. O modelo do guia de onda usado foi o SWGCTE_WG_450, adequado à banda C, onde o núcleo do guia de onda possui 0.450 μm e a bainha 4.45 μm de largura.

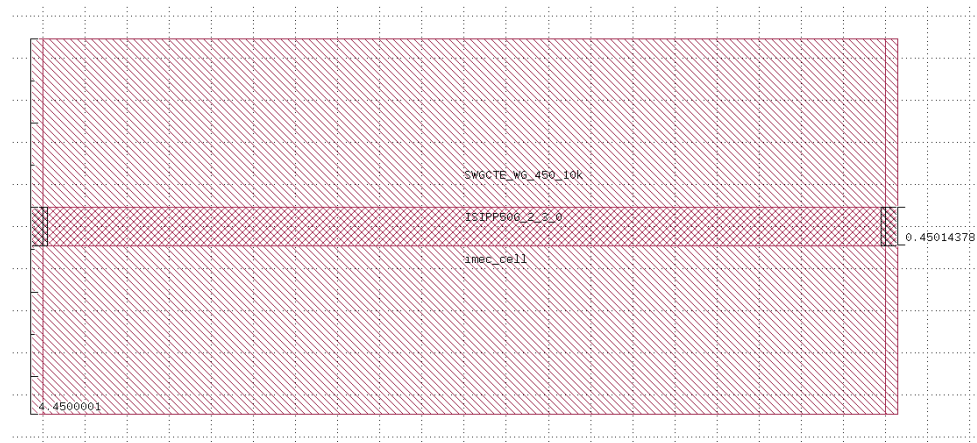


Figura 109 - Layout do guia de onda SWGCTE_WG_450 da foundry IMEC usado no chip, medidas do núcleo e bainha em μm .

5.1.2 – Bend de entrada no chip

De modo a diminuir as interferências do sinal ótico injetado no chip, devido a possíveis reflexões do sinal nos guias de onda, é desejável que os guias de onda não estejam ao mesmo nível do *grating coupler* (usado para injetar o sinal ótico no *chip*). Daí se usar geralmente uma *bend* que conduz o sinal ótico para um plano diferente do plano do *grating coupler*, diminuindo assim as interferências por reflexões.

Este componente não se encontrava disponível na biblioteca de *layout* da foundry, tendo sido adotadas as mesmas camadas usadas no fabrico dos guias de onda para o seu projeto.

O *bend* de entrada usado neste chip está presente na Figura 110, de destacar o raio externo de $7\ \mu\text{m}$ e o raio interno de $2.58\ \mu\text{m}$, usando-se valor típicos da mesma ordem de grandeza de raios presentes nos documentos da foundry IMEC para *bends*.

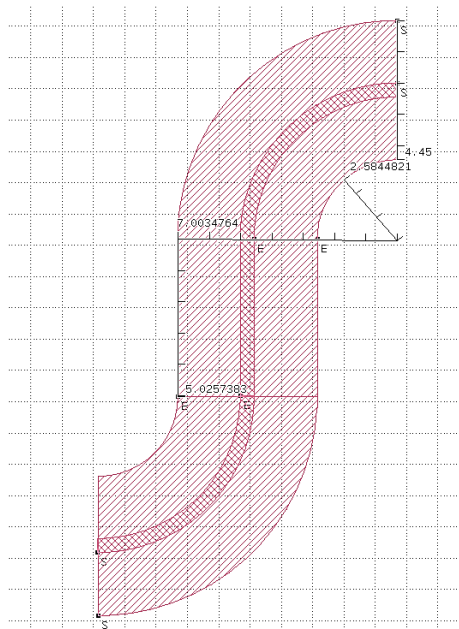


Figura 110 - Layout da bend de entrada no chip, com as medidas em μm .

5.1.3 – Array de grating couplers

Para a inserção do sinal ótico de entrada, foi usado um *array* de *grating couplers*, visto ser mais fácil a correta orientação do guia de onda exterior ao *chip* com esta configuração, face a um *grating coupler* isolado, Figura 111.

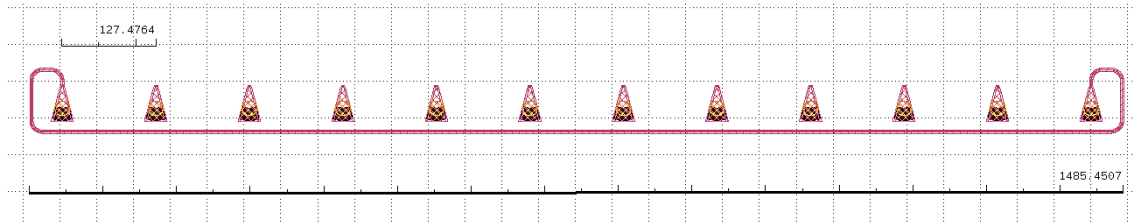


Figura 111 - Layout do array de grating couplers usado no chip, com as unidades em μm .

5.1.4 – Directional Coupler

O *directional coupler* não estava presente na biblioteca de componentes para *layout* da *foundry* IMEC, tendo o mesmo sido construído de raiz, usando as mesmas camadas que um guia de onda da *foundry*, de acordo com o desenho da Figura 112, em que L_c é o comprimento de acoplamento, $5.38 \mu\text{m}$, já experimentalmente quantificados, de modo a garantir um fator de acoplamento de 50% em cada um dos portos de saída.

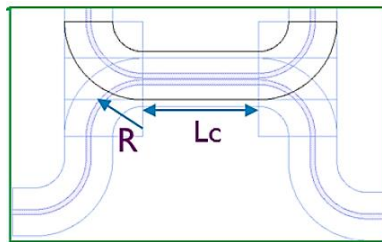


Figura 112 - Esquema do layout de um directional coupler, L_c -comprimento de acoplamento.

O esquema do *directional coupler* implementado no *chip*, está presente na Figura 113, com $L_c=5.38 \mu\text{m}$ como era pretendido, tendo sido usado um espaçamento de 150 nm entre os guias de onda na região de acoplamento de sinal, valor esse recomendado pela *foundry*.

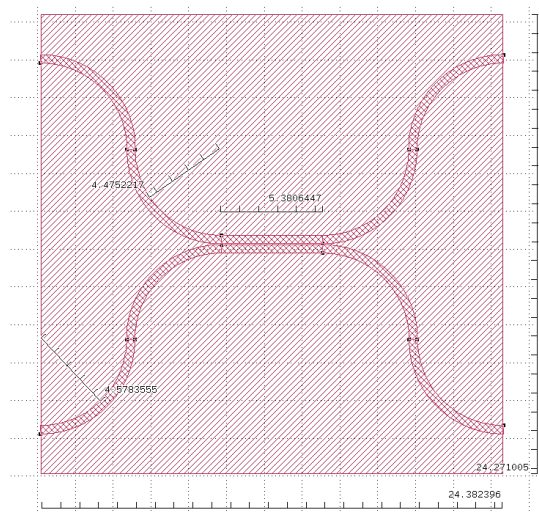


Figura 113 - Layout do directional coupler implementado no chip, dimensões em μm .

5.1.5 – Bend do anel

O próximo componente a ser dimensionado, para o *layout* do *chip* foi a curva do anel ressonante, cada anel ressonante tem duas curvas que realizam uma curvatura de 180° cada, o impacto das perdas nas *bends* do anel é minimizado com raios relaxados, tendo por isso sido arbitrado um raio de $5\ \mu\text{m}$ para esse efeito, Figura 114 Este componente não era fornecido na biblioteca de componentes para *layout* na IMEC, tendo sido por isso desenhado, usando-se para o efeito as camadas presentes no *layout* da *foundry* para os guias de onda da banda C, usados neste trabalho, SWGCTE_WG_450.

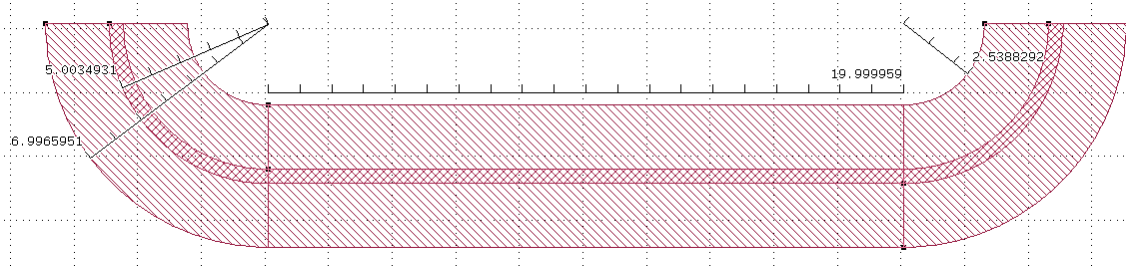


Figura 114 - Bend do anel ressonante implementado no chip, dimensões em μm .

5.1.6 – Thermo optic phase shifter

Os *phase shifters* usados neste chip, foram dimensionados previamente para $200\ \mu\text{m}$, de modo a assim permitirem um atraso de fase entre $[0, \pi]$ rad, usando-se o máximo da gama disponível para a sua polarização, $[0, 40]$ V. Este componente está presente na biblioteca de componentes da *foundry*, presente na Figura 115, já com os *heaters* dimensionados para $200\ \mu\text{m}$ de comprimento, modelo SWGCTE_WGNPLUS_450_600_200K adequado para a banda C.

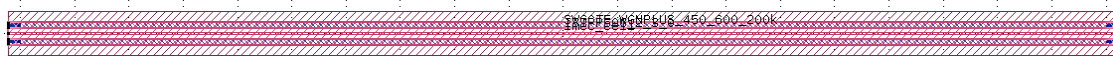


Figura 115 - Layout do phase shifter usado no chip, comprimento de $200\ \mu\text{m}$.

5.1.7 – Substrato

O *chip* irá assentar num bloco, tendo o mesmo de ser suficientemente grande para conter integralmente o *chip* completo, as dimensões que foram seleccionadas foram as de $5150 \times 5150\ \mu\text{m}$ por esse motivo e por ser a dimensão padrão para projetos deste género, o modelo está presente na biblioteca da *foundry* IMEC, com o nome TEMPLATE_5150_5150, Figura 116.

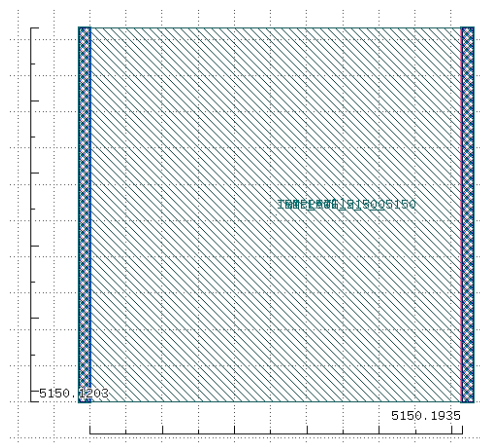


Figura 116 - Layout do substrato usado no chip, modelo TEMPLATE_5150_5150, unidades em μm .

5.1.8 – Fotodetetor

Para a produção do *layout* do *chip* usou-se um fotodetetor da banda C fornecido pela biblioteca de componentes da *foundry* IMEC, de germânio, o seu esquema elétrico está presente na Figura 117, onde existem duas portas de entrada óticas. Neste caso só será usado um dos portos, o terminal elétrico *ele_cat* corresponde ao cátodo e o terminal elétrico *ele_an* é o ânodo, correspondente ao terminal de saída do sinal detetado.

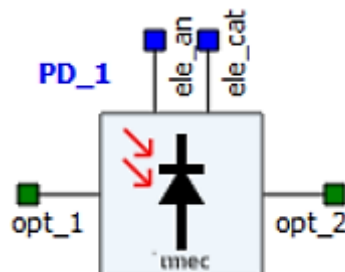


Figura 117 - Representação do fotodetetor de germânio no software Lumerical Interconnect.

O modelo usado para o *layout* foi o GPDCTE_GSLPINCFCWT_600_40000_450, para o fotodetetor, presente na Figura 118.

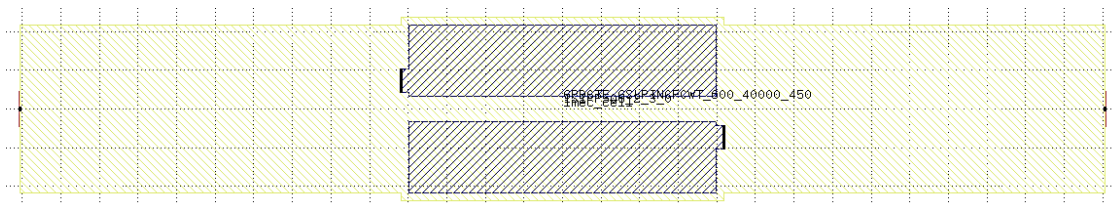


Figura 118 - Layout do fotodetetor de germânio modelo GPDCTE_GSLPINCFCWT_600_40000_450.

5.1.9 – Contato

De modo que as ligações elétricas entre os terminais dos *phase shifters* e a camada condutora de metal sejam realizadas, é necessário usar contatos elétricos. O *layout* desse componente, proveniente da biblioteca fornecido pela *foundry* IMEC está presente na Figura 119, modelo CONTACT_SAL.

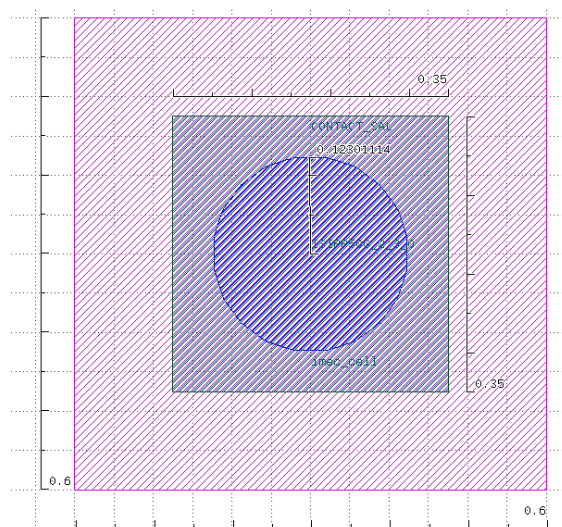


Figura 119 - Layout do contato elétrico fornecido pela foundry IMEC, medidas em μm .

5.1.10 – Bond Pad

De modo a permitir as ligações elétricas entre o *chip* e os componentes elétricos externos, usam-se as *bond pads*. Esses componentes foram colocados na periferia do substrato, alinhados em linha reta, por questões de operabilidade e organização de trabalho. Usou-se o *layout* fornecido pela *foundry*, modelo P_M1M2_80_60 presente na Figura 120.

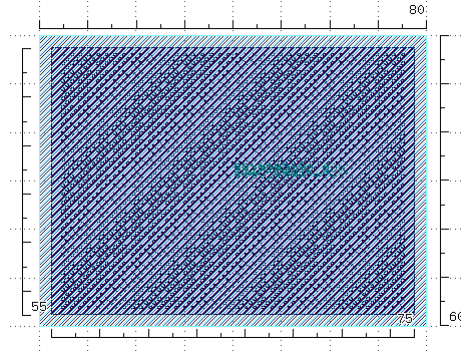


Figura 120 - Layout do bond pad, modelo P_M1M2_80_60 fornecido pela foundry IMEC, medidas em μm .

5.1.11 – Resumo dos componentes e layout do projeto

Os dados mais importantes referentes aos componentes usados no *layout* deste projeto, estão presentes na Tabela 13 e a legenda das ligações elétricas dos componentes do *chip* às *bond pads* está apresentada na Tabela 14.

O *layout* final está presente na Figura 121, sendo possível avaliar a dimensão do *chip* em relação ao substrato usado. A Figura 122 evidencia as ligações elétricas 1E e 2E como saídas do circuito assim como as entradas elétricas.

Tabela 13 - Caracterização dos componentes usados no layout deste projeto.

Componente	Nome técnico	Dimensão (μm)	n°
Grating Coupler	FGCCTE_FCWFC1DC_630_378	padrão	2
C-Band Directional Coupler	DCCTE_WG_450_150_5	$R_{out}=5$; $R_{in}=4.45$; $L_c=5.48$; $Gap=0.15$	4
C-Band Thermal-optic PS	SWGCTE_WGNPLUS_450_600_200K	200	6
Waveguide Bends	-	$L_{total}=30$; $R=5$; $L_{straight}=20$	4
Substrato	TEMPLATE_5150_5150	5150×5150	1
Guias de onda	SWGCTE_WG_450_10k	0,450 core; 4,45 cladding	>1
Bend input output	-	$R=5$; $L=5$; $L_{total}=15$	1
Fotodetetor	GPDCTE_GSLPINCFCWT_600_40000_450	padrão	1
Contato	CONTACT_SAL	0.6×0.6	24
Bond pad	P_M1M2_80_60	55×75	14

Na Figura 123 está presente o circuito que constitui os dois anéis ressonantes mais em detalhe, assim como o fotodetetor e as ligações elétricas.

Na Figura 124 está evidenciado a zona de entrada do sinal ótico, onde se pode observar claramente o *grating coupler*, assim como o guia de onda a executar uma curvatura, afastando a linha de acção do grating coupler do resto do *chip*, diminuindo assim interferências por reflexões do sinal.

Tabela 14 - Legenda das ligações elétricas dos bond pads e os componentes do chip

Nomenclatura das conexões elétricas	Legenda das ligações elétricas
1E	ele_cat fotodetetor
2E	ele_an fotodetetor
3E	ele_an MZM-Phase shifter bottom ring 2
4E	ele_an MZM-Phase shifter top ring 2
5E	ele_an Phase shifter ring 2
6E	ele_cat MZM-Phase shifter top ring 2
7E	ele_cat Phase shifter ring 2
8E	ele_cat MZM-Phase shifter bottom ring 2
9E	ele_an MZM-Phase shifter bottom ring 1
10E	ele_an MZM-Phase shifter top ring 1
11E	ele_an Phase shifter ring 1
12E	ele_cat MZM-Phase shifter top ring 1
13E	ele_cat Phase shifter ring 1
14E	ele_cat MZM-Phase shifter bottom ring 1

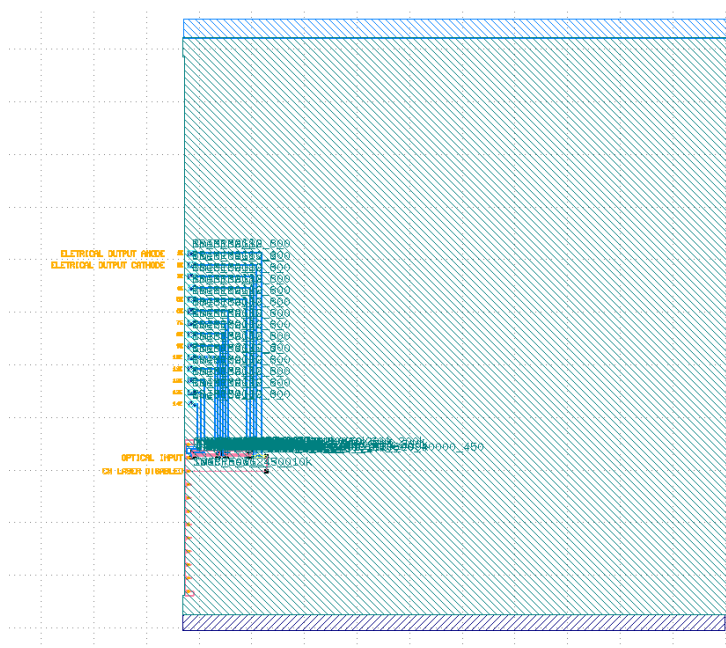


Figura 121 - Vista geral do chip e do substrato

Na Figura 125 é possível observar-se com maior nitidez o fotodetetor e as ligações elétricas e óticas e, na Figura 126 é possível verificar com maior detalhe como as ligações entre as várias camadas de metal são realizadas nos elétrodos do *phase shifter*, com o auxílio de contatos elétricos.

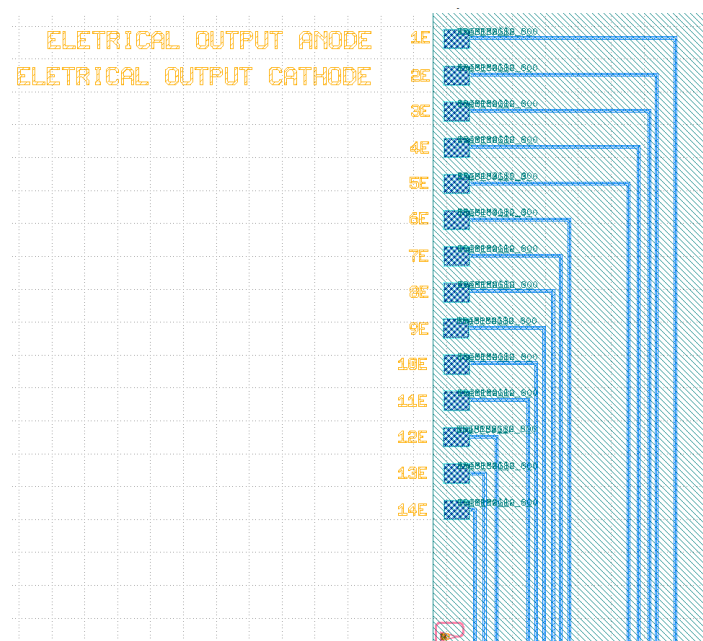


Figura 122 – Pormenor do layout do chip, na zona de ligações elétricas com o exterior.

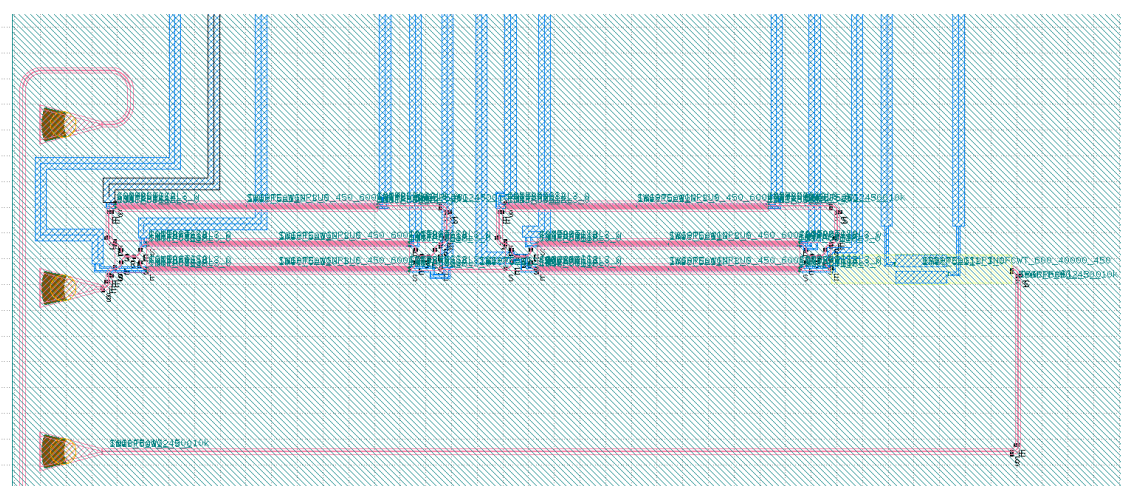


Figura 123 - Pormenor do layout do chip, na região dos dois anéis ressonantes e do fotodetector, à direita.

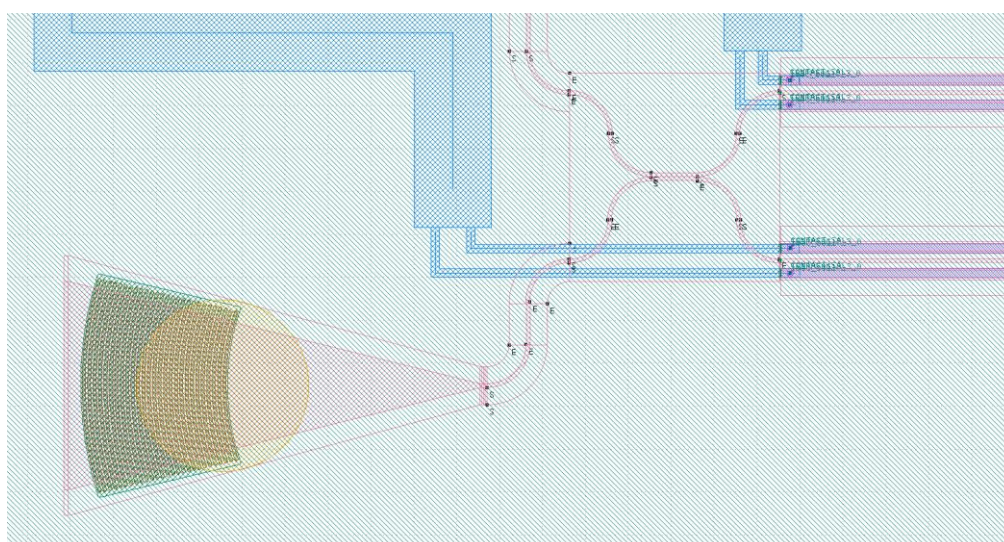


Figura 124 – Pormenor do layout do chip, na região de entrada do sinal ótico.

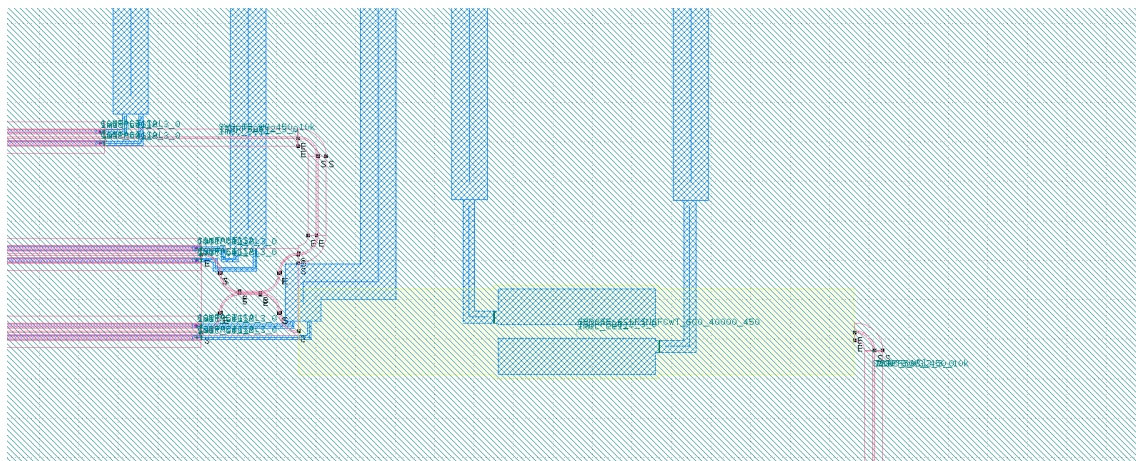


Figura 125 - Pormenor do layout do chip, na região do fotodetector.

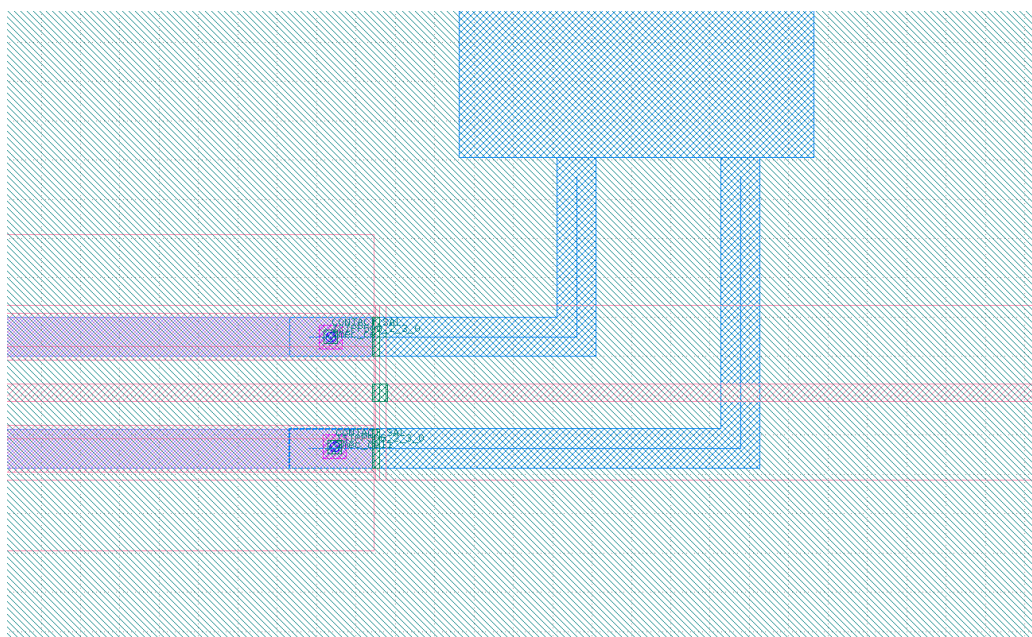


Figura 126 - Zoom das ligações elétricas de um phase shifter.

Capítulo 6

Conclusão

6.1 – Trabalho desenvolvido

Neste trabalho foi usada uma biblioteca de componentes da *foundry* IMEC de modo a ser realizado um *chip* fotônico à semelhança da Figura 46. Os vários componentes que fizeram parte do mesmo, foram caracterizados e dimensionados de modo a realizar a sua função adequadamente.

O guias de onda usados foram caracterizados em termos da sua atenuação; o *directional coupler* foi testado e dimensionado de modo a fornecer um rácio de acoplamento de 50% nos portos de saída (mediante $5.38 \mu\text{m}$ de comprimento), como desejado, o *phase shifter* térmico foi dimensionado e testado de modo a fornecer um desvio de fase de $[0, \pi]$ rad com o recurso à gama dinâmica da tensão de polarização disponível (mediante o dimensionamento do seu comprimento em $200 \mu\text{m}$); por último, o MZM foi construído usando para o efeito o *directional coupler* e o *phase shifter* térmico anteriormente dimensionados e caracterizados, tendo o mesmo sido testado, comprovando-se experimentalmente a possibilidade de implementar as funções de *bar*, *coupler* e *cross* como desejado com PS térmicos de $200 \mu\text{m}$.

O sistema representado na Figura 44, foi progressivamente testado, começando-se por testar e verificar o correto funcionamento do CWL e do modulador ótico, usando-se um MZM para o efeito, tendo sido calculado o seu apropriado ponto de quadratura e com isso a sua correta tensão de polarização (1 V), observando-se a modulação do sinal de entrada RF a ser corretamente executada à saída do MZM.

Em seguida, testou-se o CWL em conjunto com o modulador ótico e o fotodetetor PIN, neste teste foi possível recuperar o sinal RF original, como era desejado, assim como quantificar as perdas óticas associadas a cada processo elétrico e ótico.

Constatando-se que o CWL, o modulador ótico e o fotodetetor PIN estavam a funcionar corretamente, juntou-se um anel ressonante ao sistema, de modo a avaliar a amplitude de ressonância com o recurso ao MZM e o controlo da frequência de ressonância, com o recurso ao PS térmico. Foi possível observar que a amplitude de ressonância no anel ressonante era superior nas configurações de 13/85 % e 24/75 % nos portos de saída do MZM. Para essas duas configurações de acoplamento de potência no MZM foi caracterizado o controlo da frequência de ressonância do PS térmico do anel ressonante, tendo sido verificado por simulação que o anel ressonante estava a funcionar corretamente visto tanto a amplitude de ressonância e a sua frequência serem passíveis de serem controladas por meio de tensões de entrada aplicadas no MZM e no PS térmico.

O último teste a ser realizado foi com o sistema completo, usando-se o laser de onda contínua, o modulador MZM, os dois anéis ressonantes e o fotodetector. Foi testada a configuração do filtro rejeita-banda, tendo sido possível observar uma atenuação igual ou superior a 15 dB com $k_1=k_2$ no MZM entre os 15 e os 35 GHz, com um k de 13/85% (correspondente à maior inclinação da resposta de fase na frequência de ressonância). No teste com $k_1 \neq k_2$ ($k_1=13/85\%$ e $k_2=24/75\%$) o filtro apresentou uma atenuação igual ou superior a 7 dB, tendo sido quantificado o intervalo de operação entre os 15 e os 35 GHz, a que correspondia 14.08% do FSR deste *chip*, 142 GHz.

O filtro rejeita banda atenua a banda completa do sinal RF, não tendo sido possível demonstrar a atenuação de uma banda parcial do sinal.

Também não foi possível demonstrar filtragem parcial do sinal RF de entrada. Visto que os dois anéis ressonantes estavam a funcionar corretamente conforme esperado, depois dos testes efetuados, a causa mais provável para este filtro não estar a funcionar na perfeição prende-se com o fato de se ter usado modulação em intensidade. No trabalho de Zhuang e colegas [35] não é especificado qual foi o tipo de modulação usado, mas para que o filtro atenuar por exemplo parte do sinal, é necessário controlar as fases das bandas laterais, o que só é possível se se usar modulação coerente.

Por fim foi realizado o *layout* do *chip*, tendo sido usados os componentes fornecidos pela foundry IMEC quando presentes ou, quando ausentes, como no caso do *direcional coupler* ou das *bends*, foi realizado o próprio desenho do componente, tendo os vários componentes sido dimensionados de acordo com as dimensões que tinham sido determinadas anteriormente.

6.2 – Trabalho futuro

Validar o funcionamento do *chip* com modulação coerente, de maneira a verificar a viabilidade do *chip* para filtragem sincronizável.

Fabricação do *chip* e posterior caracterização experimental seguido do teste do sistema completo com o laser de onda contínua e o modulador, caracterizando a sua funcionalidade e validação do seu comportamento como filtro sintonizável.

Anexo 1

Nesta secção do anexo estão presentes os dados obtidos nas simulações do MZM constituídos por PS's com as dimensões de 500, 1000, 1500 e 2100 μm nas tabelas 15-18 e figuras 127-130 respetivamente, tendo sido verificado que este dimensionamento do MZM não permitiu obter as funções de *bar*, *cross* e *coupler* como era desejado, não tendo por esse motivo sido considerado estas dimensões para o dimensionamento do mesmo.

Nas tabelas 19 e 20 está presente o mapeamento do deslocamento da frequência de ressonância do MZM em função da tensão de polarização de um dos PS's, mantendo o outro a zero volts.

Tabela 15 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 500 μm .

DC_1 (V)	DC_2 (V)	OPWM_1 (dBm/%)		OPWM_2 (dBm/%)		Função
		(dBm)	(%)	(dBm)	(%)	
0	0,00	-0,08477777	98,067%	-44,88948359	0,003%	Cross
1	0,00	-0,084779761	98,067%	-44,82972823	0,003%	Cross
2	0,00	-0,084809614	98,066%	-44,01995213	0,004%	Cross
3	0,00	-0,084938978	98,063%	-41,62165658	0,007%	Cross
4	0,00	-0,085287274	98,055%	-38,3126585	0,015%	Cross
5	0,00	-0,086021707	98,039%	-35,04056885	0,031%	Cross
6	0,00	-0,08735733	98,009%	-32,11302805	0,061%	Cross
7	0,00	-0,089557126	97,959%	-29,54263498	0,111%	Cross
8	0,00	-0,092932196	97,883%	-27,2768515	0,187%	Cross
9	0,00	-0,097842045	97,772%	-25,26073352	0,298%	Cross
10	0,00	-0,104695026	97,618%	-23,44899836	0,452%	Cross
11	0,00	-0,113948984	97,410%	-21,80624752	0,660%	Cross
12	0,00	-0,126112159	97,138%	-20,30501755	0,932%	Cross
13	0,00	-0,141744408	96,789%	-18,92385762	1,281%	Coupler
14	0,00	-0,161460917	96,350%	-17,64570675	1,720%	Coupler
15	0,00	-0,185929363	95,809%	-16,45713592	2,261%	Coupler
16	0,00	-0,215876006	95,151%	-15,3472083	2,919%	Coupler
17	0,00	-0,252088908	94,361%	-14,30695991	3,709%	Coupler
18	0,00	-0,295421799	93,424%	-13,32899258	4,646%	Coupler
19	0,00	-0,346799336	92,325%	-12,40714977	5,745%	Coupler
20	0,00	-0,407223584	91,050%	-11,53627182	7,021%	Coupler
21	0,00	-0,477781994	89,582%	-10,71200904	8,488%	Coupler
22	0,00	-0,559657182	87,909%	-9,930677155	10,161%	Coupler
23	0,00	-0,654138928	86,017%	-9,189144427	12,053%	Coupler
24	0,00	-0,762638914	83,895%	-8,484742558	14,175%	Coupler
25	0,00	-0,886708872	81,532%	-7,815195788	16,538%	Coupler
26	0,00	-1,028063007	78,921%	-7,178564023	19,149%	Coupler

27	0,00	-1,188633242	76,057%	-6,573102375	22,014%	Coupler
28	0,00	-1,370544636	72,937%	-5,997472103	25,133%	Coupler
29	0,00	-1,576184162	69,564%	-5,450550697	28,507%	Coupler
30	0,00	-1,808277548	65,944%	-4,931358417	32,127%	Coupler
31	0,00	-2,069947929	62,088%	-4,439093255	35,982%	Coupler
32	0,00	-2,364809659	58,012%	-3,973114592	40,058%	Coupler
33	0,00	-2,697092218	53,739%	-3,532930107	44,331%	Coupler
34	0,00	-3,071806503	49,297%	-3,118185471	48,773%	Coupler
35	0,00	-3,494972116	44,720%	-2,728656504	53,350%	Coupler
36	0,00	-3,973934577	40,050%	-2,364243542	58,020%	Coupler
37	0,00	-4,517818832	35,336%	-2,024967868	62,734%	Coupler
38	0,00	-5,138195962	30,632%	-1,710970119	67,438%	Coupler
39	0,00	-5,850096076	26,001%	-1,422510655	72,069%	Coupler
40	0,00	-6,673761593	21,509%	-1,159928913	76,561%	Coupler

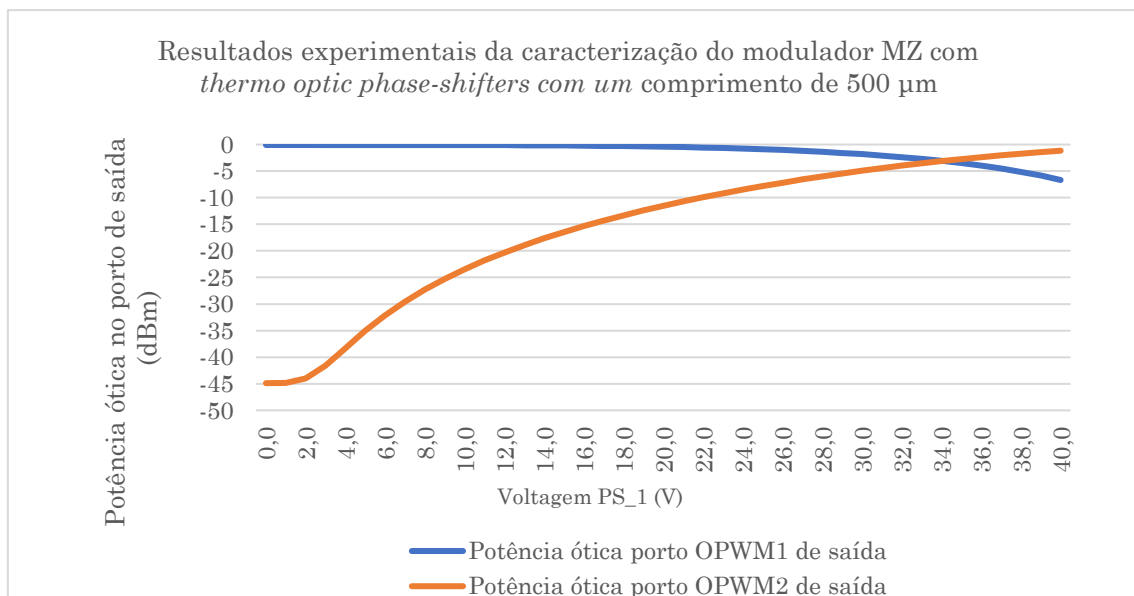


Figura 127 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 500 μm .

Tabela 16 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 1000 μm .

DC_1 (V)	DC_2 (V)	OPWM_1 (dBm/%)		OPWM_2 (dBm/%)		Função
		(dBm)	(%)	(dBm)	(%)	
0,00	0	-0,162770858	96,321%	-44,96747668	0,003%	Cross
1,00	0	-0,162771356	96,321%	-44,95246058	0,003%	Cross
2,00	0	-0,162778819	96,321%	-44,73323556	0,003%	Cross
3,00	0	-0,162811116	96,321%	-43,8935174	0,004%	Cross
4,00	0	-0,162898322	96,319%	-42,21052895	0,006%	Cross
5,00	0	-0,163008183	96,316%	-39,96418037	0,010%	Cross
6,00	0	-0,1634157	96,307%	-37,57289027	0,017%	Cross
7,00	0	-0,163965528	96,295%	-35,27552411	0,030%	Cross
8,00	0	-0,164808986	96,276%	-33,15345504	0,048%	Cross
9,00	0	-0,166035699	96,249%	-31,21655304	0,076%	Cross
10,00	0	-0,167747318	96,211%	-29,45023737	0,113%	Cross
11,00	0	-0,170057539	96,160%	-27,83410353	0,165%	Cross

12,00	0	-0,173092162	96,093%	-26,34832863	0,232%	Cross
13,00	0	-0,176989167	96,007%	-24,97551263	0,318%	Cross
14,00	0	-0,181898811	95,898%	-23,70092407	0,426%	Cross
15,00	0	-0,18798376	95,764%	-22,51224052	0,561%	Cross
16,00	0	-0,195419241	95,600%	-21,39917262	0,725%	Cross
17,00	0	-0,20439325	95,403%	-20,35310337	0,922%	Cross
18,00	0	-0,215106794	95,168%	-19,36677969	1,157%	Coupler
19,00	0	-0,22777478	94,890%	-18,43402106	1,434%	Coupler
20,00	0	-0,24262593	94,567%	-17,54957779	1,758%	Coupler
21,00	0	-0,259901482	94,191%	-16,70903669	2,134%	Coupler
22,00	0	-0,279858174	93,759%	-15,90853052	2,565%	Coupler
23,00	0	-0,302767943	93,266%	-15,14470835	3,059%	Coupler
24,00	0	-0,328918627	92,706%	-14,41465235	3,619%	Coupler
25,00	0	-0,358614775	92,074%	-13,71581037	4,250%	Coupler
26,00	0	-0,392178604	91,365%	-13,0459411	4,959%	Coupler
27,00	0	-0,429951092	90,574%	-12,40306905	5,750%	Coupler
28,00	0	-0,472293254	89,696%	-11,78544748	6,629%	Coupler
29,00	0	-0,519587621	88,724%	-11,19152755	7,601%	Coupler
30,00	0	-0,572239937	87,655%	-10,61993264	8,670%	Coupler
31,00	0	-0,630681127	86,483%	-10,0694368	9,841%	Coupler
32,00	0	-0,695369572	85,205%	-9,538946568	11,120%	Coupler
33,00	0	-0,766793737	83,815%	-9,027485524	12,510%	Coupler
34,00	0	-0,845475215	82,310%	-8,53418123	14,015%	Coupler
35,00	0	-0,931972261	80,687%	-8,058254006	15,638%	Coupler
36,00	0	-1,026883892	78,943%	-7,599007339	17,382%	Coupler
37,00	0	-1,130854684	77,075%	-7,155819624	19,249%	Coupler
38,00	0	-1,244601938	75,083%	-6,728060789	21,242%	Coupler
39,00	0	-1,368869404	72,965%	-6,3152956	23,360%	Coupler
40,00	0	-1,504469169	70,722%	-5,917116768	25,603%	Coupler

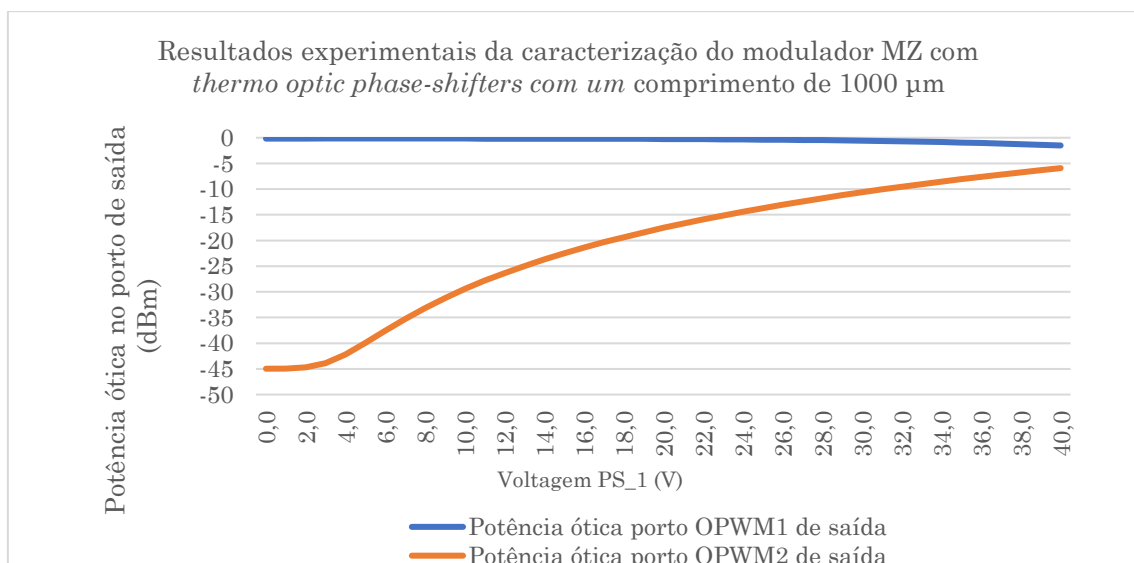


Figura 128 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 1000 μm .

Tabela 17 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 1500 μm .

DC_1 (V)	DC_2 (V)	OPWM_1 (dBm/%)		OPWM_2 (dBm/%)		Função
		(dBm)	(%)	(dBm)	(%)	
0,00	0	-0,240772559	94,607%	-45,04547838	0,003%	Cross
1,00	0	-0,24077278	94,607%	-45,03879814	0,003%	Cross
2,00	0	-0,240776097	94,607%	-44,93980849	0,003%	Cross
3,00	0	-0,24079047	94,606%	-44,5351566	0,004%	Cross
4,00	0	-0,240829169	94,606%	-43,60261563	0,004%	Cross
5,00	0	-0,240910768	94,604%	-42,11828426	0,006%	Cross
6,00	0	-0,241059151	94,601%	-40,28155119	0,009%	Cross
7,00	0	-0,241303511	94,595%	-38,32832512	0,015%	Cross
8,00	0	-0,241678354	94,587%	-36,40939745	0,023%	Cross
9,00	0	-0,242223498	94,575%	-34,5927801	0,035%	Cross
10,00	0	-0,242984084	94,559%	-32,89941699	0,051%	Cross
11,00	0	-0,24401058	94,536%	-31,32884824	0,074%	Cross
12,00	0	-0,245358795	94,507%	-29,87232294	0,103%	Cross
13,00	0	-0,247089891	94,469%	-28,51871647	0,141%	Cross
14,00	0	-0,249270403	94,422%	-27,2569032	0,188%	Cross
15,00	0	-0,251972267	94,363%	-26,07672577	0,247%	Cross
16,00	0	-0,255272847	94,292%	-24,96921302	0,318%	Cross
17,00	0	-0,259254975	94,205%	-23,92657008	0,405%	Cross
18,00	0	-0,264007004	94,102%	-22,94206451	0,508%	Cross
19,00	0	-0,269622857	93,980%	-22,00988727	0,630%	Cross
20,00	0	-0,276202103	93,838%	-21,12501777	0,772%	Cross
21,00	0	-0,283850037	93,673%	-20,28310366	0,937%	Cross
22,00	0	-0,292677774	93,483%	-19,48035779	1,127%	Coupler
23,00	0	-0,302802595	93,265%	-19,71345557	1,068%	Coupler
24,00	0	-0,314348616	93,018%	-17,97944369	1,592%	Coupler
25,00	0	-0,327444259	92,738%	-17,27584215	1,872%	Coupler
26,00	0	-0,342225282	92,422%	-16,60038909	2,188%	Coupler
27,00	0	-0,358834038	92,070%	-15,95107729	2,540%	Coupler
28,00	0	-0,377419697	91,677%	-15,32611936	2,934%	Coupler
29,00	0	-0,398138509	91,240%	-14,7239185	3,370%	Coupler
30,00	0	-0,421154096	90,758%	-14,14304391	3,852%	Coupler
31,00	0	-0,446637783	90,227%	-13,58220999	4,383%	Coupler
32,00	0	-0,474768978	89,644%	-13,04025868	4,966%	Coupler
33,00	0	-0,505735587	89,007%	-12,51614441	5,603%	Coupler
34,00	0	-0,539734498	88,313%	-12,00892123	6,297%	Coupler
35,00	0	-0,576972116	87,559%	-11,51773172	7,051%	Coupler
36,00	0	-0,617664964	86,743%	-11,04179744	7,867%	Coupler
37,00	0	-0,662040368	85,861%	-10,58041068	8,749%	Coupler
38,00	0	-0,710337216	84,911%	-10,13292725	9,699%	Coupler
39,00	0	-0,762806823	83,892%	-9,698760273	10,718%	Coupler
40,00	0	-0,819713897	82,800%	-9,277374638	11,810%	Coupler

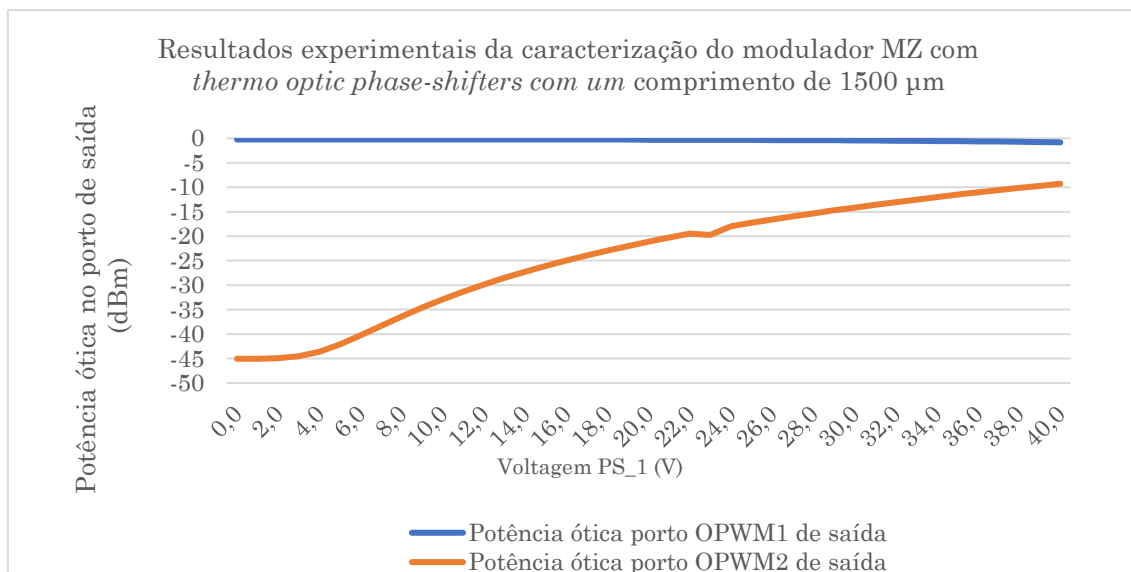


Figura 129 - Teste do MZM com um comprimento dos PS de 1500 μm .

Tabela 18 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 2100 μm .

DC_1 (V)	DC_2 (V)	OPWM_1 (dBm/%)		OPWM_2 (dBm/%)		Função
		(dBm)	(%)	(dBm)	(%)	
0,00	0	-0,334385744	92,589%	-45,1390916	0,003%	Cross
1,00	0	-0,334385897	92,589%	-45,13568204	0,003%	Cross
2,00	0	-0,33438759	92,589%	-45,0848572	0,003%	Cross
3,00	0	-0,334394923	92,589%	-44,87124085	0,003%	Cross
4,00	0	-0,334414667	92,589%	-44,34344702	0,004%	Cross
5,00	0	-0,334456299	92,588%	-43,40470573	0,005%	Cross
6,00	0	-0,334532004	92,586%	-42,09019495	0,006%	Cross
7,00	0	-0,334656676	92,584%	-40,53660763	0,009%	Cross
8,00	0	-0,334847917	92,580%	-38,88921811	0,013%	Cross
9,00	0	-0,335126039	92,574%	-37,24847006	0,019%	Cross
10,00	0	-0,335514067	92,565%	-35,66808045	0,027%	Cross
11,00	0	-0,336037736	92,554%	-34,1708834	0,038%	Cross
12,00	0	-0,336725499	92,540%	-32,76292113	0,053%	Cross
13,00	0	-0,33760853	92,521%	-31,44211605	0,072%	Cross
14,00	0	-0,338720727	92,497%	-30,20290863	0,095%	Cross
15,00	0	-0,340098718	92,468%	-29,03856932	0,125%	Cross
16,00	0	-0,341781874	92,432%	-27,94229112	0,161%	Cross
17,00	0	-0,343812312	92,389%	-26,90766936	0,204%	Cross
18,00	0	-0,346234914	92,337%	-25,92888155	0,255%	Cross
19,00	0	-0,349097338	92,276%	-25,00072442	0,316%	Cross
20,00	0	-0,352450038	92,205%	-24,11858654	0,387%	Cross
21,00	0	-0,356342811	92,123%	-23,27839501	0,470%	Cross
22,00	0	-0,360842178	92,027%	-22,47655487	0,565%	Cross
23,00	0	-0,365996709	91,918%	-21,70988983	0,675%	Cross
24,00	0	-0,371871755	91,794%	-20,97558799	0,799%	Cross
25,00	0	-0,378532142	91,653%	-20,27115388	0,939%	Cross
26,00	0	-0,386045677	91,495%	-19,59436661	1,098%	Coupler
27,00	0	-0,394483208	91,317%	-18,94324392	1,275%	Coupler

28,00	0	-0,403919834	91,119%	-18,31593949	1,474%	Coupler
29,00	0	-0,414431707	90,899%	-17,71093935	1,694%	Coupler
30,00	0	-0,426099167	90,655%	-17,12680868	1,938%	Coupler
31,00	0	-0,43900587	90,386%	-16,56225209	2,207%	Coupler
32,00	0	-0,453238869	90,090%	-16,01609731	2,503%	Coupler
33,00	0	-0,468888727	89,766%	-15,48728091	2,827%	Coupler
34,00	0	-0,486049622	89,412%	-14,97483596	3,181%	Coupler
35,00	0	-0,504819472	89,026%	-14,47788144	3,566%	Coupler
36,00	0	-0,525300082	88,607%	-13,99561293	3,985%	Coupler
37,00	0	-0,547597291	88,154%	-13,52729466	4,439%	Coupler
38,00	0	-0,571821152	87,663%	-13,07225242	4,929%	Coupler
39,00	0	-0,598086113	87,135%	-12,62986749	5,458%	Coupler
40,00	0	-0,626511237	86,566%	-12,19957123	6,026%	Coupler

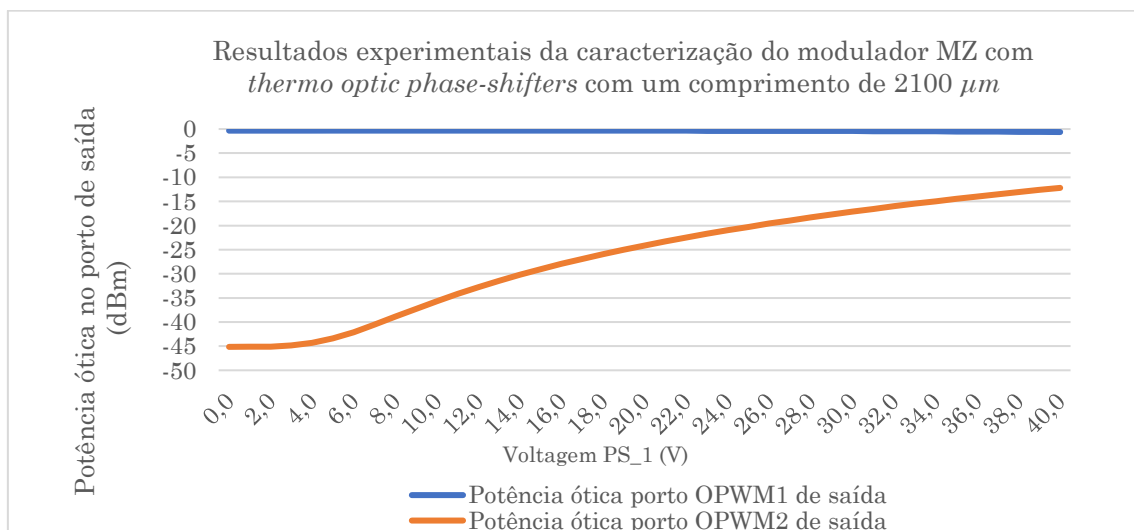


Figura 130 - Teste do MZM com um comprimento dos PSs de 2100 μm .

Tabela 19 - Mapeamento da tensão de polarização na fonte de tensão DC_13 da Figura 70, e o deslocamento da frequência de ressonância, em relação à portadora ótica, para uma configuração do MZM de 24-75% de distribuição de potência nos portos de saída, em relação à potência ótica inicial injetada.

V bias (V)	λ (nm)	f ress (THz)	fase média (rad)	Δf (GHz)	Posição relativa da f ress. em relação à portadora ótica
0,00	1550,0	193,410	30,9491	4	Esquerda
0,50	1550,0	193,410	30,9615	4	Esquerda
1,00	1550,0	193,410	30,3465	4	Esquerda
1,50	1550,0	193,410	31,0602	4	Esquerda
2,00	1550,0	193,410	31,1462	4	Esquerda
2,50	1550,0	193,410	30,5917	4	Esquerda
3,00	1550,0	193,410	30,7249	4	Esquerda
3,50	1550,0	193,409	30,8848	5	Esquerda
4,00	1550,0	193,409	30,4113	5	Esquerda
4,50	1550,0	193,409	30,0044	5	Esquerda
5,00	1550,0	193,408	30,8452	6	Esquerda
5,50	1550,0	193,408	30,4427	6	Esquerda
6,00	1550,0	193,408	30,0916	6	Esquerda

6,50	1550,0	193,407	29,798	7	Esquerda
7,00	1550,0	193,407	30,0652	7	Esquerda
7,50	1550,0	193,406	30,3887	8	Esquerda
8,00	1550,0	193,406	30,7634	8	Esquerda
8,50	1550,0	193,405	30,5043	9	Esquerda
9,00	1550,0	193,404	30,277	10	Esquerda
9,50	1550,0	193,404	30,7214	10	Esquerda
10,00	1550,0	193,403	30,5348	11	Esquerda
10,50	1550,0	193,402	30,3754	12	Esquerda
11,00	1550,0	193,401	30,2427	13	Esquerda
11,50	1550,0	193,400	30,788	14	Esquerda
12,00	1550,0	193,399	30,6991	15	Esquerda
12,50	1550,0	193,398	30,6348	16	Esquerda
13,00	1550,0	193,397	30,5953	17	Esquerda
13,50	1550,0	193,395	30,5805	19	Esquerda
14,00	1550,0	193,395	30,5903	19	Esquerda
14,50	1550,0	193,394	30,6249	20	Esquerda
15,00	1550,0	193,393	30,6842	21	Esquerda
15,50	1550,0	193,392	30,7676	22	Esquerda
16,00	1550,0	193,391	30,21	23	Esquerda
16,50	1550,0	193,390	30,3411	24	Esquerda
17,00	1550,0	193,388	30,499	26	Esquerda
17,50	1550,0	193,387	30,6813	27	Esquerda
18,00	1550,0	193,386	30,2208	28	Esquerda
18,50	1550,0	193,384	30,4527	30	Esquerda
19,00	1550,0	193,383	30,0428	31	Esquerda
19,50	1550,0	193,381	30,3222	33	Esquerda
20,00	1550,0	193,380	29,9622	34	Esquerda
20,50	1550,0	193,378	30,2906	36	Esquerda
21,00	1550,0	193,377	29,9782	37	Esquerda
21,50	1550,0	193,375	30,3575	39	Esquerda
22,00	1550,0	193,373	30,0937	41	Esquerda
22,50	1550,0	193,372	30,5194	42	Esquerda
23,00	1550,0	193,370	30,3084	44	Esquerda
23,50	1550,0	193,368	30,1192	46	Esquerda
24,00	1550,0	193,366	29,9539	48	Esquerda
24,50	1550,0	193,365	29,8136	49	Esquerda
25,00	1550,0	193,363	30,3613	51	Esquerda
25,50	1550,0	193,361	29,6086	53	Esquerda
26,00	1550,0	193,359	29,5431	55	Esquerda
26,50	1550,0	193,357	29,5018	57	Esquerda
27,00	1550,0	193,355	29,4848	59	Esquerda
27,50	1550,0	193,353	29,4923	61	Esquerda
28,00	1550,0	193,351	29,5246	63	Esquerda
28,50	1550,0	193,348	29,5821	66	Esquerda
29,00	1550,0	193,346	29,6645	68	Esquerda
29,50	1550,0	193,344	38,7465	70	Esquerda
30,00	1550,0	193,483	38,8783	69	Direita

30,50	1550,0	193,481	38,3695	67	Direita
31,00	1550,0	193,479	38,5468	65	Direita
31,50	1550,0	193,476	32,4693	62	Direita
32,00	1550,0	193,474	32,6961	60	Direita
32,50	1550,0	193,471	32,286	57	Direita
33,00	1550,0	193,469	32,5629	55	Direita
33,50	1550,0	193,466	32,2018	52	Direita
34,00	1550,0	193,464	32,5264	50	Direita
34,50	1550,0	193,461	32,2175	47	Direita
35,00	1550,0	193,458	31,9281	44	Direita
35,50	1550,0	193,456	32,3281	42	Direita
36,00	1550,0	193,453	32,0918	39	Direita
36,50	1550,0	193,450	31,8771	36	Direita
37,00	1550,0	193,447	31,6864	33	Direita
37,50	1550,0	193,445	32,181	31	Direita
38,00	1550,0	193,442	32,0434	28	Direita
38,50	1550,0	193,439	31,2646	25	Direita
39,00	1550,0	193,436	31,8376	22	Direita
39,50	1550,0	193,433	31,1065	19	Direita
40,00	1550,0	193,430	31,7277	16	Direita

Tabela 20 - Mapeamento da tensão de polarização na fonte de tensão DC_13 da Figura 70, e o deslocamento da frequência de ressonância, em relação à portadora ótica, para uma configuração do MZM de 13-85% de distribuição de potência nos portos de saída, em relação à potência ótica inicial injetada.

V bias (V)	λ (nm)	f res (THz)	fase média (rad)	Δf (GHz)	Posição relativa da f res. em relação à portadora ótica
0,00	1550,0	193,407	30,9188	7	Esquerda
0,50	1550,0	193,407	30,9416	7	Esquerda
1,00	1550,0	193,407	31,0104	7	Esquerda
1,50	1550,0	193,407	31,1249	7	Esquerda
2,00	1550,0	193,407	31,2839	7	Esquerda
2,50	1550,0	193,407	31,4832	7	Esquerda
3,00	1550,0	193,407	31,7141	7	Esquerda
3,50	1550,0	193,407	31,9637	7	Esquerda
4,00	1550,0	193,406	31,1609	8	Esquerda
4,50	1550,0	193,406	31,5374	8	Esquerda
5,00	1550,0	193,406	30,7630	8	Esquerda
5,50	1550,0	193,405	31,2419	9	Esquerda
6,00	1550,0	193,405	30,5523	9	Esquerda
6,50	1550,0	193,404	31,1190	10	Esquerda
7,00	1550,0	193,404	30,5203	10	Esquerda
7,50	1550,0	193,403	31,1774	11	Esquerda
8,00	1550,0	193,402	30,6662	12	Esquerda
8,50	1550,0	193,402	31,4106	12	Esquerda
9,00	1550,0	193,401	30,9991	13	Esquerda
9,50	1550,0	193,401	31,2280	13	Esquerda
10,00	1550,0	193,400	31,4956	14	Esquerda
10,50	1550,0	193,399	31,2280	15	Esquerda

11,00	1550,0	193,398	30,9936	16	Esquerda
11,50	1550,0	193,397	30,8012	17	Esquerda
12,00	1550,0	193,397	31,7894	17	Esquerda
12,50	1550,0	193,396	30,5541	18	Esquerda
13,00	1550,0	193,395	30,4994	19	Esquerda
13,50	1550,0	193,394	30,4898	20	Esquerda
14,00	1550,0	193,393	30,5256	21	Esquerda
14,50	1550,0	193,391	30,6075	23	Esquerda
15,00	1550,0	193,390	30,7356	24	Esquerda
15,50	1550,0	193,389	30,9079	25	Esquerda
16,00	1550,0	193,388	31,1183	26	Esquerda
16,50	1550,0	193,387	30,1764	27	Esquerda
17,00	1550,0	193,385	30,4827	29	Esquerda
17,50	1550,0	193,384	30,8379	30	Esquerda
18,00	1550,0	193,383	30,0284	31	Esquerda
18,50	1550,0	193,381	30,4693	33	Esquerda
19,00	1550,0	193,380	30,9531	34	Esquerda
19,50	1550,0	193,378	30,2818	36	Esquerda
20,00	1550,0	193,377	30,8591	37	Esquerda
20,50	1550,0	193,375	30,2773	39	Esquerda
21,00	1550,0	193,374	29,7466	40	Esquerda
21,50	1550,0	193,372	30,4559	42	Esquerda
22,00	1550,0	193,371	30,0037	43	Esquerda
22,50	1550,0	193,369	29,6119	45	Esquerda
23,00	1550,0	193,367	30,4549	47	Esquerda
23,50	1550,0	193,365	30,1407	49	Esquerda
24,00	1550,0	193,364	29,8712	50	Esquerda
24,50	1550,0	193,362	29,6510	52	Esquerda
25,00	1550,0	193,360	29,4795	54	Esquerda
25,50	1550,0	193,358	29,3545	56	Esquerda
26,00	1550,0	193,356	29,2726	58	Esquerda
26,50	1550,0	193,354	29,2321	60	Esquerda
27,00	1550,0	193,352	29,2332	62	Esquerda
27,50	1550,0	193,350	29,2776	64	Esquerda
28,00	1550,0	193,348	29,3682	66	Esquerda
28,50	1550,0	193,346	29,5076	68	Esquerda
29,00	1550,0	193,485	38,4287	71	Direita
29,50	1550,0	193,483	38,6521	69	Direita
30,00	1550,0	193,480	38,9314	66	Direita
30,50	1550,0	193,478	32,9685	64	Direita
31,00	1550,0	193,476	32,1274	62	Direita
31,50	1550,0	193,473	32,5419	59	Direita
32,00	1550,0	193,471	31,7993	57	Direita
32,50	1550,0	193,468	32,2925	54	Direita
33,00	1550,0	193,466	31,6460	52	Direita
33,50	1550,0	193,463	32,2269	49	Direita
34,00	1550,0	193,461	32,8495	47	Direita
34,50	1550,0	193,458	32,3463	44	Direita

35,00	1550,0	193,456	31,8649	42	Direita
35,50	1550,0	193,453	31,4418	39	Direita
36,00	1550,0	193,450	32,2575	36	Direita
36,50	1550,0	193,447	31,9148	33	Direita
37,00	1550,0	193,445	31,6160	31	Direita
37,50	1550,0	193,442	31,3668	28	Direita
38,00	1550,0	193,439	31,1667	25	Direita
38,50	1550,0	193,436	31,0129	22	Direita
39,00	1550,0	193,433	30,9022	19	Direita
39,50	1550,0	193,430	30,8328	16	Direita
40,00	1550,0	193,427	30,8045	13	Direita

Anexo 2

Para efeitos de registo, são aqui apresentados os resultados obtidos nos testes 8 a 12, começando pelo teste 8, os sinais elétricos obtidos à saída do *chip* estão presentes na Figura 131 e a filtragem resultante na Figura 132.

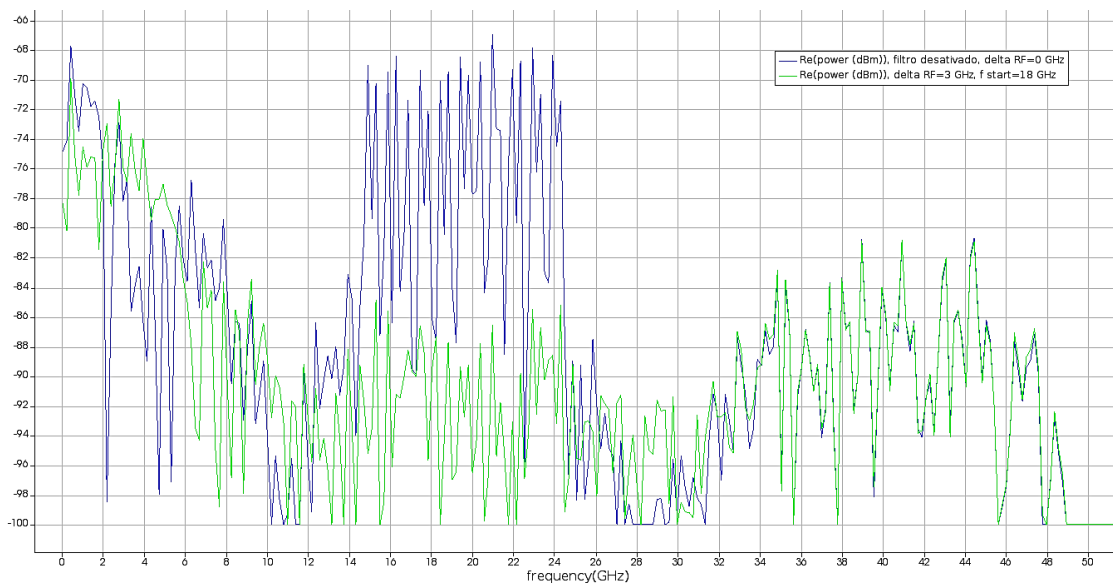


Figura 131 - Estudo da atenuação do filtro do teste 8, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 15-25 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=3$ GHz, $f_{inicial}=18$ GHz.

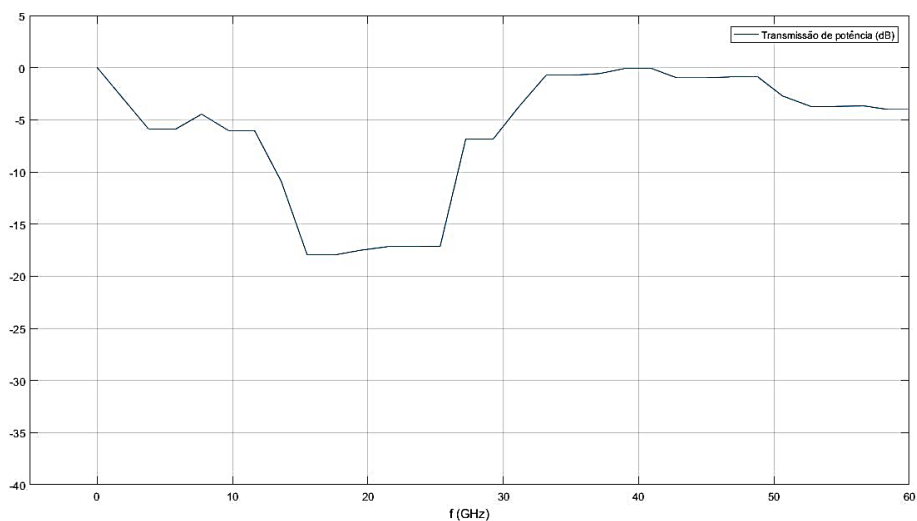


Figura 132 - Resposta do filtro do teste 8, para $\Delta f_{RF}=3$ GHz, $f_{inicial}=18$ GHz, sinal RF entre 15 e 25 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.

Os sinais elétricos obtidos à saída do *chip*, usados na realização do teste 9 estão presentes na Figura 133, e a filtragem resultante está representada na Figura 134.

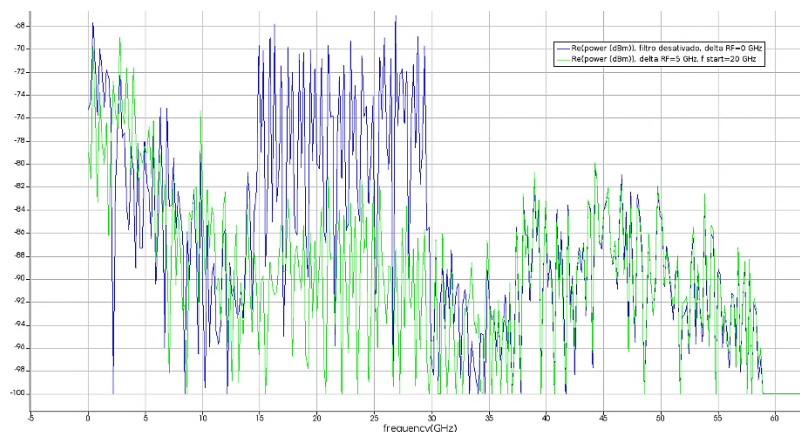


Figura 133 - Estudo da atenuação do filtro do teste 9, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 15-30 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=20 GHz.

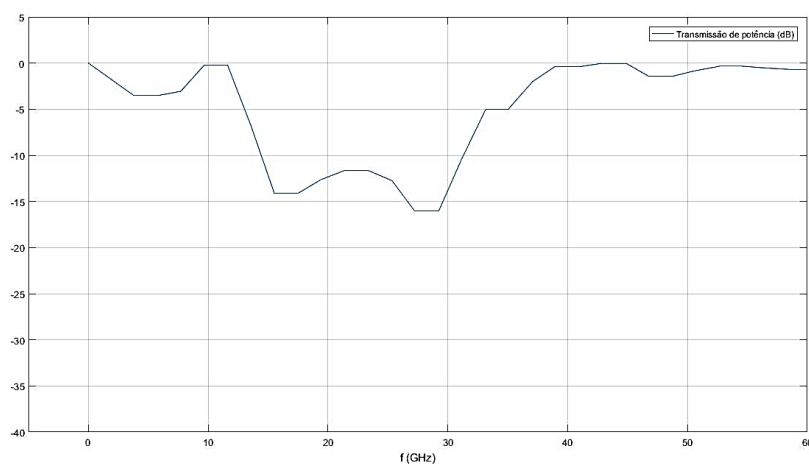


Figura 134 - Resposta do filtro do teste 9, para $\Delta f_{RF}=5$ GHz, f inicial=20 GHz, sinal RF entre 15 e 30 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.

Tendo em conta o teste 10, os sinais elétricos obtidos à saída do *chip*, usados na realização do teste estão representados na Figura 135, e o filtro resultante está presente na Figura 136.

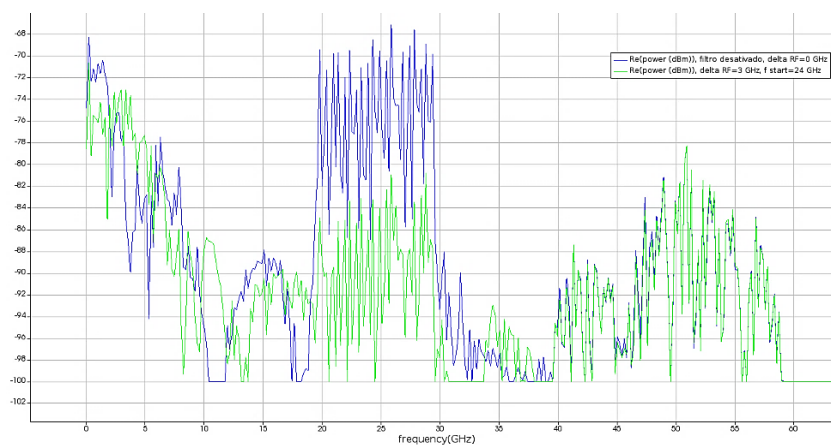


Figura 135 - Estudo da atenuação do filtro do teste 10, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 20-30 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=3$ GHz, f inicial=24 GHz.

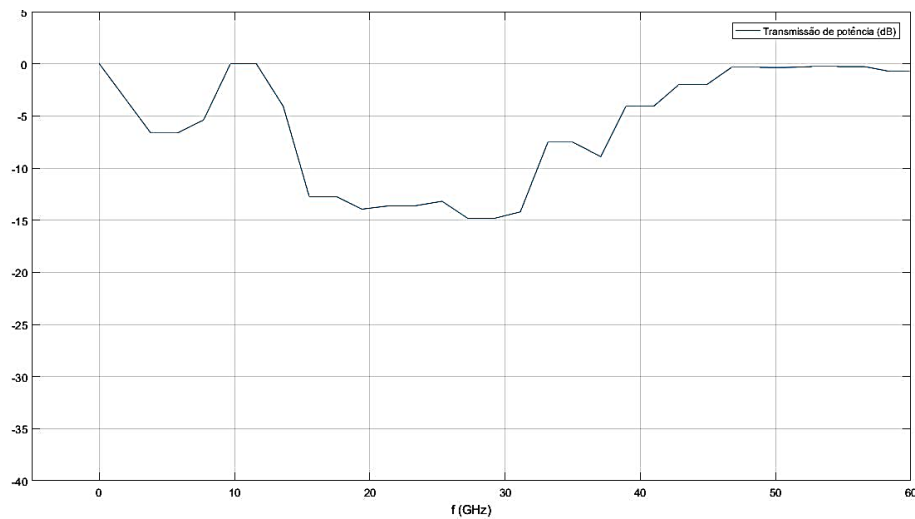


Figura 136 - Resposta do filtro do teste 10, para $\Delta f_{RF}=3$ GHz, $f_{inicial}=24$ GHz, sinal RF entre 20 e 30 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.

Os resultados obtidos no teste 11, em termos dos sinais elétricos à saída do *chip*, que foram usados para a obtenção da resposta do filtro estão presentes na Figura 137, e a resposta do filtro está presente na Figura 138.

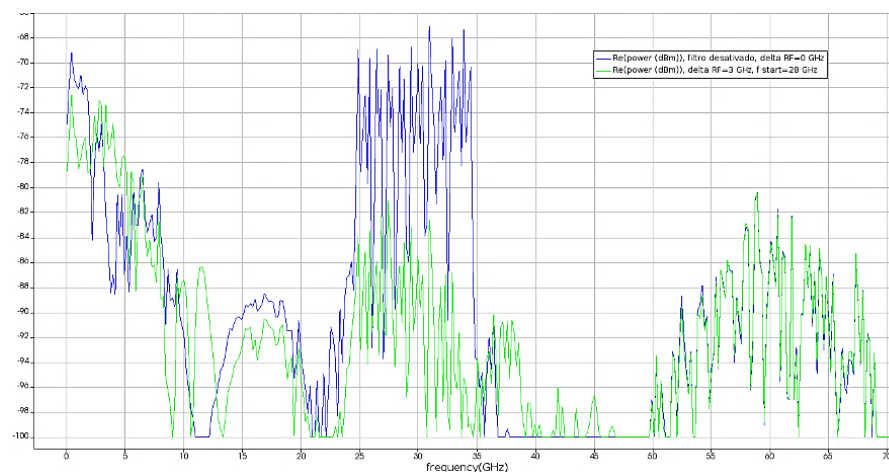


Figura 137 - Estudo da atenuação do filtro do teste 11, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 25-35 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=3$ GHz, $f_{inicial}=28$ GHz.

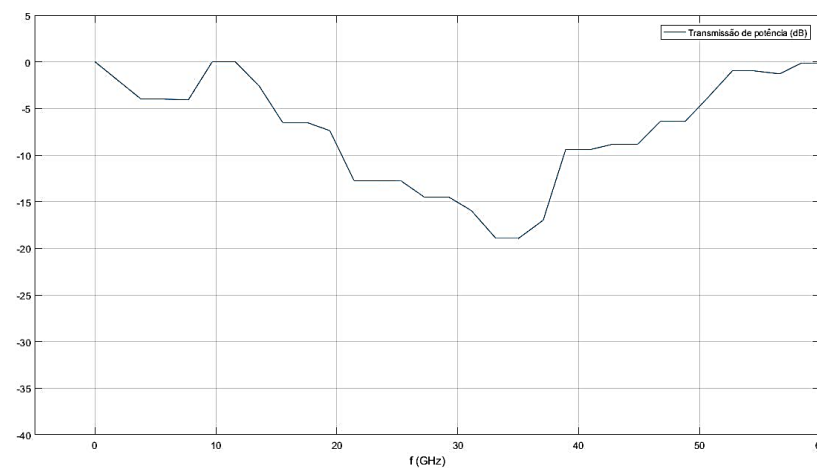


Figura 138 - Resposta do filtro do teste 11, para $\Delta f_{RF}=3$ GHz, $f_{inicial}=28$ GHz, sinal RF entre 25 e 35 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.

Tendo em conta o teste 12, os sinais elétricos obtidos à saída do *chip*, que foram usados para a obtenção da resposta do filtro estão representados na Figura 139 e, a resposta do filtro está disponível na Figura 140. Nota-se uma recuperação da atenuação do filtro aos 35 GHz, que se deve provavelmente ao fato de o *chip* para frequências superiores a 35 GHz, já não funcionar corretamente.

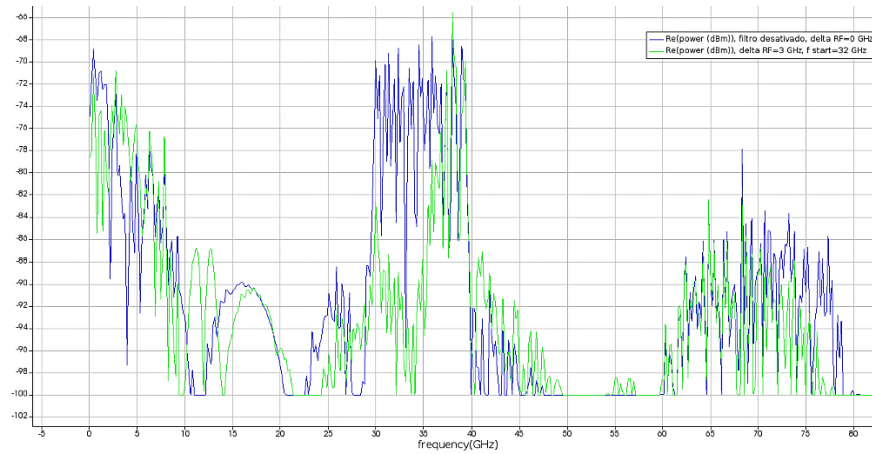


Figura 139 - Estudo da atenuação do filtro do teste 12, com duas configurações distintas, sinal RF entre os 30-40 GHz, ruído desativado, filtro programado para $\Delta f_{RF}=3$ GHz, $f_{inicial}=32$ GHz.

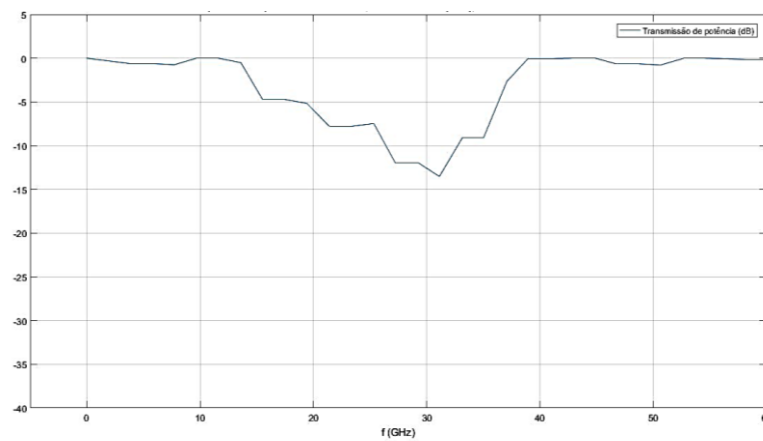


Figura 140 - Resposta do filtro do teste 12, para $\Delta f_{RF}=3$ GHz, $f_{inicial}=32$ GHz, sinal RF entre 30 e 40 GHz, obtido sem ruído no fotodíodo PIN.

Referências

- [1] J. Capmany and D. Pérez, *Programmable Integrated Photonics*. 2020. doi: 10.1093/oso/9780198844402.001.0001.
- [2] J. C. Lyke, C. G. Christodoulou, G. A. Vera, and A. H. Edwards, “An Introduction to Reconfigurable Systems,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 3, pp. 291–317, 2015, doi: 10.1109/JPROC.2015.2397832.
- [3] A. Peruzzo, A. Laing, A. Politi, T. Rudolph, and J. L. O’Brien, “Multimode quantum interference of photons in multiport integrated devices,” *Nature Communications*, vol. 2, no. 1, p. 224, 2011, doi: 10.1038/ncomms1228.
- [4] B. J. Metcalf *et al.*, “Multiphoton quantum interference in a multiport integrated photonic device,” *Nature Communications*, vol. 4, no. 1, p. 1356, 2013, doi: 10.1038/ncomms2349.
- [5] N. C. Harris *et al.*, “Quantum transport simulations in a programmable nanophotonic processor,” *Nature Photonics*, vol. 11, no. 7, pp. 447–452, 2017, doi: 10.1038/nphoton.2017.95.
- [6] A. Annoni *et al.*, “Unscrambling light—automatically undoing strong mixing between modes,” *Light: Science & Applications*, vol. 6, no. 12, pp. e17110–e17110, 2017, doi: 10.1038/lsa.2017.110.
- [7] A. Ribeiro, A. Ruocco, L. Vanacker, and W. Bogaerts, “Demonstration of a 4×4 -port universal linear circuit,” *Optica*, vol. 3, no. 12, p. 1348, 2016, doi: 10.1364/optica.3.001348.
- [8] D. Pérez, I. Gasulla, and J. Capmany, “Toward Programmable Microwave Photonics Processors,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 2, pp. 519–532, 2018.
- [9] Q. Cheng, S. Rumley, M. Bahadori, and K. Bergman, “Photonic switching in high performance datacenters [Invited],” *Optics Express*, vol. 26, no. 12, pp. 16022–16043, 2018, doi: 10.1364/OE.26.016022.
- [10] D. A. B. Miller, “Meshing optics with applications,” *Nature Photonics*, vol. 11, no. 7, pp. 403–404, 2017, doi: 10.1038/nphoton.2017.104.
- [11] N. Thomas-Peter *et al.*, “Integrated photonic sensing,” *New Journal of Physics*, vol. 13, no. 5, p. 55024, 2011, doi: 10.1088/1367-2630/13/5/055024.
- [12] D. Pérez, I. Gasulla, and J. Capmany, “Field-programmable photonic arrays,” *Optics Express*, vol. 26, no. 21, pp. 27265–27278, 2018, doi: 10.1364/OE.26.027265.
- [13] Amnon. Yariv and P. Yeh, *Photonics : optical electronics in modern communications*. New York; Oxford: Oxford University Press, 2007.

- [14] B. E. A. Saleh and M. C. Teich, *Fundamentals of photonics*. Hoboken, N.J.: Wiley-Interscience, 2007.
- [15] R. W. Chuang, M. T. Hsu, Y. C. Chang, Y. J. Lee, and S. H. Chou, "Integrated multimode interference coupler-based Mach-Zehnder interferometric modulator fabricated on a silicon-on-insulator substrate," *IET Optoelectronics*, vol. 6, no. 3, pp. 147–152, 2012, doi: 10.1049/iet-opt.2010.0106.
- [16] C. K. Madsen and J. H. Zhao, *Optical Filter Design and Analysis*, vol. 3. 1999. doi: 10.1002/0471213756.
- [17] D. Pérez, I. Gasulla, J. Capmany, and R. A. Soref, "Reconfigurable lattice mesh designs for programmable photonic processors," *Optics Express*, vol. 24, no. 11, pp. 12093–12106, 2016, doi: 10.1364/OE.24.012093.
- [18] D. Pérez-López, E. Sánchez, and J. Capmany, "Programmable True Time Delay Lines Using Integrated Waveguide Meshes," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 19, pp. 4591–4601, 2018.
- [19] J. Capmany, B. Ortega, and D. Pastor, "A tutorial on microwave photonic filters," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 1, pp. 201–229, Jan. 2006, doi: 10.1109/JLT.2005.860478.
- [20] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, and S. Sales, "Discrete-Time Optical Processing of Microwave Signals," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 2, p. 702, 2005.
- [21] R. A. Minasian, "Photonic signal processing of microwave signals," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 832–846, 2006, doi: 10.1109/TMTT.2005.863060.
- [22] E. J. Norberg, R. S. Guzzon, J. S. Parker, L. A. Johansson, and L. A. Coldren, "Programmable Photonic Microwave Filters Monolithically Integrated in InP–InGaAsP," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 11, pp. 1611–1619, 2011.
- [23] R. Guzzon, E. Norberg, J. Parker, L. Johansson, and L. A. Coldren, "Integrated InP–InGaAsP tunable coupled ring optical bandpass filters with zero insertion loss," *Optics express*, vol. 19, pp. 7816–7826, Apr. 2011, doi: 10.1364/OE.19.007816.
- [24] P. Dong *et al.*, "GHz-bandwidth optical filters based on high-order silicon ring resonators," *Optics Express*, vol. 18, no. 23, pp. 23784–23789, 2010, doi: 10.1364/OE.18.023784.
- [25] N.-N. Feng *et al.*, "Thermally-efficient reconfigurable narrowband RF-photonic filter.," *Optics express*, vol. 18, no. 24, pp. 24648–24653, Nov. 2010, doi: 10.1364/OE.18.024648.
- [26] M. Reck, A. Zeilinger, H. J. Bernstein, and P. Bertani, "Experimental realization of any discrete unitary operator," *Physical Review Letters*, vol. 73, no. 1, pp. 58–61, Jul. 1994, doi: 10.1103/PhysRevLett.73.58.
- [27] D. A. B. Miller, "Self-aligning universal beam coupler," *Optics Express*, vol. 21, no. 5, pp. 6360–6370, 2013, doi: 10.1364/OE.21.006360.
- [28] D. A. B. Miller, "Self-configuring universal linear optical component [Invited]," *Photonics Research*, vol. 1, no. 1, pp. 1–15, 2013, doi: 10.1364/PRJ.1.000001.
- [29] N. C. Harris *et al.*, "Large-scale quantum photonic circuits in silicon," *Nanophotonics*, vol. 5, no. 3, pp. 456–468, 2016, doi: doi:10.1515/nanoph-2015-0146.

- [30] J. Carolan *et al.*, “Universal linear optics,” *Science*, vol. 349, no. 6249, pp. 711–716, 2015, doi: 10.1126/science.aab3642.
- [31] D. Perez *et al.*, “Silicon Photonics Rectangular Universal Interferometer,” *Laser & Photonics Reviews*, vol. 11, no. 6, p. 1700219, Nov. 2017, doi: <https://doi.org/10.1002/lpor.201700219>.
- [32] C. Taballione *et al.*, “8×8 Programmable Quantum Photonic Processor based on Silicon Nitride Waveguides,” in *Frontiers in Optics / Laser Science*, 2018, p. JTu3A.58. doi: 10.1364/FIO.2018.JTu3A.58.
- [33] W. R. Clements, P. C. Humphreys, B. J. Metcalf, W. S. Kolthammer, and I. A. Walmsley, “Optimal design for universal multiport interferometers,” *Optica*, vol. 3, no. 12, pp. 1460–1465, 2016, doi: 10.1364/OPTICA.3.001460.
- [34] P. L. Mennea *et al.*, “Modular linear optical circuits,” *Optica*, vol. 5, no. 9, pp. 1087–1090, 2018, doi: 10.1364/OPTICA.5.001087.
- [35] L. Zhuang, C. G. H. Roeloffzen, M. Hoekman, K.-J. Boller, and A. J. Lowery, “Programmable photonic signal processor chip for radiofrequency applications,” *Optica*, vol. 2, no. 10, pp. 854–859, 2015, doi: 10.1364/OPTICA.2.000854.
- [36] S. Trimberger, “SRAM Programmable FPGAs BT - Field-Programmable Gate Array Technology,” S. M. Trimberger, Ed. Boston, MA: Springer US, 1994, pp. 15–96. doi: 10.1007/978-1-4615-2742-8_2.
- [37] Emmanuel. Desurvire, “Classical and Quantum Information Theory : an Introduction for the Telecom Scientist.” Cambridge University Press, Leiden, 2009.
- [38] D. Pérez *et al.*, “Multipurpose silicon photonics signal processor core,” *Nature Communications*, vol. 8, no. 1, p. 636, 2017, doi: 10.1038/s41467-017-00714-1.
- [39] J. Capmany and I. Gasulla, “Microwave photonics: The programmable processor,” *Nature Photonics*, vol. 10, pp. 6–8, Dec. 2015, doi: 10.1038/nphoton.2015.254.
- [40] H. Chen *et al.*, “Integrated Microwave Photonic Filter on a Hybrid Silicon Platform,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 11, pp. 3213–3219, 2010, doi: 10.1109/TMTT.2010.2074870.
- [41] I. I. I. Cox Charles H., *Analog Optical Links: Theory and Practice*. Cambridge: Cambridge University Press, 2004. doi: DOI: 10.1017/CBO9780511536632.
- [42] D. Liang *et al.*, “Programmable RF Receiver Related On-Chip Photonic Processor,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 13, no. 1, pp. 1–11, 2021, doi: 10.1109/JPHOT.2021.3052982.
- [43] W. Shieh and I. Djordjevic, “Chapter 7 - Various Types of Optical OFDM,” in *OFDM for Optical Communications*, W. Shieh and I. Djordjevic, Eds. Oxford: Academic Press, 2009, pp. 263–294. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-374879-9.00007-1>.
- [44] M. Azadeh, “PIN and APD Detectors,” in *Fiber Optics Engineering*, Boston, MA: Springer US, 2009, pp. 157–175. doi: 10.1007/978-1-4419-0304-4_6.
- [45] L. Chrostowski and M. E. Hochberg, *Silicon photonics design*. 2015.