

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Lucas Thione Rodrigues Saraiva

**ESTUDO DE TECNOLOGIAS HÍBRIDAS ÓPTICA-RÁDIO
PARA CONTROLE DE FASE EM SISTEMAS MIMO**

Belo Horizonte
2022

Lucas Thione Rodrigues Saraiva

**ESTUDO DE TECNOLOGIAS HÍBRIDAS ÓPTICA-RÁDIO
PARA CONTROLE DE FASE EM SISTEMAS MIMO**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas de Computação e Telecomunicações.

Linha de Pesquisa: Antenas, Propagação de Ondas de Rádio e Eletromagnetismo Aplicado.

Orientador: Prof. Dr. Andrea Chiuchiarelli

Belo Horizonte
2022

S243e

Saraiva, Lucas Thione Rodrigues.

Estudo de tecnologias híbridas óptica-rádio para controle de fase em sistemas MIMO [recurso eletrônico] / Lucas Thione Rodrigues Saraiva. - 2022.

1 recurso online (103 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Andrea Chiuchiarelli.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Bibliografia: f. 98-103.

Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia Elétrica - Teses. 2. Radiofrequência – Teses.
3. Comunicações Digitais – Teses. I. Chiuchiarelli, Andrea.
- II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia.
- III. Título.

CDU: 621.3(043)



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
COLEGIADO DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

FOLHA DE APROVAÇÃO

"Estudo de Tecnologias Híbridas Óptica-rádio Para Controle de Fase Em Sistemas Mimo"

LUCAS THIONE RODRIGUES SARAIVA

Dissertação de Mestrado defendida e aprovada, no dia 21 de junho de 2022, pela Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais constituída pelos seguintes professores:

Prof. Dr. Andrea Chiuchiarelli (DELT (UFMG)) - Orientador

Prof. Dr. Ricardo Luiz da Silva Adriano (DEE (UFMG))

Prof. Dr. Jhonattan Cordoba Ramirez (DELT (UFMG))

Belo Horizonte, 21 de junho de 2022.



Documento assinado eletronicamente por **Andrea Chiuchiarelli, Professor do Magistério Superior**, em 27/06/2022, às 23:59, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufmg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1536759** e o código CRC **38CC13A6**.

Dedico este trabalho a Deus, aos meus pais, minha noiva e a todos aqueles que me deram o apoio necessário para que eu chegasse ao final dessa jornada.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer inicialmente ao meu orientador professor Doutor Andrea Chiuchiarelli pela orientação durante todo o mestrado. Agradeço por ter confiado e acreditado em mim desde o começo, e por ter sido sempre tão solícito, cumprindo não somente seu papel como orientador, mas também participando do desenvolvimento de todo o trabalho, buscando novas referências e caminhos até alcançarmos resultados satisfatórios. Mais uma vez, meu muito obrigado!

Agradeço o professor Doutor Ricardo Adriano e a Doutora Maria Victória Africano Contreras, pelo suporte, disponibilidade de tempo e facilitação ao acesso a ferramenta de simulação dos sistemas de RF que contribuíram e enriqueceram os resultados alcançados nesta dissertação.

Este trabalho também não seria concluído sem o apoio e auxílio dos meus familiares. O incentivo dos meus pais (Faustino e Rosiney), foram ferramentas fundamentais para chegar até aqui. À minha noiva Maísa, esteve do meu lado em cada momento, munida sempre com as palavras certas nos momentos certos, me serviram como combustível para seguir em frente. Agradeço também o apoio dos meus irmãos (Tiago e Thamires), durante todo esse tempo.

Não poderia deixar de agradecer também aos amigos que fiz durante esse percurso, principalmente a Samara, pela parceria durante esse período, tanto na vida acadêmica quanto na vida pessoal.

Deixo também, meu agradecimento a CAPES (Comissão de Aperfeiçoamento de Pessoal do Nível Superior), que apoiou financeiramente este estudo.

Por fim, agradeço a Deus por ter cuidado de cada detalhe, pela saúde e paz para enfrentar e vencer os desafios do Mestrado.

RESUMO

Atualmente, há uma grande demanda por taxas de transmissão mais elevadas em sistemas de comunicação móvel, impulsionada principalmente pelo 5G, que deve ser capaz de atender ao crescente aumento de dispositivos conectados à rede. Para atender aos novos requisitos, uma das alternativas mais viáveis é estender o uso do espectro de radiofrequências para frequências mais altas (até 100 GHz), reduzindo ao mesmo tempo o tamanho das células RF, devido ao alcance mais limitado das frequências nesse espectro. O uso de um grande número de células de RF, cada célula tendo raio de alcance limitado, torna necessário o emprego de sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) para garantir um nível de cobertura de sinal adequado. Contudo, essas alternativas impõem limitações tecnológicas e econômicas, tornando os sistemas de rádio mais complexos e caros, uma vez que o aumento da taxa de transmissão por canal traz a necessidade de técnicas de processamento digital de sinais (DSP) mais avançadas. Nesse contexto, o uso de sistemas híbridos, em que uma rede óptica integra a arquitetura da rede de acesso de rádio, surge como uma alternativa para garantir altos valores de taxa agregada com baixa complexidade e baixa latência, permitindo explorar a alta capacidade de transmissão da fibra junto com sua baixa atenuação. O transporte de sinais RF sobre fibra óptica, denominado rádio sobre fibra (RoF), além de viabilizar o transporte de grandes quantidades de dados, permite transferir toda a parte de processamento de sinais para uma unidade central remota, conectada por meio de uma rede óptica às estações de rádio base, podendo manter a estrutura dessas últimas a mais simples possível, reduzindo assim custo e latência. As tecnologias híbridas óptica-rádio representam uma solução efetiva para fornecer acesso de rádio de banda larga para a nova geração de redes móveis, visto que podem ser aplicadas especialmente nas comunicações de alta velocidade e para implementar redes de múltiplas células mantendo o processamento de dados centralizado. Em sistemas MIMO, um dos requisitos mais críticos é o controle de fase dos sinais transmitidos por arranjos de antenas, o que garante o controle da diretividade do feixe transmitido (*beamforming*) e a possibilidade de alterá-la de acordo com a posição de um ou mais dispositivos móveis (*beam steering*). O controle de fase é feito geralmente no domínio elétrico nas antenas remotas, entretanto essa abordagem torna-se pouco conveniente quando o número de antenas é muito alto, pois aumenta o tempo de processamento e de consequência a latência do sistema. Neste trabalho são estudadas diversas configurações de redes híbridas óptica-rádio voltadas para a transmissão em sistemas MIMO, com o objetivo de realizar o controle da fase inteiramente no domínio óptico, dispensando assim o processamento que seria necessário para implementar esse controle de fase nas próprias células RF, e permitindo centralizar essa função numa unidade remota. O controle de fase no domínio óptico se dá por meio das características de dispersão cromática da fibra, que faz com que canais ópticos em comprimentos de onda diferentes se propaguem com velocidade diferente, sendo as relações de atraso temporal em função da distância espectral de tipo determinístico. Os resultados mostram a viabilidade das técnicas de controle de fase propostas, e a sua aplicabilidade a sistemas formados por arranjos de antenas RF. Além disso, a arquitetura proposta é capaz de operar nas bandas de frequência 5G, utilizando sinais com modulação digital. A configuração proposta é simples e econômica, o que a torna adequada para aplicação em sistemas MIMO de alta densidade.

Palavras-chave: Redes 5G, *beamforming*, *beam-steering*, pentes de frequência óptica, MIMO, rádio sobre fibra.

ABSTRACT

Currently, there is a great demand for higher transmission rates in mobile communication systems, mainly driven by 5G, which must be able to meet the growing increase in network-connected devices. To meet the new requirements, one of the most viable alternatives is to extend the use of the radio spectrum to higher frequencies (up to 100 GHz) while reducing the size of the RF cells, due to the more limited range of frequencies in this spectrum. The use of a large number of RF cells, each cell having limited range, makes it necessary to employ multiple-input multiple-output (MIMO) systems to ensure an adequate level of signal coverage. However, these alternatives impose technological and economical limitations, making radio systems more complex and expensive, since the increase in the transmission rate per channel brings the need for more advanced digital signal processing (DSP) techniques. In this context, the use of hybrid systems, in which an optical network integrates the radio access network architecture, emerges as an alternative to ensure high aggregate rate values with low complexity and low latency, allowing to exploit the high transmission capacity of fiber along with its low attenuation. The transport of RF signals over optical fiber, called radio over fiber (RoF), in addition to enabling the transport of large amounts of data, allows to transfer all the signal processing to a remote central unit, connected by an optical network to the radio base stations, and can keep the structure of the latter as simple as possible, thus reducing cost and latency. Hybrid optical-radio technologies represent an effective solution for providing broadband radio access for the new generation of mobile networks, as they can be applied especially for high-speed communications and for implementing multi-cell networks while keeping data processing centralized. In MIMO systems, one of the most critical requirements is the phase control of the transmitted signals by an array or vector (*array*) of antennas, which ensures the control of the directivity of the transmitted beam (*beamforming*) and the possibility to change it according to the position of one or more mobile devices (*beam steering*). The phase control is usually done in the electrical domain in the remote antennas, however, this approach is not very convenient when the number of antennas is very high, because it increases the processing time and consequently the latency of the system. In this work, several configurations of hybrid optical-radio networks are studied, with the objective of performing the phase control entirely in the optical domain, thus avoiding the processing that would be necessary to implement this phase control in the RF cells themselves, and allowing to centralize this function in a remote unit. Phase control in the optical domain is achieved through the chromatic dispersion characteristics of the fiber, which causes optical channels at different wavelengths to propagate at different speeds, with the time delay relationships as a function of spectral distance being deterministic. The results show the feasibility of the proposed phase control techniques, and their applicability to RF antenna array systems. Furthermore, the proposed architecture is capable of operating in the 5G frequency bands using digitally modulated signals. The proposed configuration is simple and cost-effective, which makes it suitable for application in high-density MIMO systems.

Palavras-chave: 5G Networks, *beamforming*, *beam-steering*, optical frequency combs, MIMO, radio over fiber.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – Esquemático com os segmentos constituintes de uma rede	23
FIGURA 2 – Sistema RoF simplificado	26
FIGURA 3 – Estrutura geral de um laser	29
FIGURA 4 – Constituição de uma fibra óptica	31
FIGURA 5 – Propagação de pulso em um meio dispersivo e seu alargamento temporal em virtude do coeficiente de dispersão	34
FIGURA 6 – Propagação de pulso óptico em um meio dispersivo normal e anômalo	35
FIGURA 7 – Alargamento do pulso devido a PMD	35
FIGURA 8 – Dispersão cromática em função do comprimento de onda	36
FIGURA 9 – Relação P e ε para um meio dielétrico linear e não linear	37
FIGURA 10 – Estrutura de um Modulador Mach-Zehnder	41
FIGURA 11 – Símbolos OFDM	44
FIGURA 12 – Modulação por Chaveamento de Amplitude (ASK)	46
FIGURA 13 – Trem de pulsos no domínio do tempo e pente de frequências domínio da frequência	50
FIGURA 14 – OFCG baseado em moduladores Mach-Zehnder em cascata.	55
FIGURA 15 – OFCG baseado em moduladores Mach-Zehnder e de fase em cascata	55
FIGURA 16 – OFCG baseado em múltiplos lasers e modulador Mach-Zehnder bidirecional	56
FIGURA 17 – OFCG baseado no FWM e HNLF	58
FIGURA 18 – Arranjo de antenas baseado em comutadores fase	60
FIGURA 19 – Pulso óptico antes e após propagação em uma fibra óptica	61
FIGURA 20 – Arquitetura do TTD proposto	62
FIGURA 21 – Formação e direcionamento de feixes em um arranjo de antenas com 4 elementos	63
FIGURA 22 – Espectro do OFC gerado a partir de MZMs em cascata	66
FIGURA 23 – Espectro equalizado do OFC gerado a partir de MZMs em cascata .	67

FIGURA 24 – Espectro do OFC gerado a partir de moduladores de fase e MZMs em cascata	68
FIGURA 25 – Espectro equalizado do OFC gerado a partir de moduladores de fase e MZMs em cascata	68
FIGURA 26 – Espectro OFC gerado a partir de múltiplos lasers com um DD-MZM	70
FIGURA 27 – Espectro equalizado do OFC gerado a partir de múltiplos lasers com um DD-MZM	71
FIGURA 28 – Espectro OFC na saída do DD-MZM para a arquitetura baseada em HNLF com FWM	72
FIGURA 29 – Espectro OFC na saída da segunda HNLF para a arquitetura baseada em HNLF com FWM	72
FIGURA 30 – Conjunto de fontes de lasers sintonizáveis para geração de múltiplas portadoras ópticas	73
FIGURA 31 – Espectro óptico para um conjunto de fontes de lasers sintonizáveis .	74
FIGURA 32 – Sinais de RF dos canais 1, 6 e 11 a serem enviados para os elementos de antenas	75
FIGURA 33 – Defasagem do sinais oriundas do TTD óptico entre os canais 1 e 2 e 1 e 11	76
FIGURA 34 – Curva de atraso temporal entre canais localizados na extremidade do OFC	77
FIGURA 35 – Curva de atraso temporal entre canais de um OFC nas frequências de 20 GHz, 30 GHz e 40 GHz	78
FIGURA 36 – Curva de atraso temporal entre canais de um OFC com espaçamento de 20 GHz, 30 GHz e 40 GHz e frequência do sinal senoidal de RF de 40 GHz	80
FIGURA 37 – Estrutura para TTD com modulação ASK	80
FIGURA 38 – Espectro do sinal de RF na modulação ASK em 2.4 GHz	81
FIGURA 39 – Espectro do OFC na entrada da fibra óptica, carregando o sinal de RF modulado	81
FIGURA 40 – Sinal binário digital, sinal modulado e sinal demodulado após transmissão e fotodetecção com formato de modulação ASK.	82

FIGURA 41 – Atraso temporal entre os canais 1 e 2 do sinal de dados modulado em amplitude	83
FIGURA 42 – Estrutura do modulador OFDM	84
FIGURA 43 – (a) Espectro do sinal OFDM em 2.4 GHz e; (b) Espectro óptico do sinal OFDM modulado ao OFC.	85
FIGURA 44 – Arquitetura do TTD óptico para a modulação OFDM	85
FIGURA 45 – Estrutura do demodulador OFDM	86
FIGURA 46 – Espectro do sinal de RF recebido na frequência de 2.4 GHz com a modulação OFDM.	86
FIGURA 47 – Modelagem da PAA com 11 antenas no HFSS e ampliação da figura com o design de uma antena dipolo	88
FIGURA 48 – Diagrama de radiação tridimensional para uma PAA formada por 11 antenas dipolo em fase	88
FIGURA 49 – Diagrama de radiação na representação polar	89
FIGURA 50 – Diagrama de radiação na representação polar para diferentes ângulos de varredura.	90
FIGURA 51 – Ângulos de varredura para espaçamento entre canais de (a) 90 GHz e (b) 40 GHz	91
FIGURA 52 – Setup óptico para uma configuração com dois arranjos de antenas	93
FIGURA 53 – Modelagem no HFSS considerando dois tipos de arranjos de antenas, posicionadas verticalmente e horizontalmente	94
FIGURA 54 – Diagramas de radiação para dois arranjos diferentes de antenas	94
FIGURA 55 – Diagramas de radiação resultante para dois arranjos de antenas	95

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	–	Parametrização dos componentes para obtenção OFC apresentado na Figura 22	67
TABELA 2	–	Parametrização dos componentes para obtenção OFC apresentado na Figura 24	69
TABELA 3	–	Parametrização dos componentes para obtenção OFC apresentado na Figura 26	70
TABELA 4	–	Configuração dos componentes para OFCG baseado em FWM e HNLF	73
TABELA 5	–	Configuração dos componentes constituintes do OTTD	76
TABELA 6	–	Potência elétrica a ser entregue por cada canal as antenas nas frequências de 20, 30 e 40 GHz	78
TABELA 7	–	BER em função da taxa de transmissão para modulação ASK na frequência de 2.4 GHz	83
TABELA 8	–	BER em função da taxa de transmissão para modulação OFDM na frequência de 2.4 GHz	87
TABELA 9	–	Ângulos de varredura alcançados	91

LISTA DE SIGLAS

3G	–	<i>Third Generation</i>
4G	–	<i>Fourth Generation</i>
5G	–	<i>Fifth Generation</i>
APD	–	<i>Avalanche Photodiode</i>
ARoF	–	<i>Analogic Radio over Fiber</i>
ASE	–	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>
ASK	–	<i>Amplitude-Shifting Keying</i>
BB	–	<i>Baseband</i>
BBU	–	<i>Baseband Unit</i>
BER	–	<i>Bit Error Rate</i>
CD	–	<i>Chromatic Dispersion</i>
CO	–	<i>Central Office</i>
CP	–	<i>Cyclic Prefix</i>
CW	–	<i>Continuous Wave</i>
DAS	–	<i>Distributed Antenna System</i>
DD-MZM	–	<i>Dual-Drive Mach-Zehnder Modulator</i>
DFB	–	<i>Distributed Feedback laser</i>
DRoF	–	<i>Digital Radio over Fiber</i>
DSF	–	<i>Dispersion Shifted Fiber</i>
DSP	–	<i>Digital Signal Processing</i>
DWDM	–	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>
EAM	–	<i>Eletro Absorption Modulator</i>
eMBB	–	<i>Enhanced Mobile Broadband</i>
FBG	–	<i>Fiber Bragg Grating</i>
FDM	–	<i>Frequency Division Modulation</i>
FFT	–	<i>Fast Fourier Transform</i>
FFTH	–	<i>Fiber to Fiber Home</i>
FFTX	–	<i>Fiber to the x</i>
FP	–	<i>Fabry-Perot laser</i>
FSK	–	<i>Frequency-shift keying</i>
FSR	–	<i>Free Spectral Range</i>
FWM	–	<i>Four Wave Mixing</i>
GVD	–	<i>Group Velocity Dispersion</i>
HFC	–	<i>Hybrid Fiber Coax</i>
HNLF	–	<i>Highly Nonlinear Fiber</i>
ICI	–	<i>Inter Carrier Interference</i>
IM	–	<i>Intensity Modulation</i>
IMD	–	<i>Intermodal Dispersion</i>
IoT	–	<i>Internet of Things</i>
ISI	–	<i>Inter Symbol Interference</i>
LASER	–	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>
LED	–	<i>Light-Emitting Diode</i>
M2M	–	<i>Machine to Machine</i>
MIMO	–	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MLL	–	<i>Mode-locked Laser</i>

MMF – *Multimode Fiber*
MZM – *Mach-Zehnder Modulator*
OCNR – *Optical Carrier to Noise Ratio*
OFC – *Optical Frequency Comb*
OFCG – *Optical Frequency Comb Generator*
OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
OLT – *Optical Line Terminal*
ONU – *Optical Network Unit*
PAA – *Phased Array Antenna*
PAPR – *Peak to Average Power Ratio*
PM – *Phase Modulation*
PMD – *Polarization Mode Dispersion*
PIN – *Positive-Intrinsic-Negative*
PON – *Passive Optical Network*
PSK – *Phase Shift Keying*
QAM – *Quadrature Amplitude Modulation*
RAN – *Radio Access Network*
RAU – *Remote Antenna Unit*
RBS – *Radio Base Station*
RF – *Radio Frequency*
RIN – *Relative Intensity Noise*
RoF – *Radio over Fiber*
RRH – *Remote Radio Head*
SMF – *Single Mode Fiber*
SNR – *Signal to Noise Ratio*
SPM – *Self-phase Modulation*
TEM – *Transverse Electromagnetic Modes*
TTD – *True-Time Delay*
UHD – *Ultra High Definition*
UWB – *Ultra Wide Band*
VCSEL – *Vertical Cavity Surface Emitting Laser*
VOA – *Variable Optical Attenuator*
WDM – *Wavelength Division Multiplexing*
XPM – *Cross-phase Modulation*

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Motivação e contextualização	17
1.2	Objetivos e contribuições	19
1.3	Estrutura da dissertação	19
2	ESTADO DA ARTE E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	21
2.1	Comunicações ópticas	21
2.2	Comunicações móveis e 5G	23
2.3	Rádio sobre fibra (RoF)	25
3	COMPOSIÇÃO DE UM SISTEMA RoF	29
3.1	Fontes ópticas	29
3.2	Fibra óptica	31
3.2.1	<i>Perdas e distorções de sinal óptico</i>	32
3.2.2	<i>Não-linearidades em fibras ópticas</i>	37
3.3	Moduladores	39
3.3.1	<i>Modulação direta</i>	39
3.3.2	<i>Modulação externa</i>	40
3.4	Receptores Ópticos	41
3.5	Sinais de redes sem fio no 5G	43
3.5.1	<i>Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (OFDM)</i>	43
3.5.2	<i>Modulação por Chaveamento de Amplitude (ASK)</i>	46
3.6	Tecnologias de RoF	46
3.6.1	<i>RoF analógico</i>	47
3.6.2	<i>RoF digital</i>	47
3.6.3	<i>RoF auxiliado por DSP</i>	49
4	GERAÇÃO DE PENTES DE FREQUÊNCIAS ÓPTICOS	50
4.1	Pente de frequências óptico baseado em moduladores em cascata	54
4.2	Pente de frequências óptico baseado em múltiplos lasers e modulador Mach-Zehnder bidirecional	56

4.3	Pente de frequências óptico baseado em FWM e fibra altamente não linear	57
5	TRUE-TIME DELAY ÓPTICO EM ARRANJOS DE ANTENAS EM FASE	59
5.1	Formação e direcionamento de feixes em arranjos de antenas .	62
6	SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS E RESULTADOS	66
6.1	Pente de frequências óptico gerado com moduladores em cascata	66
6.2	Pente de frequências óptico gerado com MZM bidirecional e múltiplos lasers	69
6.3	Pente de frequências óptico gerado com fibras altamente não lineares e FWM	71
6.4	Conjunto de fontes de lasers sintonizáveis	73
6.5	True-time Delay óptico	74
6.6	Formação e direcionamento de feixes a partir do TTD óptico .	87
7	CONCLUSÕES	96
7.1	PERSPECTIVAS FUTURAS	97
	Referências Bibliográficas	98

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação e contextualização

Nos últimos anos, o número e a variedade de dispositivos e aplicações móveis cresceram exponencialmente, levando a um aumento na procura de taxas de transmissão mais elevadas. Esse é o principal impulsionador do 5G, que deve ser capaz de atender ao crescente aumento de dispositivos que acessam a rede, assim como, suprir os requisitos para novos e sofisticados serviços, tais como *streaming* de vídeo em ultra-alta definição (*Ultra High Definition* (UHD)), jogos online, serviços de nuvem, comunicação máquina a máquina (*Machine to Machine* (M2M)) e a implementação da Internet das coisas (*Internet of Things* (IoT)) (ANDREWS et al., 2014). Esses serviços necessitam de maiores taxas de dados, baixa latência, melhor eficiência energética, maior número de dispositivos e melhor eficiência espectral (ROMERO, 2018).

Dessa maneira, para assegurar que a rede de distribuição possa suportar os requisitos cada vez maiores de largura de banda e latência, a arquitetura da infraestrutura das redes de acesso de rádio 5G (*Radio Access Network* (RAN)) está sendo debatida, visto que, para atender a essa nova realidade, avanços tecnológicos devem ser alcançados tanto na rede de transporte que a suporta quanto na infraestrutura sem fio (ROMERO, 2018). No entanto, não há ainda um consenso sobre os componentes da rede que atendam esses novos requisitos. Nesse contexto, o emprego de sistemas de comunicações de múltiplas entradas e múltiplas saídas (*Multiple Input Multiple Output* (MIMO)) e a utilização de ondas milimétricas são tecnologias promissoras que facilitariam as metas propostas para as redes 5G, especialmente para serviços de banda larga móvel aprimorada (*enhanced Mobile Broadband* (eMBB)), que constituem um dos principais serviços para redes de acesso via rádio 5G, o que torna a avaliação e estudo dessas tecnologias de grande importância (METHLEY et al., 2015)(YANG; LIM; NIRMALATHAS, 2013).

Os sistemas MIMO, são uma das mais importantes tecnologias de acesso sem fio, pois podem suportar o aumento de largura de banda e velocidade exigido pelas aplicações 5G. Contudo, a utilização de bandas de radiofrequência mais elevadas para suportar serviços 5G exige uma redução no tamanho e um aumento no número de células de rádio, para fornecer uma cobertura eficaz. Tal aumento da densidade espacial pode limitar a eficiência da largura de banda da rede sem fios, onde o processamento do sinal é realizado na unidade de antena remota (*Remote Antenna Unit* (RAU) ou *Remote Radio Head* (RRH)) (ZAIDI et al., 2016). Para ultrapassar esta limitação, é importante simplificar a estrutura da rede sem fio, migrando toda a fase de processamento para dentro de uma unidade central remota, ligada a um número de RAUs, responsáveis pela transmissão do sinal de rádio analógico.

Neste cenário, as redes baseadas em fibra óptica oferecem alta capacidade de transmis-

são e baixa atenuação, o que as torna candidatas adequadas para a ligação de *fronthaul* responsável por tal ligação (MELLO et al., 2016). A utilização da tecnologia rádio sobre fibra (*Radio-over-Fiber* (RoF)) em sistemas híbridos com ou sem fios é considerada uma alternativa viável para a transmissão do sinal de alta frequência com custo e latência reduzidos, visto que, redes baseadas em RoF, possibilitam a transferência de toda a parte de processamento de sinais para uma unidade central remota, mantendo a estrutura das estações de rádio base simplificada (THOMAS et al., 2015).

Além disso, o RoF disponibiliza o melhor de duas tecnologias, visto que é uma solução que associa as vantagens das comunicações ópticas e sem fio. Os sistemas de comunicações sem fio atuais requerem frequências cada vez mais elevadas. Contudo, ao se utilizar frequências mais elevadas, torna-se todo o sistema mais complexo e caro, e além disso, o sujeita a limitações intrínsecas. Sendo assim, a tecnologia de RoF soluciona, por meio das comunicações ópticas, os requisitos de largura de banda maiores, visto que utiliza frequências mais elevadas, e satisfaz também as necessidades de mobilidade nas comunicações sem fio (ALMEIDA, 2011).

O surgimento das fibras ópticas desencadeou um conjunto de vantagens em diversos sistemas, quando comparados com os guias de ondas convencionais. Dentre essas vantagens, além da já citada elevada largura de banda, destaca-se também a imunidade a interferências eletromagnéticas e a baixa atenuação, e por esse motivo, as fibras ópticas são utilizadas cada vez mais em vários sistemas de comunicação (BAILEY; WRIGHT, 2003). Em sistemas RoF, os sinais de rádio analógicos são acoplados a uma portadora óptica e enviados através da fibra óptica. No receptor, a conversão do domínio óptico para elétrico permite extrair o sinal original, que é enviado diretamente para a unidade de antena correspondente para transmissão sem fio (THOMAS et al., 2015).

Nesse contexto, verifica-se em sistemas de comunicação sem fio, radares, comunicações por satélite e sistemas de guerra uma forte dependência por arranjos de antenas (*Phased Array Antenna* (PAA)) para a transmissão de sinais de radiofrequência. Os PAAs permitem a geração de padrões de radiação direcionáveis, se beneficiando da interferência construtiva e destrutiva das frentes de onda em campo distante. Contudo, os PAAs convencionais são baseados em dispositivos de mudanças de fase elétricos, que apresentam um problema conhecido como estrabismo de feixe (DUARTE; DRUMMOND; NOGUEIRA, 2015). No estrabismo de feixe ocorre um desvio no ângulo de direção em relação à frequência, causado pela aproximação de um atraso de tempo com uma mudança de fase. Por outro lado, implementações de direcionamento do feixe que utilizam unidades de retardo de tempo real (*True-Time Delay* (TTD)) não apresentam esse problema. Em um formador de feixe baseado no TTD, os sinais são defasados a partir de um determinado atraso de tempo, ocasionando em uma mudança de fase que é dependente da frequência do sinal aplicado (YAO, 2009).

Além do mais, existem diversas tecnologias de formadores de feixes baseados em TTD.

Em (ZMUDA et al., 1997) o TTD foi implementado a partir de uma Rede de Bragg em fibra (*Fiber Bragg Grating* (FBG)), onde utilizou-se várias linhas de atraso temporal, com atrasos progressivos. Utilizando a multiplexação por divisão de comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing* (WDM)), diversas grades de Bragg com diferentes comprimentos de ondas centrais foram implementadas em (TONG; WU, 1996) em uma única fibra óptica, com objetivo de evitar múltiplos atrasos de tempo. Já em (ZHUANG et al., 2009) um TTD baseado em ressonadores em anel foi verificado. Nesse caso, o atraso temporal foi controlado por meio do ajuste da resposta em frequência dos ressonadores ópticos em anel.

1.2 Objetivos e contribuições

Baseado nisso, o objetivo geral deste trabalho é:

- Propor uma técnica simples e inovadora de OTTD baseada em Pentes de Frequência Ópticos (OFC) propagados em uma fibra óptica com alto coeficiente de dispersão cromática para controle de fase em sistemas MIMO.

De forma que os objetivos específicos são:

- Realizar um estudo de diferentes técnicas de geração OFCs, para serem utilizados na transmissão de sinais de radiofrequência (RF);
- Comparar as técnicas de geração de OFCs, com intuito de determinar a melhor alternativa para aplicação em sistemas MIMO;
- Avaliar a qualidade do sinal de RF utilizado na modulação do conjunto de comprimentos de onda ópticos do OFC;
- Quantificar o atraso temporal entre as portadoras do OFC; e
- Por fim, realizar o ajuste contínuo do padrão de radiação (*beamforming*) de um PAA e orientá-lo dinamicamente (*beam steering*).

Adicionalmente, o trabalho gerou uma publicação associada:

- Saraiva, L.; Africano, M.; Adriano, R.; Chiuchiarelli, A. "All-optical True-Time Delay for Phase Control in MIMO Systems". Submitted to 19th SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference. 2021.

1.3 Estrutura da dissertação

Esta dissertação está dividida em 7 capítulos que apresentam os principais tópicos tratados no contexto de tecnologias híbridas óptica-rádio e as considerações feitas para aplicações em sistemas MIMO.

O primeiro capítulo, já apresentado, mostrou o contexto da dissertação, juntamente com as principais contribuições do trabalho.

No segundo capítulo, é realizada uma revisão bibliográfica a respeito dos principais tópicos tratados em um contexto de sistemas híbridos óptico-rádio.

O terceiro capítulo faz uma descrição geral dos principais componentes constituintes de um sistema RoF, destacando-se principalmente os moduladores ópticos, fontes ópticas, fibras ópticas e fotodiodos.

O quarto capítulo descreve algumas das tipologias e tecnologias que podem ser empregadas para geração de pentes de frequências ópticos, apresentando os componentes necessários para a construção de cada configuração, além de apresentar as vantagens e desvantagens relacionadas a cada tipologia.

No quinto capítulo são descritos os conceitos e as características das técnicas de formação de feixes e aplicados em sistemas MIMO por meio das tecnologias TTD totalmente ópticas, que são hoje de grande importância para o aumento da eficiência espectral e para o fornecimento de cobertura de sinais de RF de forma econômica e confiável.

No sexto capítulo são apresentados os resultados obtidos a partir das simulações computacionais e validações dos elementos que compõe cada tipo de tipologia adotada. Abordam-se avaliações das configurações utilizadas para geração dos OFC, da técnica do TTD, das técnicas de formação de feixes e elaboração de diagramas de radiação para o respectivo atraso temporal praticado.

No sétimo capítulo, por fim, são apresentados as conclusões finais e sugestões para trabalhos futuros.

2 ESTADO DA ARTE E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Comunicações ópticas

A luz vem sendo utilizada em comunicações desde os tempos em que os homens utilizavam as mãos como forma de linguagem. Esse é considerado um tipo de comunicação óptica, visto que, não pode ser realizado sem a presença de luz. No período diurno, o Sol é a fonte de luz do sistema. A radiação solar carrega as informações entre o emissor e o receptor. A partir dos movimentos das mãos a luz é modulada. O olho atua como dispositivo de recepção e em seguida a mensagem é processada pelo cérebro. Nesse sistema de comunicação, a transferência de informações é lenta, as distâncias são limitadas e a possibilidade de ocorrência de erro é muito grande (GIOZZA; CONFORTI; WALDMAN, 1991).

Em 1880, Graham Bell inventou o *photophone*. Esse sistema de comunicação utilizava a luz do Sol refletida por um espelho modulador de voz para transmitir as informações. Na recepção da luz, era utilizada uma célula fotocondutora, que convertia a mensagem em corrente elétrica. Um receptor telefônico completava o sistema. O alcance desse sistema era limitado, se restringindo a 200 metros e ainda, dependia diretamente da incidência de luz solar (PALAIS, 1988).

Diversas outras formas de comunicações ópticas foram introduzidas com o passar dos anos, contudo, todas consistiam na transmissão de energia luminosa pelo ar. Essas ideias, entretanto, não alcançaram os resultados desejados, visto que devido à presença de perturbações atmosféricas, o sinal a ser transmitido era comprometido. Além disso, o transmissor e receptor deviam estar visíveis entre si, o que limitava o sistema a pequenas distâncias. A partir disso, surgiu a necessidade de guiar a luz de forma mais apropriada (SENIOR; JAMRO, 2009).

Nesse contexto, ocorreram em 1930 as primeiras experiências de transmissão de luz por meio de vidro. Contudo, somente no ano de 1953, o físico Narinder Singh Kapany inventou um dispositivo denominado *fiberscope*. Esse dispositivo conseguia transmitir imagens por meio de um feixe flexível de fibra de vidro. A partir disso, surgiu o termo fibra óptica. Contudo, nessa época, a fibra óptica apresentava alta atenuação (na ordem de milhares de dB/km) e portanto, as distâncias de transmissão eram limitadas a 1 metro (GIOZZA; CONFORTI; WALDMAN, 1991; PALAIS, 1988).

As pesquisas e aplicações da fibra óptica continuaram sem muito sucesso até o final dos anos de 1960. Por sua vez, tecnologias optoeletrônicas avançaram até o surgimento dos primeiros componentes emissor de luz em estado sólido, como os LEDs e lasers. A partir daí, a potência de emissão das fontes de lasers permitiu a criação de sistemas de comunicação de longo alcance e com grande capacidade de transmissão de informação (KEISER, 2014).

Segundo (AGRAWAL, 2012), a evolução dos sistemas de comunicações ópticos pode ser dividida em 4 gerações que abrangem um arco temporal que vai do final da década de '70 até os anos 2000. Na primeira geração, utilizavam-se fibras multimodo e havia a necessidade de inserir um repetidor a cada 10 km. Além disso, a taxa de bits era de 45 Mb/s operando em comprimento de onda de $0,8 \mu\text{m}$. Por sua vez, na segunda geração, compreendida nos anos de 1980, houve avanços importantes. Descobriu-se que ao aumentar o comprimento de onda de operação do laser para a faixa de $1,3 \mu\text{m}$ a distância entre os repetidores também poderia ser incrementada. Além disso, as taxas de transmissão atingiram o patamar de 1,7 Gb/s e as fibras multimodo foram substituídas por fibras monomodo, e assim, reduziram o impacto da dispersão modal nos sistemas. A terceira geração surgiu nos anos de 1990, e com ela houve o aumento da taxa de bit máxima para 2,5 Gb/s e também começaram a empregar fibras de dispersão deslocada e lasers operando em modo longitudinal único. Nessa época começou-se também a utilizar amplificadores ópticos em fibra dopada com érbio (EDFAs), que permitiram estender a distância de transmissão entre um amplificador e outro até 60 km. Nos sistemas de quarta geração, iniciou-se a utilização de sistemas de multiplexação por divisão de comprimento de onda (*Wavelength Division Multiplexing* (WDM)) que possibilitou a transmissão de vários canais por meio de somente uma fibra, o que permitiu um aproveitamento mais eficiente de sua capacidade. Além disso, foram desenvolvidos transceptores ópticos coerentes, que faziam uso de formatos de modulação mais complexos, como QPSK e M-QAM, permitindo aumentar a eficiência espectral dos sinais transmitidos (AGRAWAL, 2012).

Desde então, esforços vêm sendo realizados, com intuito de melhorar o tempo de respostas dos LEDs, lasers e fotodetectores, e reduzir a atenuação e dispersão nas fibras ópticas. Além do mais, os sistemas de comunicações ópticos vem sendo aprimorados para continuar aumentando a capacidade de transmissão das redes. Aumentar as taxas de bits, o número de canais suportados por um sistema WDM e as distâncias antes que ocorram regenerações são os pontos que concentram a maioria dos esforços (KEISER, 2014). Neste cenário, os sistemas de comunicação por fibra óptica atuais são amplamente utilizados em todo tipo de redes de comunicações, variando de transmissões intercontinentais até interconexões de curta distância e alta velocidade em grandes sistemas (SENIOR; JAMRO, 2009). As redes de comunicações atuais podem ser divididas de acordo com o número de usuários, capacidade e extensão geográfica (SIMMONS, 2014). Na borda exterior da rede, estão as redes *backbone*, que são constituídas por milhões de usuários e cobrem distâncias de milhares de quilômetros. Já as redes regionais se estendem por milhares de quilômetros e abrangem áreas metropolitanas. Por sua vez, as redes metropolitanas se estendem por faixas que variam de dezenas a centenas de quilômetros, visto que interligam e fornecem tráfego para diversas sedes centrais da rede de acesso. Na borda mais interior da rede, encontram-se as redes de acesso. Elas são compostas por uma sede central de equipamentos que distribuem os dados para os usuários finais, sejam eles casas ou empresas

(SIMMONS, 2014).

Neste contexto, esses segmentos de rede necessitam de mudanças e atualizações constantes em seus componentes e nas arquiteturas utilizadas. As redes *backbone*, por exemplo, devem empregar sistemas com fibras ópticas, amplificadores ópticos e sistemas WDM. Entretanto, todos os segmentos da rede estão sujeitos a essas mudanças, já que, atualmente, o uso de sistemas ópticos já chegou até as redes de acesso. As redes de acesso estão sendo atualizadas com novas tecnologias, devido ao aumento na demanda por maiores capacidades e largura de banda, impulsionada pelo aumento de dispositivos que se conectam à rede e ao surgimento de novos serviços (ROMERO, 2018).

Na Figura 1 é ilustrado o esquema geral dos segmentos constituintes de uma rede.

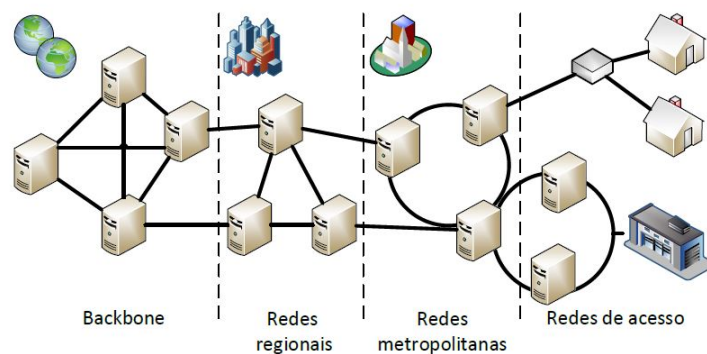


Figura 1 – Esquemático com os segmentos constituintes de uma rede (ROMERO, 2018).

A utilização de fibras ópticas para conexões em redes de acesso local, são denominados *Fiber to Fiber Home* (FFTH). O crescente número de assinantes e as necessidades de maiores larguras de banda impulsionaram a utilização das fibras ópticas nessas redes, já que a fibra atende aos requisitos de largura de banda mais satisfatoriamente do que as tecnologias de redes de acesso local baseadas em condutores de cobre e cabos coaxiais (VUBRUGIER, 2009). Além disso, há sistemas que implementam a combinação de fibra com cabo coaxial (*Hybrid Fiber Coax* (HFC)). Há também, uma tecnologia conhecida como *Fiber to the x* (FFTx), que consiste na condução de uma fibra óptica até um determinado local, que pode ser um armário de distribuição ou uma residência (FFTH). Um terminal chamado de terminal de linha óptica (*Optical Line Terminal* (OLT)) transmite o sinal por meio de uma rede óptica passiva (*Passive Optical Network* (PON)) até um terminal de rede óptica (*Optical Network Terminal* (ONT)) (ROMERO, 2018).

Sendo assim, verifica-se a presença de sistemas de comunicações ópticos em praticamente todos os níveis, inclusive em sistemas de comunicações sem fio.

2.2 Comunicações móveis e 5G

Os sistemas de comunicações sem fio são um modo de transmissão de dados que consiste na propagação de ondas eletromagnéticas no espaço livre. O teorema básico

da propagação de ondas eletromagnéticas no espaço livre foi visto pela primeira vez na publicação intitulada "*A dynamical theory of the eletromagnetic field*" realizado por James Clerk Maxwell em 1864. Contudo, somente em 1901, Guglielmo Marconi realizou a primeira comunicação sem fio transatlântica (BONDYOPADHYAY, 1995). A partir de então, os sistemas de comunicações sem fios foram aprimorados, permitindo o desenvolvimento de diversas novas tecnologias, tais como televisão, rádio, redes de celulares e internet sem fio.

O sucesso das comunicações sem fio se deve a alguns fatores, contudo, um fator de destaque é a mobilidade, que permite aos usuários se comunicarem em qualquer local sem a necessidade de estruturas e pontos de acesso físico. Além disso, as redes de acesso local são simplificadas, visto que a partilha de recursos aos usuários da rede pode ser realizada dinamicamente. Isso quer dizer que um mesmo canal de rádio pode ser atribuído à usuários diferentes em instantes de tempos diferentes. Já em sistemas com fios, cada usuário possui seu próprio canal físico, mesmo que esse canal não esteja utilizando o serviço (GOLDSMITH, 2005).

Apesar de apresentar diversas vantagens, as redes sem fio também possuem algumas desvantagens em relação as redes com fios e redes ópticas, tais como:

- Quanto maior a frequência utilizada menor será o alcance do sinal de RF para a mesma potência de emissão. Devido a atenuação das ondas eletromagnéticas no espaço livre, quanto maior for a frequência empregada, maior será a atenuação do sinal (CHANG, 2004).
- O ambiente de propagação do sinal no espaço livre está em constante mudança, seja devido a presença de pessoas, carros ou construção de edifícios. Esse fator impede que os sistemas compensem os efeitos de multipercuso de forma eficiente. A degradação do sinal em decorrência do multipercuso, permite o surgimento da interferência entre as várias componentes do sinal no receptor, que pode provocar a degradação do sinal e diminuir assim a relação sinal-ruído (*Signal to Noise Ratio* (SNR)) (GOLDSMITH, 2005).
- Apresentam também largura de banda limitada. O espaço livre é um meio físico compartilhado por vários sistemas de transmissão, e devido a isso, cada banda de frequências é atribuído a um certo sistema de comunicação e assim, cada canal possui uma largura de banda limitada, reduzindo assim a capacidade do próprio sistema (GOLDSMITH, 2005).

Neste contexto, e considerando a proliferação dos *smartphones* e outros dispositivos para as comunicações móveis, é necessário avanços tecnológicos na infraestrutura e na rede de transporte, visto que, apesar das redes da quarta geração (4G) estarem atingindo melhores taxas de transmissão de dados e requisitos das redes móveis do futuro, entende-se

que o 4G não consiga lidar com alguns dos requisitos fundamentais, tais como, latência mínima de até 5 ms, falta de suporte para a quantidade de acessos simultâneos e a diferentes tipos de dispositivos (ROMERO, 2018). Dessa maneira, o surgimento de uma nova geração de redes móveis é de grande importância para suprir aos requisitos solicitados pelos novos serviços que estão surgindo. Para as redes da quinta geração (5G), são necessários avanços tecnológicos na arquitetura da rede e também na interface sem fio. Nesse sentido, atualmente tende-se empregar cada vez mais, um maior número de estações base de rádio (RBSs) para atendimento a locais com grande densidade de usuários. Dessa maneira, uma mudança na arquitetura atual da rede para reduzir os custos e aumentar a eficiência são indispensáveis. Sendo assim, a utilização de sistemas centralizados, onde todas as funções de processamento possam ser controlados em uma estação central (*Central Office (CO)*), possibilitaria a otimização da gestão de recursos operacionais, econômicos e energéticos. Nesse cenário, as RBSs recebem e transmitem os sinais sem fio até a central através de uma rede de transporte denominada *fronthaul*. O meio de transporte no *fronthaul* é a fibra óptica, visto que essa é capaz de suportar as elevadas taxas de transmissão dos dados em virtude da arquitetura centralizada (PFEIFFER, 2015).

Sendo assim, a integração de sistemas de comunicações ópticas nas arquiteturas de redes móveis se tornaram extremamente relevantes, em função do aumento de tráfego e necessidades de maiores larguras de banda. Contudo, ao se fornecer maiores larguras de banda para cada dispositivo, é necessário a redução do número de usuários que podem compartilhar os recursos da rede e, portanto, deve-se empregar células cada vez menores em conjuntos com os sistemas de fibra (GOMES; MONTEIRO; GAMEIRO, 2012). Desta maneira, a combinação das vantagens das comunicações móveis com as das redes de comunicações ópticas se tornou um dos pilares da migração das redes 4G para a nova geração das comunicações móveis, o 5G.

2.3 Rádio sobre fibra (RoF)

A tecnologia RoF consiste na transmissão de sinais de RF através de ligações de fibra óptica. Essa tecnologia permite a combinação das redes sem fios com as redes ópticas, o que permite usufruir dos benefícios das duas tecnologias: elevada largura de banda e mobilidade e baixa atenuação. Além disso, o RoF possibilita simplificar a estrutura das RBSs, visto que elas agora são compostas por unidades centrais de processamento (CO) e unidades remotas (RRU), ligadas por uma fibra óptica (GOMES; MONTEIRO; GAMEIRO, 2012).

Esse tipo de tecnologia vem sendo desenvolvida desde os anos de 1980, quando houve o primeiro transporte de um sinal de RF em uma fibra, realizado por Brenci e Checcacci (BRENCI; CHECCACCI, 1980). Contudo, somente em 1990 ocorreu a primeira aplicação do RoF em redes móveis. O experimento realizado por Cooper, consistiu na aplicação de telefone sem fio de curto alcance operando sobre uma ligação de fibra óptica, onde vários

sinais de RF em frequência foram multiplexados por meio das técnicas de multiplexação de sub-portadora (*Subcarrier Multiplexing* (SCM)), e em seguida modulados em uma portadora óptica (COOPER, 1990). A partir de então, vários estudos foram realizados, com intuito de se desenvolver novas arquiteturas e técnicas que melhorassem o desempenho do RoF em redes sem fio e redes de acesso locais de banda larga (GOLOUBKOFF et al., 1997).

Um sistema de RoF é formado por um CO e por uma ou mais RRUs, que fazem a cobertura de uma determinada área. O CO realiza a multiplexação, modulação e o envio do sinal para as RRU no sentido descendente (*downlink* (DL)) e realiza a demultiplexação e a demodulação do sinal recebido pelas RRUs (*uplink* (UL)). O uso de processamento centralizado simplifica a estrutura das RRUs, visto que a extração de um sinal de DL consiste apenas em uma conversão do sinal óptico para o domínio elétrico, para que posteriormente possa ser amplificado e radiado pela antena. Na transmissão UL, os sinais elétricos recebidos pelas antenas são convertidos para o domínio óptico e são enviados para a CO por meio de uma fibra óptica (ALMEIDA, 2011). A Figura 2 ilustra um sistema de RoF simplificado.

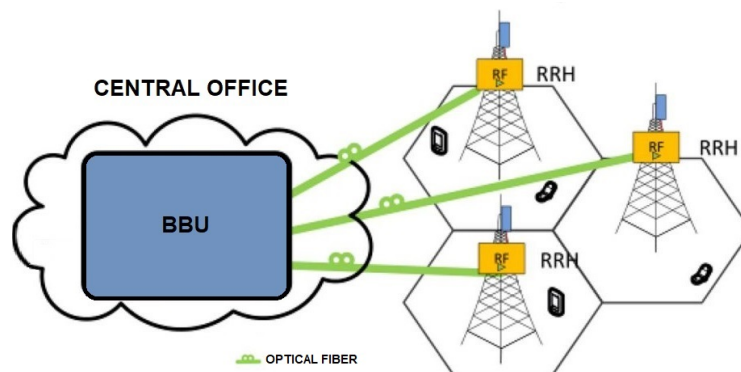


Figura 2 – Sistema de RoF simplificado.

Em sistemas RoF, um LED, laser ou modulador externo é modulado diretamente, em intensidade por sinais de RF. Esse sinal modulado é então transportado por uma fibra óptica até a RRU, onde utiliza-se um fotodetector para recuperar o sinal. Esse é o método mais utilizado para transportar sinais RF sobre portadoras ópticas, e é conhecido como Modulação de Intensidade com Detecção Direta (*Intensity Modulation with Direct Detection* (IM-DD)) (ALMEIDA, 2011).

Neste contexto, pode-se verificar diversas vantagens relacionadas com transporte de sinais de RF sobre uma fibra óptica e também com o processamento centralizado, sendo as principais vantagens do RoF:

- **Baixa atenuação:** A baixa atenuação é uma característica das fibras ópticas, que beneficia o transporte de sinais de RF nesse meio de transmissão. A atenuação em fibras ópticas SMF variam de 0,2 dB/km a 0,5 dB/km para comprimentos de onda de

operação de 1550 nm e 1300 nm, respectivamente (CHANG, 2004). Conforme visto anteriormente, nas comunicações sem fio em alta frequência a atenuação aumenta muito com a distância. Nesse sentido, a comunicação com sinais elétricos de alta frequência em grandes distâncias torna-se difícil e custoso.

- **Largura de banda elevada:** Outra vantagem obtida pelos sistemas de RoF oriundas das fibras ópticas é a largura de banda elevada. A fibra óptica apresenta mínimos no valor de atenuação em três principais janelas de transmissão, situadas nos comprimentos de onda de 850 nm, 1310 nm e 1550 nm (YANG, 2011).
- **Mobilidade de acesso:** Uma vantagem dos sistemas sem fio, e que caracteriza também os sistemas RoF, é a mobilidade de acesso, sendo possível uma maior mobilidade do usuário, já que não é necessário o uso de guias de onda para a comunicação (ALMEIDA, 2011).
- **Imunidade à interferências eletromagnéticas:** As fibras ópticas são constituídas de sílica pura ou dopada, que são materiais dielétricos e imunes a interferências eletromagnéticas (MOHD; AHMED, 1994).
- **Fácil manutenção e instalação:** Em sistemas RoF as RRUs são simplificadas, podendo ser constituída apenas por um fotodetector, um amplificador de RF e uma antena. Essa quantidade reduzida de dispositivos permite que as RRUs sejam menores. Isso só pode ser feito, limitando a alocação de equipamentos considerados complexos ao CO (CHETTAT et al., 2008).
- **Baixo consumo de potência:** Como as RRUs são formadas por poucos dispositivos, o consumo energético é reduzido. Além disso, as RRUs proveem de arrefecimento passivo, e dessa maneira são energeticamente eficientes (CRISP et al., 2010; CHETTAT et al., 2008).
- **Operação flexível:** Os sistemas RoF podem transmitir sinais inerentes a diversos operadores e serviços por somente uma ligação. Técnicas de modulação e multiplexação óptica tornam o sistema de RoF transparente, operando somente para transmissão de dados. Além disso, é possível alocar os recursos dinamicamente nesse tipo de tecnologia, já que o processamento dos sinais é centralizado na CO, o que permite aumentar ou diminuir a capacidade de uma RRU de acordo com os períodos de maior tráfego (JEMISON et al., 2002).

Contudo, sistemas RoF também apresentam algumas limitações. As principais limitações dos sistemas de RoF são inerentes a utilização de componentes ópticos. Apesar da atenuação ser reduzida, em sistemas de grandes distâncias ela deve ser considerada. Além disso, as fibras tem outra limitação importante: a dispersão. Devido a dispersão dos sinais

ópticos, introduzidos pela fibra óptica, ocorre o alargamento dos pulsos. Quando um pulso é alargado, ele pode se sobrepor a uma pulso vizinho, ocasionando em uma Interferência Intersimbólica (*Inter-Symbol Interference* (ISI)). Por fim, não-linearidades oriundas de componentes como moduladores e até mesmo da fibra óptica provocam degradações que também interferem no sinal que é transmitido (ZIN et al., 2010).

Nesse cenário, são várias as aplicações que envolvem a utilização das tecnologias RoF. Dentre as aplicações mais adequadas estão sistemas celulares com células de tamanhos reduzidos, o que favorece a partilha de recursos e a centralização de processamento e também para tecnologias que usufruem das vantagens de largura de banda elevada e com altas frequências em fibras ópticas.

A utilização em redes móveis de banda larga de terceira geração (3G), quarta geração (4G) e quinta geração (5G), *wireless indoor* e redes de banda ultra larga (*Ultra Wide Band* (UWB)) são as aplicações que reúnem as melhores condições para aplicação da tecnologia RoF. Em locais de difícil cobertura como em túneis ou zonas rurais, ou para reforço de cobertura em redes sem fio pré-instaladas, o RoF pode ser empregado devido ao tamanho reduzido das RRUs. Outra aplicação extremamente viável do RoF é para Sistemas de Antenas Distribuídas (*Distributed Antenna System* (DAS)), visto que, redes que compartilham recursos centralizados podem ter diversas antenas controladas por somente uma CO. Por fim, PONs também estão propícias a receber sinais de RF por meio de fibras ópticas, já que o RoF permite que sinais de vários serviços podem ser enviados na mesma fibra óptica e que as redes PON não necessitam de converter os sinais de RF antes de enviá-los ao usuário final (OLIVEIRA et al., 2014).

3 COMPOSIÇÃO DE UM SISTEMA ROF

Uma forma simplificada de descrever um sistema de RoF pode ser dada da seguinte forma: um sinal de RF é modulado sobre uma portadora óptica, transmitido em uma fibra óptica e recebido por um fotodetector. O objetivo dos sistemas RoF é simplificar as RBSs, visto que toda a geração e o processamento dos sinais transmitidos são centralizados em um CO. A partir disso, os sinais são enviados por uma fibra óptica, até uma RRU, que pode ser constituída simplesmente por um sistema de conversão óptico-elétrico ou eletro-óptico e uma antena para recepção e emissão dos sinais de RF.

Neste contexto, entender o funcionamento dos sistemas de RoF, assim como conhecer os componentes que o constituem, é muito importante. Sendo assim, nesse capítulo são apresentados os elementos ópticos que compõem um enlace de RoF, desde o transmissor até o receptor, além de apresentar os tipos de tecnologias existentes.

3.1 Fontes ópticas

Em um sistema RoF a portadora óptica pode ser gerada de duas formas: por um LED (*Light-emitting diode*) ou por um Laser (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*).

Os LEDs geralmente não são utilizados em sistemas de RoF, sendo sua aplicação principal em sistemas de curto alcance, pois apresentam larguras espectrais elevadas, baixa potência de emissão e baixo tempo de resposta à comutação (ALMEIDA, 2011). Devido a essas características, sua aplicação em sistemas RoF não é muito satisfatória.

Por sua vez, os lasers são fontes de emissão estimulada, o que faz com que a radiação emitida seja temporalmente e espacialmente coerente, reduzindo assim a largura espectral do feixe emitido. Essas características dos lasers garantem alta eficiência de acoplamento com a fibra e produção de elevada potência óptica em relação aos LEDs (SVELTO; HANNA, 1998).

Um laser semiconductor é constituído fundamentalmente por três partes: um meio ativo, uma cavidade ressonante e um mecanismo de bombeamento ou excitação (PETERMANN, 1991). A estrutura geral de um laser é apresentada na Figura 3.

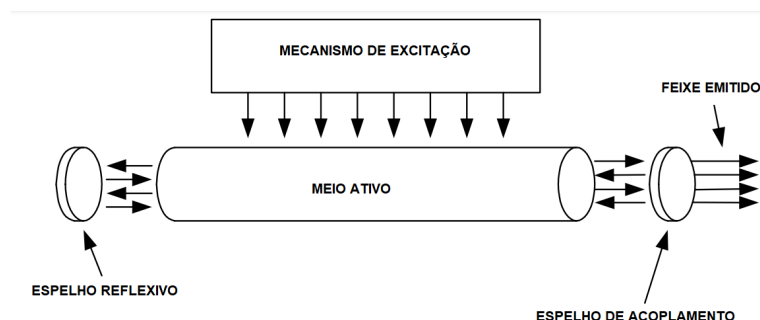


Figura 3 – Estrutura geral de um laser (PETERMANN, 1991) (Adaptado).

O material que constitui o meio ativo pode estar em estado sólido, líquido ou gasoso. O tipo de material que é empregado, juntamente com o tipo de excitação é o que define as características elementares do laser, tais como frequência de oscilação, largura espectral e potência (PETERMANN, 1991).

O mecanismo de bombeamento é responsável pela excitação das partículas do meio ativo para um nível maior de energia por meio de um processo de recombinação radiativa de elétrons, injetados através de corrente elétrica, que estimula a emissão de fótons (GOWAR, 1993). Esse processo de emissão estimulada é o que define o processo de amplificação óptica em que um laser é baseado. Esse fenômeno ocorre quando um fóton se propaga nas imediações de um elétron que já está excitado, fazendo com que ele libere sua energia e volte para um nível inferior de energia. Desta maneira, o elétron libera energia em forma de fóton, com a mesma frequência, fase e direção do fóton que o estimulou (SVELTO; HANNA, 1998). Os fótons emitidos são então confinados no meio ativo pela cavidade ressonante, com intuito de estimular novas emissões. A cavidade ressonante é formada por dois espelhos colocados nas extremidades do meio ativo. Esses espelhos devem estar alinhados de forma que o feixe possa ser refletido inúmeras vezes e com menor perda possível. Um dos espelhos é totalmente refletor e o outro deve ser parcialmente refletor, de forma que parte do feixe óptico seja transmitido para fora da cavidade (SVELTO; HANNA, 1998). Por fim, o feixe de saída pode ser comparado a uma onda senoidal, que se propaga com direção, intensidade e fase bem definidos.

As três características principais de um laser que pode influenciar nas transmissões ópticas são a largura espectral, o *chirp* e o ruído de intensidade relativa (*Relative Intensity Noise* (RIN)). A largura espectral, determina os comprimentos de onda que são emitidos pelo laser. O *chirp* se refere as variação indesejáveis no comprimento de onda de luz que é emitida, ocasionando no aumento da largura de banda do sinal emitido. Já o RIN resulta de oscilações na intensidade do feixe emitido, originado de emissões espontâneas de fótons (ALMEIDA, 2011).

Neste contexto, existem diferentes tipos de lasers que podem ser empregados em sistemas RoF, tais como, o laser Fabry-Perot (FP), laser de realimentação distribuída (*Distributed Feedback laser* (DFB)), laser de emissão vertical (*Vertical Cavity Surface Emitting Laser* (VCSEL)) e lasers sintonizáveis. Os lasers FP possuem uma cavidade com comprimento relativamente grande, que resulta na emissão de diferentes modos longitudinais, ou seja, largura espectral grande. Entretanto, os lasers FPs não apresentam alta eficiência em longas distâncias (RAMASWAMI et al., 2009). Já nos DFBs o retorno da luz é realizado de uma forma distribuída ao longo da cavidade, por meio de uma variação periódica na largura da cavidade, formando uma zona ondulada. Na zona ondulada, a onda sofrerá uma série de reflexões que contribuirão para a onda transmitida, produzindo vários comprimentos de onda. O período das variações é o que determina o comprimento de onda de maior amplitude e isso permite que o laser DFB apresente largura espectral

estreita, já que a luz oscila somente em um modo longitudinal (RAMASWAMI et al., 2009). Os VCSELS também apresentam largura espectral estreita, visto que somente um único modo pode ser propagado em sua cavidade de ressonância. Além disso, nos VCSELS a luz é emitida verticalmente. Essa característica, torna seu processo de fabricação mais complexo, no entanto, arranjos com múltiplos comprimentos de ondas podem ser empregados, uma vez que permite um encapsulamento simplificado (SVELTO; HANNA, 1998). Por último, os lasers sintonizáveis são utilizados em sistemas que possuem muitos comprimentos de ondas, o que permite reduzir estoques e sobressalentes. O comprimento de onda de operação pode ser sintonizado mecanicamente, através da corrente ou pela temperatura (RAMASWAMI et al., 2009).

3.2 Fibra óptica

A fibra óptica é o principal meio de transmissão em sistemas de comunicações ópticas e peça fundamental em uma ligação RoF. Baseado no fenômeno da reflexão interna total, feixes de luz podem se propagar ao longo de um trecho de fibra óptica com perdas reduzidas.

As fibras ópticas são constituídas por um núcleo dielétrico cilíndrico que é envolvido por uma casca também dielétrica, que apresenta índice de refração inferior ao do núcleo. Dessa maneira, ocorre o transporte da luz sem que ela se dissipe para o exterior. Além disso, um revestimento externo com função de proteger as duas camadas interiores pode ser empregado (GOWAR, 1993). A Figura 4 demonstra a constituição básica de uma fibra óptica.

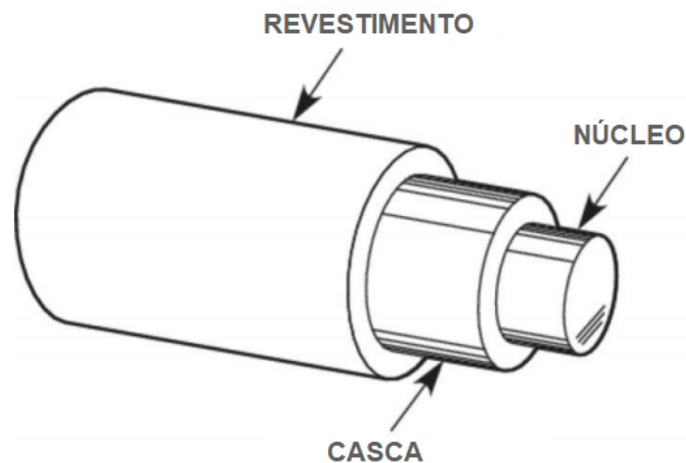


Figura 4 – Constituição de uma fibra óptica.

Nesse contexto, existem dois tipos de fibras ópticas de acordo com o número de modos que podem ser propagados, sendo cada modo uma das possíveis soluções da equação de onda: fibras monomodo (*Single-mode Fiber* (SMF)) e fibras multimodo (*Multimode fiber* (MMF)). As duas tipologias podem ser empregadas em sistemas RoF. Em SMFs, somente

o modo fundamental pode ser transmitido. Em fibras desse tipo, o diâmetro do seu núcleo varia de 8 a 10 μm . Esse diâmetro corresponde a uma condição de supressão dos modos de ordem superior nos comprimentos de onda mais comumente utilizados em comunicações ópticas, que variam de 1.3 μm a 1.6 μm (RAMASWAMI et al., 2009). Já nas MMFs, a ordem de grandeza do núcleo é de 50 a 85 μm , o que permite que dois ou mais modos possam ser propagados (RAMASWAMI et al., 2009).

O número de modos que podem ser suportados por uma fibra óptica é definida conforme o diâmetro do núcleo, e também pelo perfil do índice de refração do núcleo. Quanto maior o núcleo da fibra óptica, maior será o número de modos aptos a serem guiados, visto que o acoplamento de luz em seu interior será facilitado. Além disso, o perfil do índice de refração do núcleo pode ser de dois tipos: degrau ou gradual. Esses perfis correspondem a possíveis variações do material que compõe o núcleo. No caso das fibras de índice degrau, o índice de refração do núcleo é uniforme em todos os pontos. Por sua vez, em fibras com índice gradual o índice de refração do núcleo apresenta uma variação gradual na direção radial da fibra (SENIOR; JAMRO, 2009).

Os sistemas de comunicações ópticos são afetados por vários efeitos de propagação, lineares e não lineares, existentes nas fibras. Os efeitos lineares são aqueles que afetam comprimentos de ondas específicos e não dependem da intensidade do sinal óptico. Por sua vez, os efeitos não lineares dependem da potência do sinal óptico, gerando interferências e intermodulações em diferentes comprimentos de onda, o que limita a transmissão do sinal. Dessa maneira, esses sistemas estão sujeitos a perdas de potência e distorções do sinal óptico que é transmitido (KEISER, 2014).

3.2.1 Perdas e distorções de sinal óptico

Os efeitos lineares não dependem da intensidade do sinal óptico e afetam comprimentos de ondas específicos. Os dois principais efeitos lineares são a atenuação, relacionada com as perdas de potência luminosa durante a transmissão do sinal na fibra, e a dispersão, designada como distorção do sinal durante a propagação, ocasionada por alargamento do pulso transmitido.

A atenuação é uma limitação que reduz a potência do sinal a medida que ele é propagado. Apesar da atenuação nas fibras ópticas ser extremamente reduzida nas janelas de transmissão existentes, a mesma deve ser considerada, pois é um fator limitante das comunicações ópticas, especialmente em sistemas de longas distâncias (SENIOR; JAMRO, 2009). Conhecidamente, existem duas regiões no espectro em que a sílica apresenta baixa atenuação. A primeira é centrada no comprimento de onda de 1300 nm, com atenuação de 0,5 dB/km, enquanto que a segunda, centrada em 1550 nm, possui atenuação de 0,2 dB/km (IEZEKIEL, 2009). A potência óptica do sinal ao longo da fibra decai exponencialmente com a distância, conforme visto na Equação 3.1.

$$P_{out} = P_{in}e^{-\alpha L} \quad (3.1)$$

Onde P_{out} é a potência do sinal na saída da fibra, P_{in} é a potência aplicada na entrada da fibra, α é o coeficiente de atenuação da fibra e L é o comprimento da fibra.

A atenuação na fibra é resultado das perdas por absorção, espalhamento e curvatura. As perdas por absorção devem-se à presença de impurezas no material e à absorção intrínseca das moléculas do material que constituem o núcleo da fibra (KEISER, 2014).

As perdas por espalhamento de *Rayleigh* são oriundos de pequenas variações na densidade do material, decorridos do processo de fabricação. Existem pequenas flutuações da densidade do material que constituem o núcleo e que originam em flutuações do índice de refração da fibra. Esse é o principal tipo de atenuação nas janelas de transmissão de interesse (KEISER, 2014).

Por sua vez, as perdas por curvatura existem por causa de dobras realizadas na fibra óptica no momento da instalação, de modo que, quanto menor for o raio de curvatura maior serão as perdas por curvatura (KEISER, 2014).

Um meio dispersivo é caracterizado por um índice de refração dependente da frequência e coeficiente de absorção, de modo que ondas monocromáticas de diferentes frequências percorrem o meio com diferentes velocidades e sofrem diferentes atenuações. Uma vez que um pulso de luz compreende uma soma de muitas ondas monocromáticas, cada uma das quais é modificada de forma diferente, o pulso é atrasado e ampliado (disperso no tempo), de modo que geralmente a forma do pulso também é alterada. A velocidade da luz é dependente da frequência em um meio dispersivo, onde cada um dos componentes de frequência que compreende um pulso curto de luz está sujeito a um atraso de tempo diferente. Se a distância de propagação através de um meio for grande, como é frequente nos casos em que é utilizado uma fibra óptica, um pulso curto de luz na entrada será substancialmente difundido no meio, de modo que sua largura na saída aumentará (SALEH; TEICH, 2019). A velocidade no qual o conjunto de pulsos viaja, é chamada de Velocidade de Grupo (Group Velocity), sendo dada por:

$$\frac{1}{v} = \beta' = \frac{d\beta}{d\omega} \quad (3.2)$$

Onde $\beta = \omega n(\omega)/c_0$ é a frequência dependente da constante de propagação e a derivada, chamada de β' , é avaliada no comprimento de onda central da fibra. A velocidade de grupo é uma característica do meio dispersivo e geralmente varia com a frequência central. O atraso de tempo correspondente $\tau_d = z/v$ é chamado de atraso de grupo.

Como o índice de refração da maioria dos materiais é tipicamente medido e tabulado em função do comprimento de onda óptico (em vez da frequência), é conveniente expressar a velocidade de grupo v em termos de $n(\lambda)$ podendo ser expressa pelas equações (SALEH; TEICH, 2019):

$$v = \frac{c_0}{N} \quad (3.3)$$

$$v = n - \lambda_0 \frac{dn}{d\lambda_0} \quad (3.4)$$

Onde N é o índice de grupo.

Uma vez que a velocidade de grupo é dependente da frequência, diferentes componentes de frequência do pulso sofrem diferentes atrasos $\tau_d = \frac{z}{v}$. Como resultado, o pulso alarga no tempo. Esse fenômeno é conhecido como dispersão de velocidade de grupo (Group Velocity Dispersion (GVD)). Para estimar o alargamento do pulso associado a GVD basta notar que, o pulso ao viajar uma distância z , dois pulsos idênticos com frequências centrais v e $v+\Delta v$ sofrem um atraso de grupo diferente (SALEH; TEICH, 2019). O atraso resultante é chamado de coeficiente de dispersão, sendo dado por:

$$D_v = \frac{d}{dv} \left(\frac{1}{v} \right) = 2\pi\beta'' \quad (3.5)$$

O coeficiente de dispersão é uma medida do alargamento do tempo do pulso por unidade de distância por unidade de largura espectral (s/m-Hz). Esse alargamento temporal é ilustrado na Figura 5 abaixo.

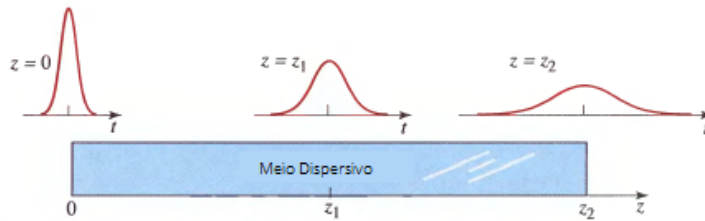


Figura 5 – Propagação de pulso em um meio dispersivo e seu alargamento temporal em virtude do coeficiente de dispersão (SALEH; TEICH, 2019)(Adaptado).

Apesar do sinal do coeficiente de dispersão não afetar a taxa de alargamento do pulso, ele afeta a fase do pulso óptico. Dessa maneira, o sinal pode desempenhar um papel importante na propagação do pulso através de um meio que consista de materiais em cascata com diferentes propriedades dispersivas. Se $D_v > 0$, o meio apresenta a chamada dispersão normal. Nesse caso, o tempo de viagem para componentes de alta frequência é maior do que o tempo de viagem para componentes de baixa frequência. Para pulsos óptico com comprimentos de onda menores, o pulso chega depois que as componentes com comprimento de ondas maiores. Se $D_v < 0$, o meio possui uma dispersão anômala. Nesse caso, os componentes do pulso com comprimentos de onda menores viajam mais rápido e chegam mais cedo. Maioria dos vidros apresentam dispersão normal na região espectral do visível (SALEH; TEICH, 2019). Esses comportamentos, são ilustrados na Figura 6.



Figura 6 – Propagação de pulso óptico em um meio dispersivo normal e anômalo (SALEH; TEICH, 2019)(Adaptado).

Nesse contexto, as SMFs apresentam dois tipos de dispersão: dispersão dos modos de polarização (*Polarization Mode Dispersion* (PMD)) ou dispersão cromática (*Chromatic Dispersion* (CD)) (SENIOR; JAMRO, 2009).

A PMD ocorre como resultado das imperfeições ou variações no processo de fabricação da fibra. Sabe-se que uma onda transversal eletromagnética (*Transverse Electromagnetic Modes* (TEM)) com polarização linear pode ser decomposta na soma de duas componentes com polarizações perpendiculares entre si, e ambas perpendiculares à direção de propagação (FERNANDO, 2014). Caso uma fibra óptica fosse perfeitamente circular, essas duas componentes apresentariam a mesma velocidade de propagação, mantendo, portanto, a polarização linear do modo. Entretanto, as fibras ópticas não são totalmente simétricas, e sua forma varia ao longo da fibra, o que causa alterações nos caminhos ópticos alinhados com os eixos perpendiculares das duas componentes do modo, efeito conhecido como birrefringência. Desta maneira, os dois modos se propagam em velocidades diferentes, o que dá origem ao alargamento do pulso (RAMASWAMI et al., 2009). Na Figura 7 é possível verificar o comportamento da PMD, onde o modo de polarização vertical apresenta maior velocidade de propagação do que o modo de polarização horizontal.

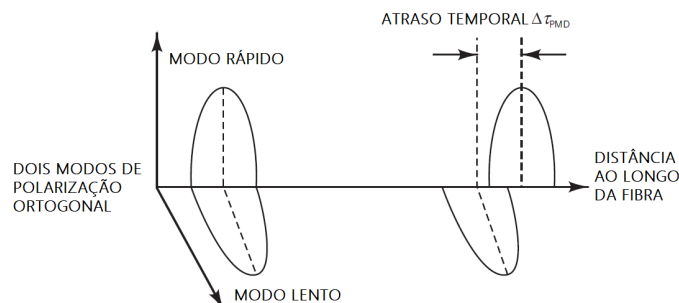


Figura 7 – Alargamento do pulso devido a PMD (KEISER, 2014) (Adaptado).

Na dispersão cromática, como o feixe óptico emitido pela fonte não é puramente monocromático, as componentes espectrais do sinal se propagam ao longo da fibra em velocidades diferentes, devido à dependência do próprio índice de refração do núcleo da

fibra com a frequência. Esse efeito provoca uma distorção do pulso óptico. Em geral, a dispersão cromática introduz uma distorção de fase no espectro do sinal que é transmitido, provocando um alargamento temporal dos pulsos, e como consequência causa uma interferência entre símbolos (*Inter Symbol Interference* (ISI)) e degradação do desempenho (THOMAS et al., 2015). O impacto da dispersão cromática pode ser quantificado conforme a Equação 3.6.

$$CD = -\frac{2\pi c}{\lambda_0^2} \beta_2 \quad (3.6)$$

Onde c é a velocidade da luz em m/s , λ_0 é o comprimento de onda do sinal (m), e β_2 é o coeficiente de dispersão de velocidade de grupo (*Group Velocity Dispersion* (GVD)), que corresponde à derivada segunda da constante de propagação da fibra β .

A CD tem sua origem em dois efeitos: a dispersão do material e a dispersão do guia de ondas. A dispersão do material acontece devido à dependência do índice de refração do material que constitui o núcleo, com o comprimento de onda de operação. Contudo, a dispersão do material tende a zero na região de comprimentos de ondas em torno de $1,3 \mu\text{m}$, resultando em uma baixa distorção (SENIOR; JAMRO, 2009). Por sua vez, a dispersão do guia de ondas é resultado da propagação da energia óptica do sinal pela casca além do núcleo da fibra. Essa distribuição de energia entre o núcleo e a casca é dependente da frequência de emissão da fonte óptica (AGRAWAL, 2012). A dispersão no guia de ondas depende dos parâmetros construtivos da fibra, visto que a casca apresenta índice de refração menor que o do núcleo, e desta maneira a velocidade de propagação é maior. Portanto, é possível controlar esse tipo de dispersão durante o processo de fabricação, o que possibilita a fabricação de fibras de dispersão deslocada (*Dispersion Shifted Fibers* (DSF)) (SENIOR; JAMRO, 2009). Nesse tipo de fibra, a curva de dispersão é nula na terceira janela de transmissão, onde a atenuação é reduzida (RAMASWAMI et al., 2009). Na Figura 8 é apresentado a contribuição de cada componente da dispersão cromática em função do comprimento de onda.

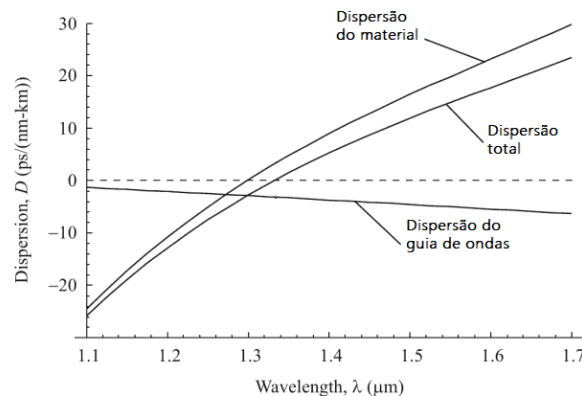


Figura 8 – CD vs. comprimento de onda (RAMASWAMI et al., 2009).

No contexto das MMFs, há atraso de propagação entre os vários modos que se propagam dentro da fibra, sendo cada modo associado a um valor diferente da constante de propagação. Esse efeito é chamado de dispersão intermodal (*Intermodal Dispersion* (IMD)). Como resultado da IMD, há um alargamento dos pulsos na recepção óptica, que leva a uma sobreposição dos símbolos vizinhos. Quanto maior a distância percorrida, maior a sobreposição, que leva a uma limitação da distância máxima, sendo esse, a principal limitador das MMFs (RAMASWAMI et al., 2009). Nas MMFs de índice gradual, a IMD é reduzida, já que devido ao perfil do índice, os modos que se propagam em caminhos mais curtos são mais lentos, e os que percorrem os maiores caminhos são mais rápidos, diminuindo assim a diferença temporal entre os modos, reduzindo assim o alargamento dos impulsos (SENIOR; JAMRO, 2009).

3.2.2 Não-linearidades em fibras ópticas

Um meio dielétrico é caracterizado por sua relação de linearidade entre a densidade de polarização (P) e o campo elétrico (ε), onde $P = \epsilon_0 \chi \varepsilon$, ϵ_0 é a permissividade do espaço livre e χ a susceptibilidade do meio. Por sua vez, um meio dielétrico não linear, possui uma relação de não linearidade entre a densidade de polarização e o campo elétrico. A Figura 9 ilustra esse comportamento.

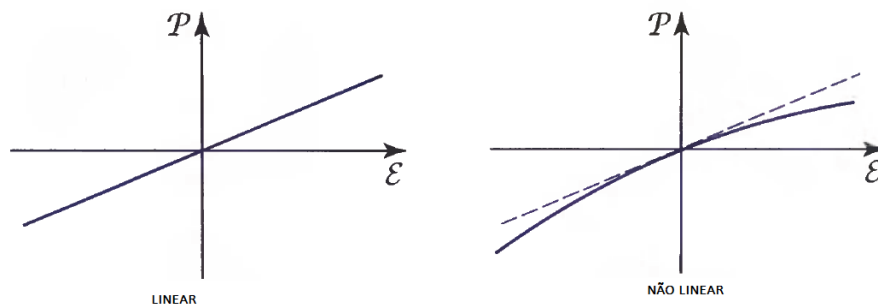


Figura 9 – Relação P e ε para um meio dielétrico linear e não linear (SALEH; TEICH, 2019)(Adaptado).

A relação entre P e ε é linear quando ε é pequeno, contudo, se ε possui valores que se comparam com o campo elétrico interatômico (faixa de 10^5 a 10^8 V/m) haverá uma relação não linear. Considerando que campos elétricos aplicados externamente são geralmente pequenos quando comparados com características interatômicas ou campos cristalinos, a não linearidade ainda será fraca, mesmo quando aplicado a luz focada de um laser. Nesse contexto, a relação entre P e ε é aproximadamente pequena para um ε pequeno, desviando somente um pouco quando ε aumenta (SALEH; TEICH, 2019). Baseado nisso, a função que relaciona P e ε pode ser expandida em séries de Taylor quando $\varepsilon = 0$:

$$P = a_1\varepsilon + \frac{1}{2}a_2\varepsilon^2 + \frac{1}{6}a_3\varepsilon^3 + \dots, \quad (3.7)$$

Os coeficientes a_1 , a_2 e a_3 são as derivadas primeiro, segunda e terceira de P quando $\varepsilon=0$. Esses coeficientes são características constantes do meio. O primeiro termo, que é linear, domina o ε pequeno. O segundo termo representa uma não linearidade de segunda ordem, enquanto que o terceiro termo, representa uma não linearidade de terceira ordem e assim por diante (SALEH; TEICH, 2019).

Conforme visto anteriormente, os efeitos não lineares são aqueles que dependem da potência de emissão do sinal óptico, gerando interferências e intermodulações em diferentes comprimentos de onda. Os fenômenos não lineares da fibra que afetam o desempenho do sistema são: auto modulação de fase (*Self-phase Modulation* (SPM)), modulação de fase cruzada (*Cross-phase Modulation* (XPM)), mistura de quadro ondas (*Four Wave Mixing* (FWM)) e espalhamentos estimulados de *Raman* e de *Brillouin*. Ao implementar um sistema RoF, todos esses efeitos devem ser considerados, e portanto, entender as limitações impostas por cada um se torna extremamente relevante.

Na SPM, a variação de potência óptica do sinal provoca uma variação no índice de refração, que induz um desvio de fase do sinal, proporcional à intensidade do pulso. Quando ocorre esse desvio de fase, ocorre o surgimento de um *chirp* que acentua os efeitos do alargamento ou compressão dos pulsos em combinação com a CD. Contudo, se a dispersão for reduzida, os efeitos da SPM também são mínimos (RAMASWAMI et al., 2009).

Na XPM ocorre o mesmo efeito da SPM, contudo, agora não se trata de somente um sinal sendo propagado pela fibra, e sim de vários sinais. Na XPM também ocorre a modificação do índice de refração em função da potência óptica do sinal, contudo, a mudança de fase e o *chirp* induzido em cada sinal não dependem exclusivamente da sua própria potência, mas também da potência dos outros sinais (THOMAS et al., 2015). Este tipo de não-linearidade é uma das limitantes dos sistemas WDM, entretanto, a mesma pode ser reduzida através do aumento de espaçamento entre os canais (RAMASWAMI et al., 2009).

Por sua vez, o FWM é resultado da baixa linearidade da fibra para potências ópticas elevadas. Além disso, é uma não-linearidade típica de sistemas WDM, pois a existência de vários sinais pode dar origem a outros sinais indesejados, o que afeta bastante os sistemas WDM (RAMASWAMI et al., 2009). Dessa forma, quando se transmite sinais nas frequências f_i , f_j e f_k , são originados sinais indesejados nas frequências f_{ijk} , da seguinte forma:

$$f_{ijk} = f_i \pm f_j \pm f_k \quad (3.8)$$

Os efeitos do FWM são altamente dependentes do espaçamento entre os canais e da

CD. Com a diminuição do espaçamento entre os canais ou da CD os efeitos da FWM são acentuados, se tornando bastante problemático em sistemas WDM de alta densidade (*Dense Wavelength Division Multiplexing* (DWDM)), visto que nesses sistemas o espaçamento entre canais é reduzido (RAMASWAMI et al., 2009).

Por último, os espalhamentos *Raman* e de *Brillouin* são efeitos não-lineares que provocam maiores limitações na presença de altas potências ópticas. O efeito do espalhamento ocorre quando a energia de uma onda de luz é transferida para outra, de menor frequência ou menor energia. O espalhamento de *Raman* consiste na absorção de energia em um determinado comprimento de onda, com conseqüente geração de energia em outro comprimento de onda, devido à interação da radiação óptica com os quantos de vibração molecular do material (fónons) (RAMASWAMI et al., 2009). Por sua vez, o espalhamento de *Brillouin*, surge na presença de altas potências, que causam variações localizadas na densidade do material, originando vibrações acústicas na sílica, que provocam o surgimento de uma zona de difração que ocasiona na reflexão de parte da potência óptica que é transmitida (RAMASWAMI et al., 2009).

3.3 Moduladores

Em um sistema de RoF, é necessário modular uma portadora óptica com o sinal de RF que se pretende transmitir. Ao aplicar um sinal de RF na entrada elétrica de um modulador, o índice de refração do guia de onda do modulador é alterado. Com isso, o sinal óptico na saída do modulador aparece modulado com o sinal RF de entrada (QIAN, 2007).

Além disso, os moduladores ópticos têm capacidade de transmitir sinais de RF de alta frequência (várias dezenas de GHz), isso é possível devido à alta largura de banda que esses dispositivos possuem (QIAN, 2007).

A modulação pode também ser realizada diretamente sobre o laser, alterando a corrente de polarização do dispositivo, entretanto, para sinais elétricos de alta amplitude, a modulação direta pode gerar instabilidades na cavidade ressonante. Além disso, a resposta em frequência do laser é limitada a alguns GHz, sendo necessário o uso de moduladores externos para transmissão de sinais com maior banda. A utilização de moduladores eletro-ópticos externos provoca um aumento dos custos, da dimensão dos circuitos e do consumo energético (QIAN, 2007). Ademais, o sinal óptico pode ser modulado em intensidade (*Intensity Modulation* (IM)) ou fase (*Phase Modulation* (PM)). Sendo assim, são apresentados a seguir as técnicas de modulação mais utilizadas em sistemas RoF.

3.3.1 Modulação direta

No caso da modulação direta, o sinal analógico é aplicado na fonte óptica na forma de corrente alternada, variando a corrente de bombeio em torno de um valor de polarização,

gerando uma portadora óptica cuja intensidade luminosa varia em conformidade com o sinal modulante que será transmitido (COX, 2004).

Na modulação direta, a frequência da portadora óptica varia em função da corrente aplicada, o que resulta em um alargamento do espectro, causando um *chirp* no sinal óptico. Esse *chirp* pode ser reduzido, ao aumentar a potência de emissão da fonte óptica, contudo, o desempenho do sistema é comprometido. Apesar disso, a modulação direta tem algumas vantagens, tais como, custo reduzido e fácil implementação. Em sistemas de RoF sua aplicação é adequada quando os sinais de RF são de poucos GHz (FERNANDO, 2014).

3.3.2 Modulação externa

Na modulação externa, uma fonte óptica é ajustada para operar em condições de onda contínua (*Continuous Wave* (CW)), sendo essa aplicada na entrada óptica do modulador de intensidade, que conduz o processo de modulação da portadora conforme o sinal modulante aplicado. Esse tipo de modulação é utilizado geralmente em sistemas que operam em frequências superiores a 10 GHz, em função das limitações de largura de banda impostas pelas fontes ópticas. Entretanto, nada impede que o método da modulação externa seja aplicado em frequências menores que 10 GHz, visto que, ganhos maiores de potência seriam obtidos. Contudo, por ser um método com custo elevado, alta complexidade e ineficiente durante conversão eletro-óptica, esses fatores devem ser considerados (ROMERO, 2018). Os moduladores externos podem ser utilizados na transmissão de sinais digitais e analógicos, e permitem também modular o sinal óptico tanto em amplitude quanto em fase. São dois os tipos de moduladores externos mais utilizados em sistemas ópticos de comunicação: o modulador *Mach-Zehnder* (MZM) e o modulador de eletro absorção (*Eletro Absorption Modulator* (EAM)) (QIAN, 2007).

O MZM é um modulador de intensidade, que apresenta largura de banda de modulação superior a 110 GHz e capacidade de operação em altas frequências (FERNANDO, 2014). Um MZM é constituído por dois guias de onda, em que o índice de refração varia de acordo com o campo elétrico aplicado, conforme ilustrado na Figura 10. A operação do MZM consiste na variação do índice de refração do material, tipicamente Niobato de Lítio (LiNbO_3), com o campo elétrico presente no mesmo. Essa variação induz um deslocamento na fase do sinal óptico que se propaga no guia de onda, sendo esse deslocamento proporcional à tensão aplicada. No final, esses dois guias de onda são combinados, e dependendo da relação de fase entre os dois braços do modulador os sinais pode ser construtivamente ou destrutivamente associados, produzindo uma mudança na intensidade do sinal óptico (LI; YU, 2003a). O MZM é o modulador mais popular em sistemas de RoF, contudo apresenta custo elevado (FERNANDO, 2014).

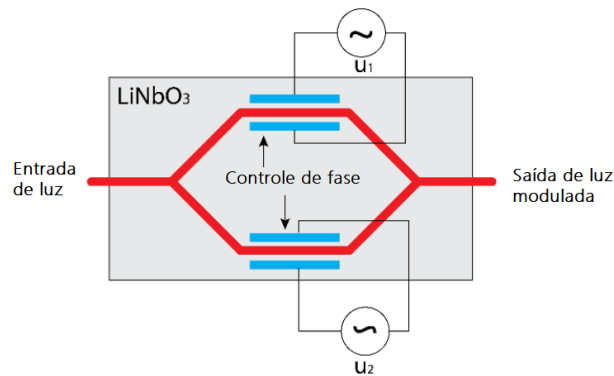


Figura 10 – Modulador Mach-Zehnder (HUSZANÍK et al., 2018).

A principal característica do EAM que o coloca como postulante as aplicações de RoF é sua capacidade de integração junto com o laser, devido à sua fabricação ser a base de materiais semicondutores III-V, tais como o InGaAs, que são os mesmos materiais em que os lasers de semicondutor são baseados. O EAM também é um modulador de intensidade, que modula o sinal a partir de uma mudança no coeficiente de absorção óptica nos materiais em função de um campo elétrico externo. Dessa maneira, quando o campo elétrico aumenta, a potência óptica vai sendo atenuada progressivamente, ocasionando em uma modulação óptica (FERNANDO, 2014).

Além da capacidade de integração com lasers, os EAM são até 200 vezes menores que um MZM, apresentando a mesma largura de banda e eficiência. Ademais, necessitam de menor tensão de condução para altas frequências e são menos sensíveis à polarização do que os MZMs. Contudo, a desvantagem desses moduladores é a sua baixa potência de saturação junto com requisitos de controle de temperatura (QIAN, 2007).

3.4 Receptores Ópticos

Os dispositivos de fotodeteção em sistemas de comunicações ópticas têm a função de capturar um feixe óptico modulado e converter sua energia óptica em energia elétrica através do efeito fotoelétrico (GOWAR, 1993). Esses dispositivos são constituídos por um material semicondutor, e são denominados fotodiodos. Um fotodiodo consiste de uma junção p-n que recebe os fótons do sinal óptico com uma certa energia. Esses fótons incidentes no material semicondutor são absorvidos por elétrons que estão na banda de valência, ficando com mais energia e passando para a banda de condução, deixando uma lacuna vazia na banda de valência. Esses pares de elétrons-lacunas geram uma corrente elétrica quando excitados por uma fonte de tensão externa ao semicondutor. Essa corrente é designada como fotocorrente (RAMASWAMI et al., 2009).

Um fotodiodo é caracterizado por sua eficiência quântica e por sua responsividade. A eficiência quântica μ_q está relacionada com a proporção de fótons que são absorvidos para o número de elétrons que são emitidos (FERNANDO, 2014). A responsividade R é dada como a relação da corrente produzida no fotodiodo com a potência óptica incidente.

Em comprimento de ondas de operação de 1550 nm os valores práticos de responsividade estão entre 1 A/W e 1.2 A/W (RAMASWAMI et al., 2009).

Além disso, existem dois tipos principais de fotodiodos: fotodiodos PIN (*Positive-Intrinsic-Negative*) e fotodiodos avalanche (*Avalanche Photodiode* (APD)). Os fotodiodos PIN apresentam um semicondutor intrínseco (I) entre os semicondutores do tipo P e N, aumentando a região de depleção. Essa região intrínseca é muito mais larga do que as regiões do tipo P e N, o que garante que grande parte da luz seja absorvida por essa região, aumentando a eficiência e a responsividade, e reduzindo ao mesmo tempo efeitos transitórios na junção. Esse tipo de fotodiodo apresenta largura de banda elevada e alta linearidade, e por esse motivo é bastante utilizado em sistemas RoF (GOWAR, 1993; RAMASWAMI et al., 2009). Contudo, a banda larga e o fator de linearidade do fotodiodo PIN podem ser afetados pela saturação e portanto, podem ocasionar em alguns problemas durante o processo de fabricação. A largura de banda de um fotodiodo PIN depende do tempo de transição na região de depleção e ao reduzir esse região, o tempo de transição é reduzido e como consequência há um aumento da largura de banda. Entretanto, ao reduzir a região de depleção a eficiência e a responsividade também são reduzidos. Além disso, o excesso de luz incidente sobre o fotodiodo pode saturá-lo, ocasionando em distorções não-lineares no sinal de saída. Para que esses problemas sejam evitados, é necessário que se tenha uma relação de compromisso entre a largura de banda e a eficiência e também entre a potência da luz recebida pelo fotodiodo e sua linearidade (QIAN, 2007). Devido às características de baixo custo, robustez e desempenho razoável em relação a ruído, os fotodiodos PIN são os mais utilizados em sistemas de rádio sobre fibra (FERNANDO, 2014).

Por sua vez, em fotodiodos APD a incidência de um fóton resulta na geração de vários elétrons. Isso se deve à presença na junção de uma região de campo elétrico elevado, chamada região de multiplicação, que permite que um elétron gerado por absorção adquira energia cinética suficiente para libertar outros elétrons na banda de valência, provocando um efeito avalanche. O número médio de elétrons libertados pela incidência de somente um fóton é denominado ganho multiplicativo (ALMEIDA, 2011). Esse ganho é responsável pelo aumento da responsividade e da eficiência do receptor óptico. Assim como, os fotodiodos PINs, a largura de banda dos APDs se reduz com o tempo de transição, contudo, no caso dos APDs o tempo de transição é dado a partir do primeiro elétron liberado até o último, e dessa forma, o tempo de transição dos APDs é muito maior em relação aos fotodiodos PINs (RAMASWAMI et al., 2009).

Por fim, são duas as formas de fotodetecção empregada em sistemas RoF: detecção direta e detecção coerente. Na detecção direta, a corrente elétrica produzida a partir do processo de conversão óptico-elétrico é proporcional à intensidade do sinal óptico transmitido. Por sua vez, na detecção coerente, o sinal óptico recebido é misturado com um outro sinal que atua como um oscilador local. A detecção coerente apresenta alta

complexidade e dispositivos de custo elevado, entretanto, melhora consideravelmente o desempenho do sistema em termos de sensibilidade do receptor, e permite recuperar a fase do sinal, podendo-se utilizar formatos de modulação mais complexos e com maior eficiência espectral (THOMAS et al., 2015).

3.5 Sinais de redes sem fio no 5G

A tecnologia do 5G promete ofertar maiores taxas de transferência, latência abaixo dos milissegundos, maiores larguras de banda, menor consumo energético e custo, além de melhorar a eficiência espectral dos sistemas (VIHRIALA et al., 2015).

Nesse contexto, a definição de uma forma de onda é extremamente importante no projeto de redes 5G e também dos sistemas RoF. A técnica de multiplexação por divisão de frequência (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM)) surge como uma alternativa para solucionar esse indefinição (VIHRIALA et al., 2015). O OFDM apresenta alto desempenho em canais altamente dispersivos, alta robustez e baixa complexidade (INTINI, 2000). No intuito de verificar o comportamento do OFDM num contexto de rádio sobre fibra em sistemas MIMO para redes 5G, serão apresentados a seguir os conceitos teóricos a respeito do OFDM e da modulação ASK. Além disso, essas técnicas de modulação serão simuladas computacionalmente e comparadas, de modo a validar suas aplicações em técnicas de TTD óptico.

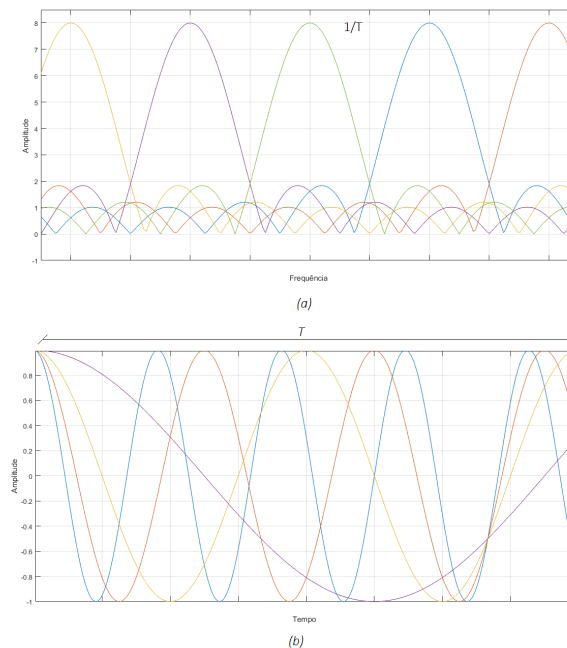
3.5.1 Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (OFDM)

O OFDM é um método de modulação digital em que o sinal é dividido em vários canais de banda estreita em diferentes frequências. Isso só é possível, porque o OFDM divide o fluxo de dados de alta taxa em fluxos com taxas reduzidas, que são então transmitidos simultaneamente em várias subportadoras. As frequências dessas subportadoras são escolhidas de forma que os sinais sejam matematicamente ortogonais entre si ao longo de um período de símbolo, e desta maneira, a interferência entre canais é eliminada (INTINI, 2000).

Conforme descrito acima, o OFDM transmite uma taxa baixa de fluxos de dados em paralelo. Esses subtransportadores são modulados utilizando PSK (*Phase Shift Keying*) ou QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Ao reduzir a taxa de transmissão, ocorre um aumento na duração dos símbolos que são transmitidos em cada subportadora. Como resultado, há uma diminuição da sensibilidade à seletividade em frequência, causada por multipercurso. O OFDM é semelhante ao FDM (*Frequency Division Modulation*), contudo, no OFDM as suportadoras são ortogonais entre si, devido ao espaçamento de frequência utilizado. Apesar de haver uma sobreposição entre as subportadoras moduladas, as informações conduzidas por elas podem ser isoladas por meio de um filtro casado adequado. A saída do filtro corresponderá á projeção do sinal OFDM recebido por meio

da subportadora que foi associada a ele. Entretanto, para que haja a ortogonalidade é necessário que as subportadoras estejam centradas nas respectivas frequências dos subcanais OFDM.

Essa ortogonalidade pode ser verificada tanto no domínio da frequência quanto no do tempo. Considerado um pulso gerado na modulação QAM, com cruzamento de zeros em pontos múltiplos de $1/T$, sendo T a duração de um símbolo QAM, um sinal OFDM no domínio da frequência e tempo são apresentados na Figura 11. Sob a perspectiva do domínio da frequência, cada subportadora tem seu valor máximo no seu próprio centro de frequência e todos os outros espectros das subportadoras são zero. Na Figura 11 (a), tem-se as subportadoras de um sinal OFDM, no qual a frequência está normalizada em relação ao valor $1/T$. Sob a perspectiva do tempo, cada subportadora deve ter um número inteiro de ciclos durante cada intervalo de símbolos OFDM, ou seja, o número de ciclos entre subportadoras adjacentes é exatamente 1 (INTINI, 2000), uma vez que estas estão separadas em frequência por um valor múltiplo de $1/T$. A Figura 11 (b), é apresentado as subportadoras de um sinal OFDM sob a perspectiva do domínio do tempo.



**Figura 11 – (a) Subportadoras de um sinal OFDM, com frequência normalizada em relação ao valor $1/T$;
(b) Subportadoras no domínio do tempo para um sinal OFDM.**

Uma vez que as redes sem fio normalmente estão sujeitas ao desvanecimento dos sinais e ao atraso multipercursos, deve-se procurar novas formas de reduzir esses problemas. Desta maneira, o OFDM é visto como uma ótima alternativa de técnica de modulação para as futuras redes de comunicações móveis, porque apresenta maior robustez contra o desvanecimento seletivo de frequência e é altamente eficiente em lidar com a propagação de atrasos multipercursos. Um dos pontos fortes desse formato de modulação é sua alta

adaptabilidade aos mais diversos tipos de aplicações (CHAHINE et al., 2008). Além disso, outras vantagens do OFDM são:

- Utilização eficiente do espectro ao permitir a sobreposição;
- Eliminação da ISI por meio da utilização do prefixo cíclico;
- Permite a recuperação de símbolos perdidos devido à seletividade de frequência do canal;
- Simplicidade na equalização dos canais, em relação a implementação de técnicas adaptativas com portadoras únicas;
- É computacionalmente eficiente, visto que utiliza da *Fast Fourier Transform* (FFT) para implementar funções de modulação e demodulação;
- É menos sensível às compensações de tempo de amostragem do que os sistemas com uma portadora;
- Apresenta proteção contra interferência de canais e ruído parasitário impulsivo.

Por outro lado, o OFDM também apresenta algumas desvantagens. A principal desvantagem dessa técnica de modulação é a complexidade. Além disso, o OFDM é extremamente sensível ao erro de sincronização de frequência e tempo (CHAHINE et al., 2008). Outras desvantagens desse formato de modulação são:

- Elevada taxa de potência de pico e média (*Peak to Average Power Ratio* (PAPR)) exigindo circuitos transmissores lineares, que sofrem de baixa eficiência de energia;
- Um sinal OFDM apresenta amplitude de ruído com uma amplitude dinâmica muito grande, necessitando de amplificadores de potência de RF com elevada relação entre o pico e a potência média;
- Possui maior sensibilidade ao desvio da frequência portadora e à deriva em relação aos sistemas de somente uma portadora.

Nesse contexto, quando múltiplos símbolos OFDM são transmitidos em um meio dispersivo, os símbolos e as subportadoras estão sujeitas à atrasos que resultam em ISI ou interferência entre portadoras (*Inter Carrier Interference* (ICI)). Além disso, a presença de lóbulos laterais do espectro do sinal OFDM provoca vazamento de potência em bandas adjacentes. Para reduzir o efeito desses fenômenos, uma extensão temporal denominada prefixo cíclico (*Cyclic Prefix* (CP)) é adicionada no sinal OFDM. O CP consiste na adição de período de guarda entre os símbolos do OFDM. O período de guarda, possui uma duração T_{CP} e copia os últimos N_{CP} valores da sequência de dados de volta para o início

da sequência. Desta maneira, somente o CP sofre dos efeitos da dispersão, mantendo o símbolo OFDM original sem alterações (CHAHINE et al., 2008; DHIVAGAR et al., 2007).

Ao incluir o CP durante a transmissão do sinal, ocorre perda de ortogonalidade, contudo, na recepção, durante o processo de demodulação, o CP é eliminado, o que reduz o efeito dessa perda de ortogonalidade. O CP também piora a eficiência espectral do sinal OFDM, visto que provoca aumento da largura de banda necessária para manter a taxa de transmissão de informação constante. Entretanto, o OFDM pode ser equalizado de maneira simples após a transmissão e é de fácil implementação em sistemas MIMO (DHIVAGAR et al., 2007).

3.5.2 Modulação por Chaveamento de Amplitude (ASK)

A modulação por chaveamento de amplitude (*Amplitude-Shift Keying*) é uma forma de modulação que representa dados digitais como uma variação de amplitude de uma onda portadora. A amplitude de uma portadora de sinal analógico varia de acordo com o fluxo de bits (modulação do sinal), mantendo constante a frequência e a fase do sinal. O sinal modulante assume dois níveis lógicos (0 ou 1) conforme o nível do sinal discreto da fonte de alimentação. Esse esquema de modulação digital é utilizado principalmente na transmissão de dados digitais sobre fibra óptica, comunicações militares ponto a ponto, etc. A principal vantagem da modulação ASK está na facilidade de modulação e demodulação do sinal, entretanto, apresenta largura de faixa pequena e baixa imunidade a ruídos e dessa maneira, devem ser utilizadas em situações que exista pouco ruído durante a recepção do sinal ou quando é requerido sistemas de baixo custo (TARNICERIU; IORDACHE; SPIRIDON, 2007).

A Figura 12 ilustra o comportamento de um sinal que utiliza a técnica de modulação ASK.

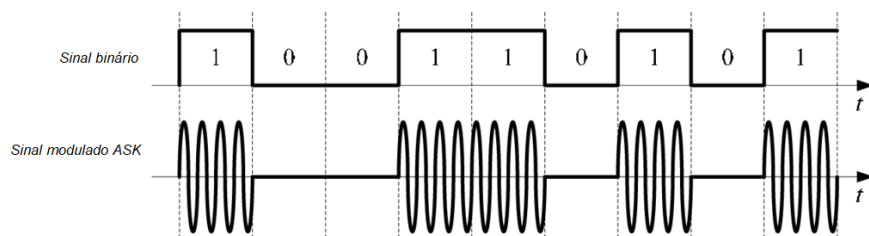


Figura 12 – Modulação por Chaveamento de Amplitude (ASK)

3.6 Tecnologias de RoF

As tecnologias de rádio sobre fibra podem ser de três tipos: analógicas, digitais ou auxiliados por dispositivos de processamento de sinais digitais (*Digital Signal Processing* (DSP)). A seguir, aborda-se alguns detalhes a respeito de cada uma dessas tecnologias.

3.6.1 *RoF analógico*

Em sistemas de rádio sobre fibra analógico (*Analogic Radio over Fiber* (ARoF)), podem ser transmitidos sinais de RF, de frequências intermediárias ou sinais de banda base (*Baseband* (BB)) (YANG, 2011). Além disso, a principal vantagem do ARoF é a possibilidade de simplificar a RRH, visto que o número de componentes utilizados é reduzido e como consequência, os custos de implementação de um RRH também é menor.

Nesse contexto, verifica-se que há uma relação de compromisso entre a complexidade da RRH e o sinal empregado, visto que, em sinais de RF são necessários somente dispositivos de conversão eletro-óptica e amplificadores. Por sua vez, sinais de frequência intermediária e BB requerem dispositivos de conversão mais complexos e também de uma etapa de *up/down conversion* na RRH. Essa etapa consiste na conversão de um sinal analógico entre uma frequência mais baixa e uma mais elevada. O processo de conversão para frequências mais elevadas, é denominado conversão ascendente, e o contrário recebe o nome de conversão descendente (YANG, 2011).

A transmissão de sinais analógicos em uma fibra óptica, necessita do emprego de dispositivos de alto desempenho, visto que estão sujeitos a algumas limitações, tais como CD e não linearidades. As principais fontes de degradação são o ruído no fotodetector e distorções de intermodulações. Essas distorções estão diretamente relacionadas às não-linearidades oriundas da modulação analógica. O MZM é um sistema não linear, que mistura os sinais quando eles são aplicados com frequências diferentes, ocasionando no surgimento de produtos de intermodulações (YANG, 2011). Produtos de intermodulações de terceira ordem são a principal fonte de distorção que afeta os sistemas analógicos.

As tecnologias ARoFs geralmente são utilizadas em sistemas de curto alcance, visto que, nesses cenários apresentam desempenho superior quando comparadas com outras tecnologias.

3.6.2 *RoF digital*

A tecnologia rádio sobre fibra digital (*Digital Radio over Fiber* (DRoF)), consiste na digitalização de um sinal de RF antes do processo de modulação óptica. Além disso, em enlaces DRoF distorções que ocorrem em sistemas ARoF são mitigadas, visto que, as não-linearidades também são reduzidas (YANG, 2011). Outra vantagem da DRoF é a possibilidade de integrar tecnologias digitais sem fio junto com as redes fixas existentes (OLIVEIRA et al., 2014).

Contudo, sistemas DRoF também estão sujeitos a limitações, principalmente devido à utilização de dispositivos de conversão analógico-digital e digital-analógico. Esses dispositivos inserem ruídos de quantização e outras distorções que degradam a SNR e tornam as RRHs mais complexas. Além disso, se comparados aos sistemas ARoF, os sistemas

DRoF apresentam baixa eficiência espectral, visto que, a quantidade de informação que é transmitida é dimensionada de acordo com a resolução dos dispositivos de conversão analógico-digital e digital-analógico. O uso desses conversores implica em uma alta taxa de amostragem de acordo com a frequência da portadora de rádio frequência, o que aumenta a complexidade e o custo dos componentes. Para reduzir a taxa de amostragem, deve-se utilizar o processo de conversão descendente, diminuindo a frequência intermediária e somente depois realizar a digitalização (GAMAGE, 2008). O processo de digitalização consiste na amostragem do sinal analógico durante dado período temporal e em seguida codifica a amostra contendo N bits, elevando assim, a quantidade de informação que é transmitida no canal óptico. Por esse motivo, a taxa de bits que é transmitida em um sistema DRoF é elevada, visto que a taxa de bits depende da taxa de amostragem e da resolução dos dispositivos de conversão.

Em sistemas DRoF o sinal não sofre distorções devido a intermodulações. Contudo, a presença dos conversores analógicos-digitais e digitais-analógicos ocasiona o surgimento de ruídos. As principais fontes de degradação dos sinais transmitidos em DRoF são devidos a:

- Processo de amostragem passa-banda: resultado da inserção de um filtro passa-baixa antes do processo de conversão analógico-digital. Esse filtro tem a função de reduzir o ruído fora da banda do sinal que será digitalizado, mitigando o efeito do *aliasing* ocasionado no processo de amostragem. Desta maneira, ocorre a redução de distorções inseridas devido a componentes ruidosas fora da banda do sinal, contudo, esse mesmo filtro insere um ruído no sinal de natureza térmica (YANG, 2011).
- Ruídos *jitter*: Esse tipo de ruído é resultado de variações aleatórias que ocorrem durante o processo de amostragem. Um erro que ocorre na periodicidade da amostragem resulta em um erro no valor amostrado, levando a uma distorção. Portanto, o ruído *jitter* provoca erros no sinal amostrado, ocasionando uma ISI (GAMAGE, 2008).
- Ruídos de quantização: são devidos a perdas de informação. Essas perdas ocorrem em decorrência de certas partes do sinal contínuo que é amostrado, mesmo possuindo nível de tensão diferente, serem representadas por um mesmo valor digital. Esse tipo de ruído, depende majoritariamente da resolução do conversor analógico-digital (GAMAGE, 2008).
- Ruído térmico: Acontece devido à conversão digital-analógica do sinal. O ruído surge a partir do funcionamento do circuito de conversão, que mantém o último valor recebido até a chegada de uma nova amostra (YANG, 2011).

3.6.3 RoF auxiliado por DSP

Na tecnologia de RoF auxiliado por DSP, uma etapa adicional composta por conversores analógicos-digitais e digitais-analógicos é inserida em um esquema de ARoF, além de um DSP ser instalado na RRH. A principal diferença dessa tecnologia em relação à DRoF, é o fato da transmissão ser realizada de forma analógica, e dessa maneira, as mesmas desvantagens do sistemas ARoF estão presentes. Além disso, sistemas de RoF auxiliados por DSP são complexos e apresentam alto consumo de potência, devido aos processos de conversão juntamente com o DSP (ROMERO, 2018).

Apesar de apresentar algumas desvantagens, o principal motivo de utilizar essa tecnologia está na possibilidade de se obter esquemas espectralmente eficientes, visto que, ao utilizar um DSP os sinais que estão no domínio da frequência são agregados para formar somente um sinal de baixa largura de banda (ROMERO, 2018).

4 GERAÇÃO DE PENTES DE FREQUÊNCIAS ÓPTICAS

A partir de 2005, houve grande avanço na investigação de novas técnicas para geração de pentes de frequências ópticas (OFCs), visto que John Hall e Theodor Hänsch receberam conjuntamente o Prêmio Nobel de Física pelo seu trabalho pioneiro com OFCs aplicados na espectroscopia. Desde então, os OFCs apresentaram grande versatilidade, sendo empregados em diversas aplicações, tais como na geração de sinais em ondas milimétricas e em terahertz (SHAO et al., 2015), fotônica de micro-ondas (JEREZ et al., 2016), espectroscopia (NOGUEIRA et al., 2007), metrologia de alta precisão de frequência (UDEM et al., 2002), etc.

Um OFC consiste de um espectro constituído por uma série de componentes de frequências discretos, igualmente espaçados no domínio da frequência gerados a partir de uma única fonte de frequência. Enquanto que, no domínio do tempo, sua definição pode ser dada como uma sequência de pulsos eletromagnéticos com envoltórias idênticas e com relação de fase bem definida, separadas por um intervalo de tempo constante (LI et al., 2017). Na Figura 13 é ilustrado o espectro de um OFC tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência.

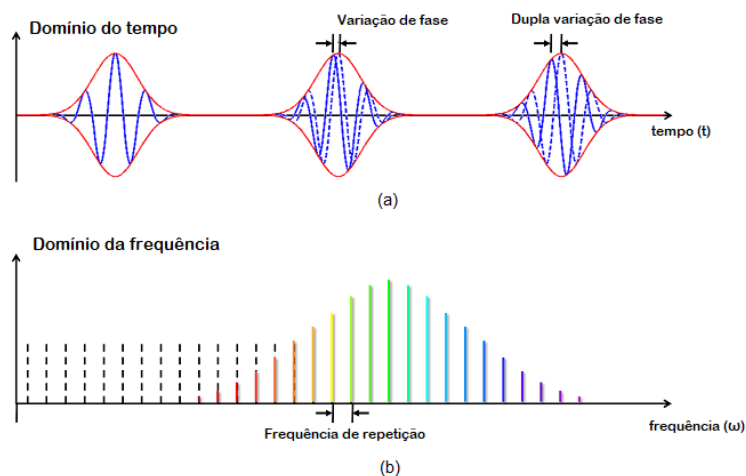


Figura 13 – (a) Trem de pulsos no domínio do tempo; (b) Pente de frequências óptico no domínio da frequência.

A partir da Figura 13 (a) é possível verificar que no caso dos pulsos serem idênticos a defasagem entre a propagação do pulso e da envoltória do pulso é constante, contudo, caso os pulsos não sejam iguais, pode haver uma variação de fase. Além disso, para um trem de pulsos idênticos, que são igualmente separados no domínio do tempo, o espectro pode ser obtido a partir de uma expansão em série de Fourier, resultando em um pente de frequências cujo espaçamento entre linhas espectrais é igual e constante. Nesse contexto, verifica-se que o espaçamento entre linhas que constituem um OFC é inversamente proporcional ao tempo (T) entre os pulsos, de modo que a frequência de

repetição (F_r) é a razão que determina a repetição entre as linhas dos espectros, isto é, $F_r = 1/T$ (YE; CUNDIFF, 2005).

O comportamento determinístico do espectro do OFC pode ser descrito mais sucintamente por meio da Equação do Pente de Frequências. Baseado no comportamento de um campo óptico que sai de um MLL, o trem de pulsos do laser pode ser descrito por uma frequência portadora, $v_c = w_c/2\pi$, que é responsável por modular o trem de pulsos periódico, denominado $A(t)$. Geralmente, o tempo entre cada pulso óptico varia entre 1 e 10 ns. Dessa maneira, o campo óptico pode ser descrito por uma série periódica de Fourier de modos ópticos, uma vez que os pulsos apresentam certa periodicidade (FORTIER; BAUMANN, 2020). Sendo assim, para componentes de amplitude de Fourier A_N , e número de modos N , tal que:

$$E(t) = A(t)e^{iw_ct} = \sum_{N=N_i}^{N_f} A_N e^{i\omega_N t} \quad (4.1)$$

Como v_c não é necessariamente um múltiplo exato do espaçamento modal f_r , as frequências de Fourier individuais são deslocadas em múltiplos inteiros de f_r , por um deslocamento comum, $f_0 \leq f_r$, de forma que:

$$v_N = N \times f_r + f_0 \quad (4.2)$$

Onde N é o número de modo inteiro entre 100.000 e 1.000.000, que multiplica f_r do domínio de micro-ondas para o domínio óptico.

A Equação 4.2 é denominada como Equação do Pente. A Equação do OFC mostra que enquanto um OFC consiste em até um milhão de modos ópticos, abrangendo centenas de terahertz no domínio óptico, apenas dois graus de liberdade: (1) a taxa de repetição (f_r) e o (2) deslocamento da frequência do laser (f_0), são necessários para definir a frequência de cada modo óptico individual (v_N). Essa capacidade de definir completamente as frequências ópticas em termos de frequências de micro-ondas foi a reivindicação original da fama dos OFCs na metrologia óptica de precisão. Para resumir, os MLLs podem permitir a divisão coerente quase perfeita de frequências ópticas para o domínio de micro-ondas e a multiplicação coerente de frequências de micro-ondas para o domínio óptico (FORTIER; BAUMANN, 2020).

O f_r é o modo de microondas que une o espectro harmonicamente. Esse é o inverso do tempo de pulso a pulso (T_r). Os pulsos saem da cavidade do laser uma vez por ida e volta, de modo que o período de repetição do pulso pode ser dado por $T_r = 2L/v_g$, onde v_g é a velocidade do trem de pulsos na cavidade do laser. Essa velocidade é definida e controlada através da atuação do comprimento da cavidade do laser. Mudanças em f_r resultam em uma expansão e contração do tipo acordeão dos modos de frequência (FORTIER; BAUMANN, 2020).

Já na frequência de deslocamento (f_0), a formação de pulso requer que cada modo de laser longitudinal seja perfeitamente equidistante em frequência e compartilhe uma fase comum. Essa condição é imposta por não linearidades na cavidade do laser que fundamentam a formação de pulso e o alargamento espectral por meio de modulação de fase própria e FWM. A conexão harmônica e coerente entre os modos de laser se manifesta como um deslocamento de frequência comum e aditivo (FORTIER; BAUMANN, 2020). A frequência de deslocamento é uma medida de coerência, que relaciona as mudanças de tempo da fase da portadora óptica em relação ao trem de pulsos ($\phi_{CEO}(t)$). A frequência de deslocamento é geralmente dada por:

$$f_0 = \left(\frac{1}{2\pi} \right) \frac{d\phi_{CEO}}{dt} \quad (4.3)$$

Basicamente, o f_r controla a periodicidade do trem de pulsos, controlando a frequência do espectro do OFC e conectando os domínios ópticos e de micro-ondas via Nf_r . Por sua vez, a f_0 controla a fase da portadora do trem de pulsos, permitindo um ajuste fino da frequência óptica.

Nesse contexto, um OFC deve satisfazer a certos requisitos e entregar propriedades espectrais diversas, de modo a determinar a flexibilidade, formatos de modulação e taxas de transferências de dados que podem ser aplicados em sistemas já existentes. Dessa maneira, a qualidade e o desempenho do sistema que utiliza um OFC ao longo da rede são diretamente dependentes dos seguintes parâmetros (PASCUAL, 2017):

- **Largura de banda óptica:** Esse parâmetro indica o número máximo de linhas espectrais do pente de frequência que podem ser utilizadas e sendo assim, determina a capacidade de transmissão do sistema. Além disso, pode ser definido como o número total de linhas espectrais do OFC para um espaçamento específico de frequência, ou pela largura espectral total em frequência (ou comprimento de onda) especificada a -20 dBm do valor de pico do pente.
- **Planicidade do espectro:** O nível de potência óptica entre as linhas do OFC podem ser diferentes. Nesse contexto, a planicidade do espectro refere-se ao desvio de amplitude dessa distribuição de potência. Quando a distribuição de potência óptica entre as linhas que constituem um OFC é irregular, é necessário equalizar as componentes espectrais para que o desempenho do sistema não seja comprometido e a performance de todos os canais sejam similares.
- **Espaçamento entre frequências:** Também conhecido como Gama Espectral Livre (*Free Spectral Range* (FSR)), esse parâmetro refere-se à distância de frequência entre linhas do pente. Em redes de alta capacidade, um OFC deve apresentar um FSR com alta sintonia, de forma a adaptar o espaçamento de frequência para dife-

rentes taxas de transmissão, permitindo reconfigurabilidade e compatibilidade com as redes já existentes.

- **Comprimento de onda central:** Esse parâmetro está relacionado com o comprimento de onda central do espectro do OFC. A sintonização central do comprimento de onda é benéfica em termos de flexibilidade da rede e desejável para a atribuição dinâmica do espectro e utilização eficiente das faixas de largura de banda não utilizadas.
- **Ruído de Intensidade Relativa:** do inglês *Relative Intensity Noise* (RIN) é a intensidade de ruído (flutuações de potência óptica), normalizada para o nível médio de potência. A saída de potência óptica de um laser está sujeito a flutuações na intensidade, fase e frequência originadas de emissões espontâneas que acontece na cavidade do laser. Cada fóton emitido espontaneamente adiciona ao campo eletromagnético uma pequena componente com fase aleatória que perturba aleatoriamente tanto a amplitude como a fase, resultando em intensidade e ruído de fase (AGRAWAL, 2012).
- **Ruído de fase e largura de linha óptica:** As emissões que ocorrem espontaneamente na cavidade de um laser produzem também flutuações aleatórias de fase e como consequência ruído de fase. Essas variações de fase são equivalentes a variações de frequências. Dessa maneira, o espectro exibe flutuações de frequência que leva ao alargamento do espectro. A largura espectral se refere à largura de linha óptica.
- **Correlação de fase:** Esse parâmetro indica o quão bom as fases das linhas do OFC se relacionam uma com a outra. Geralmente é medida a partir da velocidade que o OFC passa pelo fotodetector e observa-se a largura da linha espectral obtida que é gerado na frequência correspondente a distâncias entre as linhas do OFC.
- **Potência óptica por linha espectral do OFC:** Alta potência por linha do OFC elimina a necessidade de empregar amplificadores ópticos em transmissores, permitindo assim alcançar maiores distâncias sem a necessidade de amplificação do sinal e, portanto, há redução de custos e consumo de energia.
- **Relação portadora óptica e ruído *Optical Carrier to Noise Ratio* (OCNR):** é a diferença entre o nível de potência e ruído das linhas do OFC. A OCNR é um parâmetro limitante em sistemas de modulação de intensidade avançados e pode ser degradada ao longo do sistema de transmissão através da inclusão de atenuação, perdas e amplificadores ópticos que aumentam o nível de ruído no sistema.

Nesse sentido, uma grande quantidade de portadoras ópticas com boa planicidade espectral, FSR e comprimento de ondas flexíveis, baixo RIN, alta OCNR, estreita largura de linha e alta correlação de fase são qualidades desejáveis para um OFC.

Além disso, existem diversas formas de produzir um OFC. Esses são produzidos através de associação de elementos que em conjuntos são denominados geradores de pente de frequências ópticas (*Optical Frequency Comb Generator* (OFCG)), capazes de produzirem espectros com alto conteúdo de harmônicos uniformemente espaçados. Neste trabalho e nas próximas sessões, são apresentadas quatro técnicas para geração de OFCs que podem ser associadas com formatos de modulação especial, em transmissores e receptores para sistemas de ultra-alta capacidade.

4.1 Pente de frequências óptico baseado em moduladores em cascata

A técnica de geração de pentes de frequências ópticas (OFCG) baseado em moduladores em cascata é utilizada quando não há necessidade de se produzir um OFC com alto número de linhas espectrais. Essa configuração, geralmente fornece número limitado a 15 portadoras ópticas. O número de linhas do pente geradas é dependente da largura de banda e da amplitude máxima do sinal que é aplicado ao modulador (YU et al., 2011).

Nesse método de geração de OFCs, dois ou mais moduladores são controlados por uma onda senoidal de RF. Os moduladores são responsáveis por produzir um conjunto de bandas laterais que são deslocadas conforme a frequência do sinal RF (f_{comb}) que é aplicada sobre os moduladores. Além disso, as técnicas de geração de OFCs baseadas em moduladores em cascata necessita que a amplitude de cada subportadora seja controlada individualmente, no intuito de manter equalizada a OSNR.

Nesse contexto, um OFCG pode-se ser constituído por Moduladores Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Modulator* (MZM)) em cascata, moduladores de fase em cascata (*Phase Modulators* (PM)) ou associação de ambos os tipos de moduladores.

Na Figura 14, é apresentada uma tipologia que emprega a utilização de MZMs em cascata. Conforme descrito anteriormente, essa configuração de OFCG necessita de controle individual para cada subportadora óptica com intuito de manter a OSNR equalizada e dessa forma, deve-se utilizar um bloco de equalização para realizar esse controle. Isso pode ser realizado através da utilização de um demultiplexador WDM que permite ajustar cada linha espectral do OFC a partir da utilização de atenuadores ópticos variáveis (*Variable Optical Attenuators* (VOAs)) que ajustam a amplitude de cada canal ou também através de filtros programáveis.

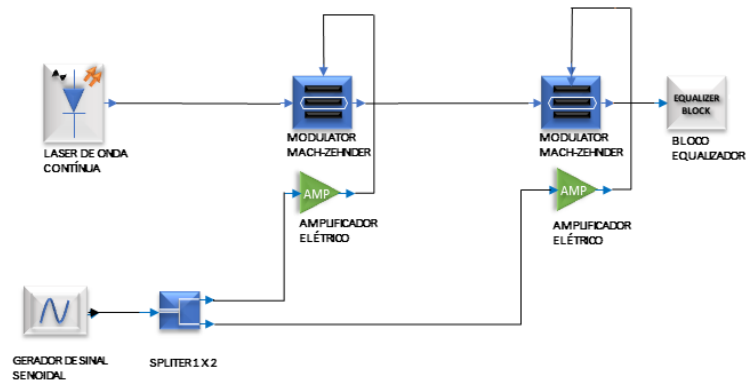


Figura 14 – OFCG baseado em moduladores Mach-Zehnder em cascata.

Outra alternativa que permite gerar um OFC, consiste na utilização de moduladores Mach-Zehnder unidirecionais e de fase associados (*Phase Modulators* (PM)) em cascata. Esses moduladores atuam na modulação de um laser CW com largura de linha estreita. Nessa técnica de geração de OFC, uma onda óptica é aplicada em três moduladores de fase e por um modulador Mach-Zehnder associados. Nesses moduladores também são aplicados sinais de RF, responsáveis por modular a portadora óptica. Além disso, a largura de banda óptica do pente é proporcional ao índice de modulação introduzido pelos moduladores de fase em cascata, sendo que a potência de saída do OFC gerado é limitada pela potência do laser. Na Figura 15 é apresentado o esquemático desse OFCG.

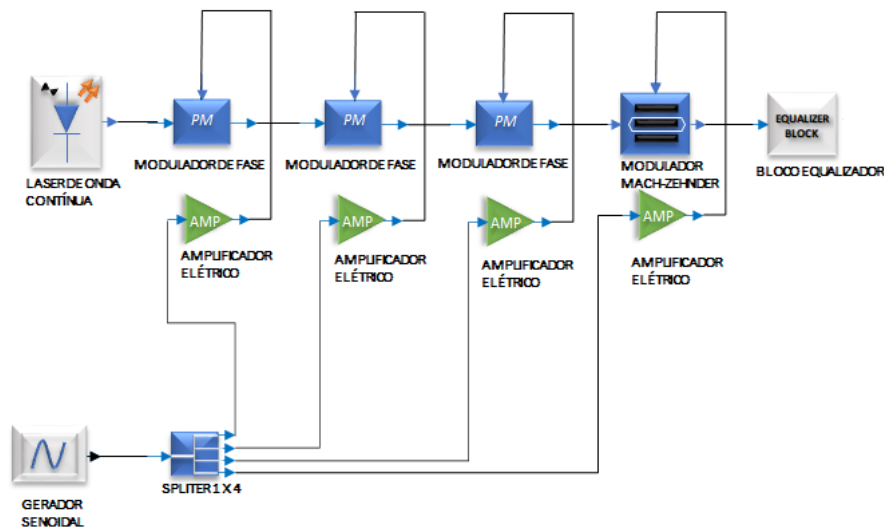


Figura 15 – OFCG baseado em moduladores Mach-Zehnder e de fase em cascata.

Uma vantagem das técnicas que associam moduladores em cascata como elementos constituintes de OFCG está na possibilidade de variar a frequência óptica central e a taxa de repetição de forma contínua e independente. Entretanto, o nível de potência de RF que deve ser aplicada no modulador é alto, o que configura uma desvantagem.

Além disso, a quantidade de linhas espectrais geradas é limitada, o que restringe sua aplicação. A largura de banda do pente poderia ser ampliada a partir da utilização de dispositivos que produzem efeitos não lineares, contudo, esses dispositivos requerem amplificação óptica de alta potência, inserindo ruído de emissão espontânea amplificada (*Amplified Spontaneous Emission* (ASE)) que irá comprometer a planicidade espectral entre as linhas que constituem o OFC (LI; YU, 2003b).

4.2 Pente de frequências óptico baseado em múltiplos lasers e modulador Mach-Zehnder bidirecional

Uma importante técnica para geração de uma grande quantidade de OFCs é a partir da utilização de modulador Mach-Zehnder bidirecional (*Dual-drive Mach-Zehnder Modulator* (DD-MZM)) associado com sinais de condução aplicados externamente. Essa técnica baseia-se na interferência construtiva e destrutiva entre as fases dos sinais propagados no final dos dois braços de um DD-MZM. Além disso, essa topologia possibilita a geração de grande número de comprimentos de ondas com baixo desvio de potência entre as linhas. Nessa técnica de OFCG, são utilizadas múltiplas fontes de lasers com uma determinada constante de separação entre os comprimentos de onda de operação do laser, que são combinados e aplicados na entrada de um modulador Mach-Zehnder bidirecional. A partir disso, o sinal óptico de entrada é então modulado por dois sinais senoidais diferentes. Na saída do DD-MZM os múltiplos OFCs resultantes tornam-se um OFC contínuo com grande número de linhas ópticas. A Figura 16 ilustra a configuração de um OFCG baseado no que fora explicado acima.

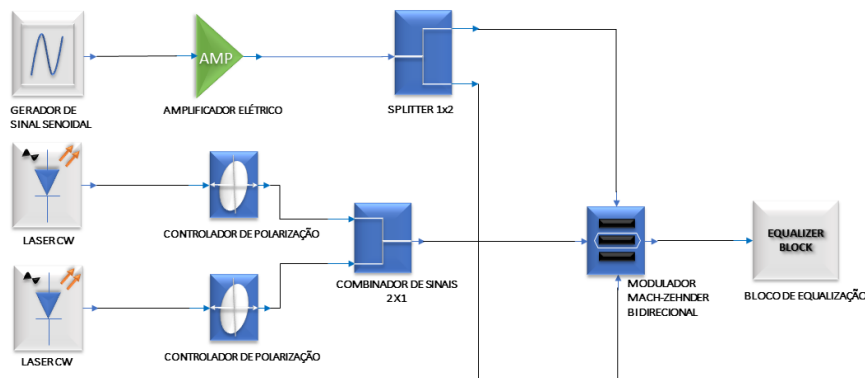


Figura 16 – OFCG baseado em múltiplos lasers.

Nessa topologia de OFCG, um OFC com número elevado de linhas espectrais pode ser obtido, contudo, deve-se atentar para que a distância entre os comprimentos de onda de operação dos lasers seja adequada, visto que, esses desempenham um importante papel no OFC que é gerado. Uma distância muito grande entre os comprimentos de onda, pode causar uma lacuna na saída do pente, ao passo que, uma distância muito pequena pode ocasionar na sobreposição das linhas na saída do modulador. Nesse sentido, os parâmetros

dos sinais que são conduzidos pelo DD-MZM devem ser otimizados, visto que a separação entre os comprimentos de onda, juntamente com as amplitudes, tensão de polarização e tensão de modulação influenciam diretamente na quantidade de linhas que são geradas no OFC. Na Figura 16 utilizam-se somente dois lasers na entrada do DD-MZM para geração do OFC, contudo, um número maior pode ser empregado, caso seja necessária uma quantidade muito elevada de linhas espectrais para o OFC.

4.3 Pente de frequências óptico baseado em FWM e fibra altamente não linear

O FWM é um fenômeno não linear de terceira ordem baseado na interação entre duas ou mais ondas, com a criação de novos fótons em comprimentos de onda correspondentes à combinação linear dos comprimentos de onda iniciais. Os fenômenos não-lineares que ocorrem em uma fibra óptica, tais como o SPM, XPM e o FWM, são altamente dependentes de três parâmetros: potência injetada, comprimento da fibra e coeficiente não-linear da fibra utilizada. Além disso, processos não-lineares são difíceis de controlar e não existem técnicas triviais que permitam combater esses efeitos em tempo real durante a propagação nas fibras ópticas. Em um processo não-linear, existem processos paramétricos que envolvem a interação entre quatro ondas ópticas e que são responsáveis pela criação de fenômenos tais como o FWM e amplificação paramétrica (AGRAWAL, 2000).

O FWM ocorre a partir da co-propagação de quatro sinais ópticos diferentes em um meio óptico não-linear (fibras ópticas, amplificadores ópticos, etc). Isso ocorre dentro da fibra e induz novos sinais polarizados (P_{NL}), resultantes da interação de dois ou mais sinais que se propagam através de uma fibra óptica, originados a partir da susceptibilidade de terceira ordem X^3 . As componentes induzidas devido a X^3 são dadas pela Equação 4.4.

$$P_{NL} = \epsilon_0 \cdot X^3 \cdot \vec{E} \quad (4.4)$$

Onde \vec{E} é o campo elétrico que se propaga dentro da fibra óptica.

Nesse cenário, os fenômenos não-lineares podem aparecer facilmente em fibras ópticas, visto que a potência óptica é confinada em uma área com núcleo muito pequeno e com área efetiva (A_{eff}) da ordem de dezenas de μm^2 ou ainda menor, resultando em uma alta densidade de potência. O coeficiente não-linear γ é utilizado para determinar o grau de não-linearidade em uma fibra óptica, sendo dada por:

$$\gamma = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{n_2}{A_{eff}} \quad (4.5)$$

Onde n_2 o índice de refração não-linear e λ o comprimento de onda.

Geralmente, as fibras ópticas altamente não-lineares (*Highly Nonlinear fiber* (HNLFs)) estão sendo dopadas com alta concentração de dióxido de germânio (GeO_2) e o diâmetro

da fibra não ultrapassa $4 \mu m$. Por sua vez, a diferença entre o índice de refração (Δn) do núcleo e do revestimento é de aproximadamente 3%, e é cerca de 10 vezes menor se comparada a uma SMF. Além disso, o índice de refração não-linear de uma HNLF é aproximadamente duas vezes maior do que a de uma SMF e a A_{eff} é $1/8$ da A_{eff} de uma fibra monomodo convencional. Dessa maneira, o γ de uma HNLF é de 20 a 30 W/km, sendo 16 vezes maior do que o de uma SMF.

Nesse contexto, dentre as várias técnicas conhecidas utilizadas para geração de OFCs, a FWM associada HNLFs tem sido investigada extensivamente nos últimos anos (CERQUEIRA et al., 2007). Além disso, a utilização do FWM para como parte de um OFCG mostra algumas vantagens se comparadas a técnicas mais convencionais, que são baseadas em lasers de modo bloqueado (*Mode-locked Laser* (MLL)) e associação de moduladores em cascata. Técnicas baseadas em moduladores em cascata requerem controle preciso e ativo sobre a fase, amplitude e frequência do sinal de RF, enquanto que no FWM esse controle ativo não se faz necessário (WENG et al., 2017; YANG et al., 2013). Ao comparar com o MLL, o FWM apresenta vantagens de tunabilidade, liberdade em relação o *jitter* de pulso, menor complexidade e custo e alta eficiência (WENG et al., 2017). Entretanto, OFCGs baseados em FWM e HNLF requerem amplificação óptica de alta potência, responsáveis pela inserção de ASE no sistema.

Na Figura 17 uma configuração de OFCG baseado em FWM e HNLF é apresentada.

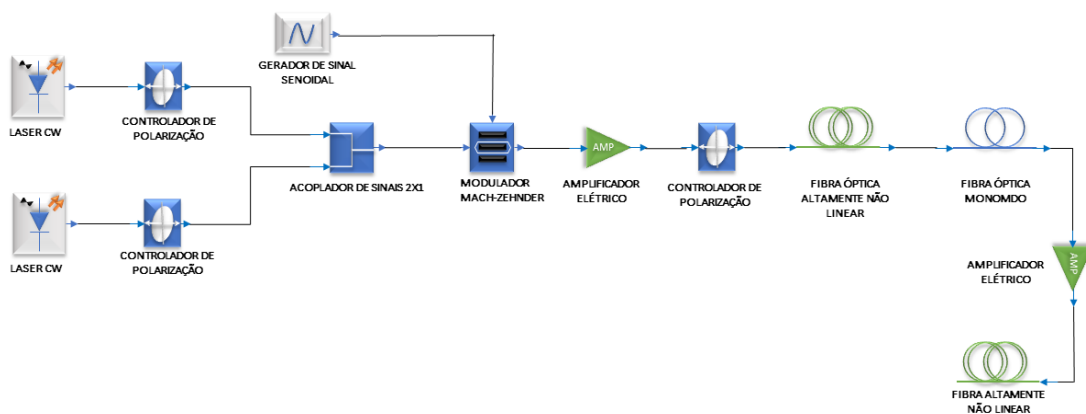


Figura 17 – OFCG baseado no FWM e HNLF.

Na configuração acima verifica-se a geração de um OFC baseado em FWM e um estágio onde é utilizado uma fibra óptica convencional entre duas fibras altamente não lineares. Inicialmente, duas fontes de lasers com frequências diferentes são utilizadas para modular um MZM. Além disso, o MZM é controlado por um sinal senoidal de RF.

No Capítulo 6, serão apresentados os OFCs obtidos para cada uma das tipologias de OFCGs apresentadas nessa seção.

5 TRUE-TIME DELAY ÓPTICO EM ARRANJOS DE ANTENAS EM FASE

A utilização de sistemas formados por arranjos de antenas em fase (*Phased Array Antennas* (PAA)) tem sido amplamente investigada nos últimos 50 anos. Inicialmente, esses sistemas foram desenvolvidos para aplicações em radares e comunicação militar, contudo, as PAAs vem sendo empregadas também nos sistemas atuais de comunicação sem fios de banda larga. PAAs consistem em múltiplos elementos de antenas estacionários, alimentadas de forma coerente e que utilizam de um controle variável de fase ou de tempo em cada elemento de antena, permitindo uma manipulação fina da direção e da formação do feixe de radiação (MAILLOUX, 2017). Nas PAAs a formação do feixe e a direção dos lóbulos principais, dependem das configurações de fase e amplitude do sinal, e ambas podem ser controladas eletronicamente. Arranjos de antenas são geralmente utilizadas para criar uma linha visada entre o transmissor e o receptor. Em transmissores de PAAs, a emissão é limitada de forma que seja possível atingir ângulos espaciais e dessa maneira criar menor interferência em outras direções. Além disso, nos transmissores das PAAs a potência é combinada no espaço e dessa maneira a amplificação de potência na saída pode ser reduzida. Já os receptores em PAAs, rejeitam sinais de interferência de direções indesejadas e também apresentam SNR elevada, visto que utilizam múltiplos receptores independentes com ruído não correlacionado. Entretanto, esses benefícios acima mencionados devem ser analisados conforme a aplicação, visto que a área de cobertura e o consumo energético de uma PAA são mais elevados quando se considera somente um elemento de antena (HASHEMI; CHU; RODERICK, 2008).

A utilização de arranjos de antenas em fase permite direcionar um feixe em determinadas posições do espaço de forma muito mais rápida do que um arranjo orientado mecanicamente. Além disso, as PAAs permitem digitalização eletrônica do feixe em uma ampla variedade de ângulos de varredura, sem que haja a necessidade de rotação mecânica da antena. Isso dá uma característica espacial conveniente à formação do feixe, visto que o controle dos elementos é realizado independentemente. (NAHAR et al., 2011; YANG; LIN, 2015). A multiplicidade de elementos que constituem um arranjo de antenas permite o controle mais preciso do padrão de radiação, resultando em lóbulos laterais mais baixos e em uma modelagem mais cuidadosa do padrão em relação a antenas de abertura fixa. Contudo, o principal motivo da aplicação de conjuntos de antenas, é devido à sua capacidade de geração de um feixe direcionável que pode ser reposicionado eletronicamente (MAILLOUX, 2017).

Dessa maneira, o desenvolvimento de sistemas para formação de feixe que apresentem alta performance, baixo peso, alta eficiência e baixo custo é essencial para suprir as necessidades dos sistemas atuais de telecomunicações. Apesar disso, formadores de feixe convencionais são baseados em comutadores de fase elétricos. Esses dispositivos permitem produzir padrões de radiação e orientá-los a partir da interferência construtiva e

destrutiva das frentes de onda em campo distante. Contudo, comutadores de fase elétricos apresentam um problema denominado estrabismo de feixe (YAO, 2009). O estrabismo de feixe, provoca um desvio no ângulo de direção do feixe, sendo resultado do atraso temporal aproximado com uma mudança de fase do sinal. Por sua vez, técnicas baseadas em TTD (*True-Time Delay*) não apresentam esse problema, visto que os sinais são defasados a partir de atraso temporal, o que resulta numa mudança de fase dependente da frequência, evitando assim o estrabismo do feixe. Sendo assim, para aplicações que requerem operações de banda larga, as tecnologias que utilizam da formação do feixe baseadas em TTD devem ser empregadas (DUARTE; DRUMMOND; NOGUEIRA, 2015). A Figura 18 ilustra um arranjo de antenas, onde cada elemento de antena possui um comutador de fase.

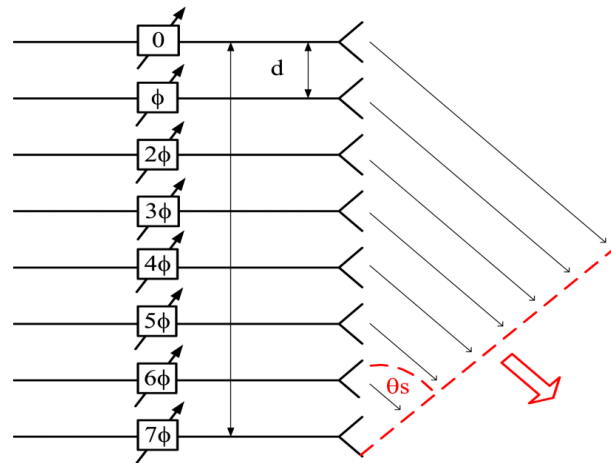


Figura 18 – PAA baseada em comutadores de fase (ROTMAN et al., 2016).

Nesse contexto, TTD baseados em dispositivos fotônicos vem sendo amplamente investigados para aplicações em PAAs, visto que um TTD óptico possui as vantagens de tamanho e peso reduzido, perda baixa, e imunidade a interferências eletromagnéticas (NAHAR et al., 2011). Existem diversas tecnologias para formação de feixe baseadas em TTD óptico. Um TTD de baixa complexidade baseadas em matrizes de atrasos comutáveis em redes de fibras ópticas foi implementado em (ZMUDA et al., 1997), contudo, quando implementado num sistema com número de antenas elevado, o resultado foi um sistema grande e volumoso. Para reduzir o tamanho do sistema, os atrasos temporais foram implementados a partir de uma rede de Bragg (*Fiber Bragg Grating* (FBG)) com um comprimento de fibra já pré definido. Outras tecnologias propostas faziam uso da decomposição acústico-óptica espacial de Fourier com deslocamento de fase linear (MAÁK et al., 2002), da dispersão estimulada de Brillouin (SBS) baseada em luz lenta (CHIN et al., 2010), de circuito integrado fotônico baseado em ressonador de anel (MEIJERINK et al., 2009), de linha de atraso óptico sintonizável com interruptores ópticos (FETTERMAN et al., 1995), e de dispersão com fonte laser sintonizável (CORRAL et al., 1997). Contudo, poucos dos métodos relatados poderiam fornecer TTDs independentes para formação de

feixes múltiplos de RF.

Neste trabalho, é proposto uma técnica simples de TTD, onde é explorado a dispersão cromática das fibras ópticas para realizar o controle de fase em um sistema óptico multicanal. Por meio da exploração das propriedades de dispersão cromática da fibra óptica, é possível controlar a fase relativa entre os canais ópticos simplesmente ajustando o espaçamento entre as portadoras do OFC.

Baseado nisso, nota-se na Figura 19 que inicialmente as diferentes componentes espectrais de um pulso óptico apresentam uma determinada largura. Além disso, pode-se verificar que cada uma dessas componentes carrega consigo um sinal senoidal. Esse sinal modula cada uma dessas portadoras ópticas e estão em fase. Essas componentes então são transmitidas pela fibra óptica e após serem propagadas chegam em instantes de tempo diferentes. Isso ocorre devido à dispersão cromática da fibra óptica, que é o mesmo fenômeno que provoca o alargamento de um pulso óptico que se propaga na fibra. Esse efeito é totalmente indesejado em sistemas de transmissão de alta taxa (acima de 10 Gb/s) sobre longas distâncias. Entretanto, no caso do OFC, pode-se considerar cada uma das componentes espectrais como sendo um canal independente, que carrega uma cópia do mesmo sinal com baixa taxa de transmissão. Ademais, o espaçamento entre canais é maior que a largura de banda do canal, isto é, cada canal pode de fato ser aproximado com um dos comprimentos de onda que formam um pente de frequências óptico.

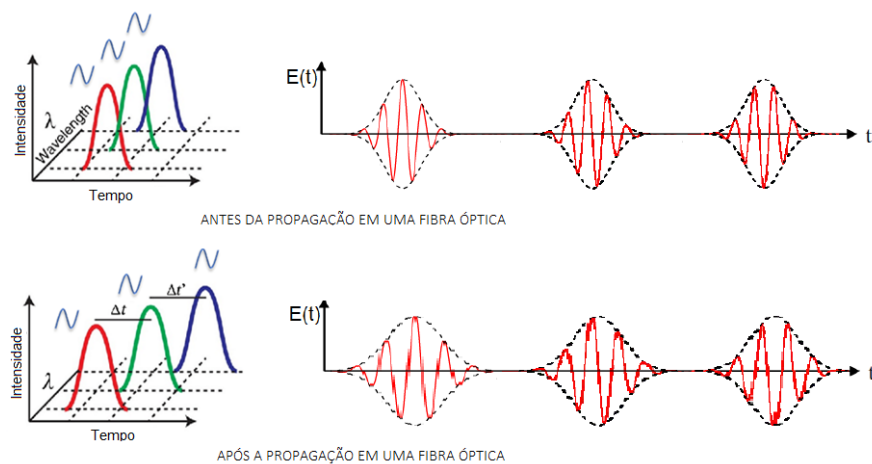


Figura 19 – Pulso óptico antes e após propagação em uma fibra óptica.

Sendo assim, dado dois comprimentos de onda ópticos λ_1 e λ_2 , modulados por um mesmo sinal e transmitido com a mesma fase inicial em uma fibra óptica altamente dispersiva, com parâmetro de dispersão D (ps/km.nm) e comprimento L (km), o atraso temporal T_d (ps) entre as portadoras na saída da fibra pode ser dado pela equação:

$$T_d = DL(\lambda_1 - \lambda_2) \quad (5.1)$$

Essa consideração pode ser aplicada para o caso de N canais ópticos, e assim é possível controlar a fase relativa entre as réplicas do sinal simplesmente ajustando o espaçamento entre os comprimentos de onda. A arquitetura de TTD baseado na exploração da dispersão cromática da fibra óptica é ilustrado na Figura 20, a seguir.

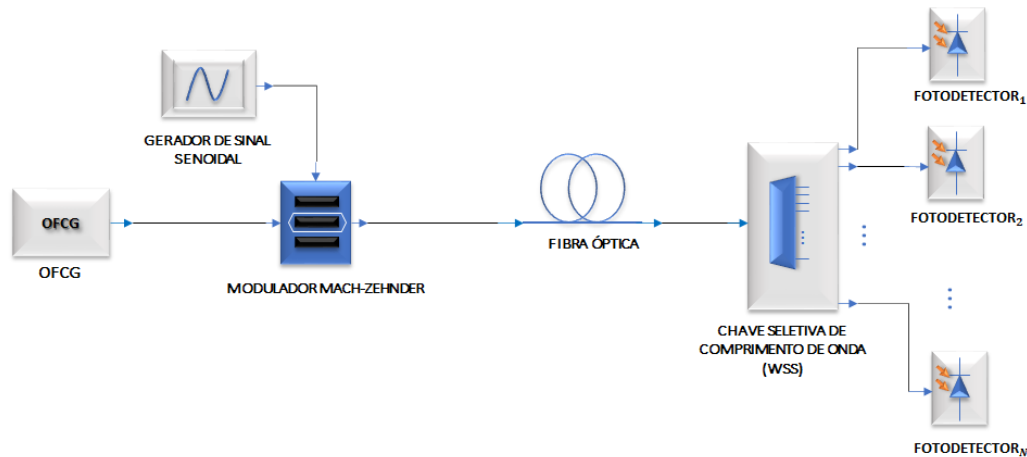


Figura 20 – Arquitetura do TTD proposto.

Nesse cenário, as redes ópticas de formação de feixe (*Optical Beamforming Networks* (OBFN)) são amplamente conhecidas por ser uma alternativa aos comutadores de fase elétricos, visto que possuem as mesmas funcionalidades, contudo possuem largura de banda disponível muito maior e, peso, tamanho e consumo de energia significativamente reduzidos. Por meio de um grande número de esforços, foi possível validar o conceito básico das OBFN, de modo que utilização de TTDs ópticos apresentam a largura de banda do sinal é muito elevada, com elevado número de antenas e ângulos de direção do feixe altamente desviantes da perspectiva do arranjo de antena (JOFRE et al., 2008).

5.1 Formação e direcionamento de feixes em arranjos de antenas

A formação de feixes a partir de múltiplos elementos de antenas é uma abordagem muito estudada no contexto das redes celulares, cujo objetivo é direcionar um conjunto de feixes sem fios independentes para diferentes grupos de usuários, de forma a melhorar a relação sinal-ruído (SNR) e minimizar a interferência indesejada em grupos adjacentes. No entanto, a frequência de funcionamento nas redes 5G está se aproximando da faixa de operação em ondas milimétricas. Dessa forma, as soluções atuais de formação de feixes elétricos sofrem com limitações de largura de banda, interferência eletromagnética, alto consumo de energia e custo elevado (TSOKOS et al., 2018).

Em um arranjo de antenas, o atraso de tempo corresponde a uma variação temporal (Δt) quantificável necessária para o direcionamento do feixe. Na Figura 21 é possível verificar a emissão de uma frente de onda a partir de quatro elementos de antenas. Pode-se verificar um atraso temporal aplicado no caminho de transmissão antes de cada elemento

de antena. Esse atraso temporal corresponde à diferença de tempo entre o sinal que chega a cada uma das antenas. Como esses sinais são emitidos pelas antenas em instantes de tempo diferentes, em virtude do atraso temporal, esses sinais sofrem de interferências construtivas e destrutivas, resultando na formação de um padrão de radiação cujos lóbulos principais são direcionados para determinadas direções do espaço (DELOS; BROUGHTON; KRAFT, 2020).

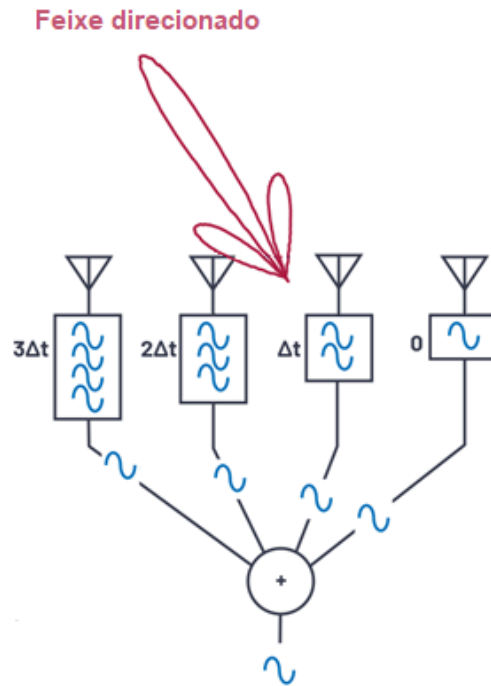


Figura 21 – Formação e direcionamento de feixes em um arranjo de antenas com 4 elementos baseadas em TTD (DELOS; BROUGHTON; KRAFT, 2020).

O atraso temporal entre cada um dos canais é um fator determinante na formação do padrão de radiação resultante de uma PAA. Considerando uma onda se propagando no espaço-livre, o atraso temporal entre o sinal que é propagado por cada elemento de antena pode ser dado por:

$$\Delta t = \frac{d \sin \theta}{c} \quad (5.2)$$

Onde d é a distância entre cada antena, θ é ângulo no qual o feixe é direcionado e c é a velocidade de propagação da luz.

Nesse contexto, quando a posição do lóbulo principal de um arranjo de antena é orientada para diferentes ângulos e frequências de micro-ondas, o fenômeno do estrabismo de feixe pode ocorrer. Para satisfazer a largura de banda de operação da PAA e operar dentro dos requisitos impostos pelos sistemas de telecomunicações atuais, é necessário a implementação da tecnologia de TTD (YANG; LIN, 2015). Em uma PAA que utiliza

porções do TTD, θ é o ângulo de direção do feixe, e $\Delta\phi$ é a mudança de fase imposta por um comutador de fase, podendo ser expressa por:

$$\Delta\phi = 2\pi f\Delta t = \frac{2\pi d \sin\theta}{\lambda} \quad (5.3)$$

A direção do feixe é dada por:

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \times \Delta\phi \right) \quad (5.4)$$

Como pode ser visto na Equação 5.4, a direção do feixe é uma função do comprimento de onda ou frequência de suportadora de RF. Portanto, um sistema de formação de feixe que use comutadores de fase eletrônicos só suportará operação de banda estreita ou haverá o estrabismo de feixe. O problema pode ser resolvido se o comutador for substituído por uma linha de atraso em tempo real, onde uma linha de atraso em tempo real com comprimento $\Delta L = d \times \sin\theta$ é usada. A direção do feixe é agora dada por:

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\Delta L}{d} \right) \quad (5.5)$$

A mudança de fase baseada no OTTD (*Optical True-Time Delay*) permite que todas as frequências sejam direcionadas para a mesma direção (YANG; LIN, 2015), devendo ser contada em frequência e podendo ser expressa como:

$$\beta = 2\pi f\Delta t \quad (5.6)$$

Sendo f a frequência do sinal elétrico e Δt é a mudança de fase baseada no atraso temporal.

As equações 5.2, 5.3, 5.4, 5.5 e 5.6 são válidas desde que o espaçamento entre os elementos de antenas que constituem a PAA seja linear. Na maioria das implementações de PAA, as antenas são separadas por uma distância $\lambda/2$, onde λ é o comprimento de onda da portadora. Espaçamentos muito elevados entre os elementos de antenas criam lóbulos de radiação laterais, ao passo que espaçamentos pequenos resultam no acoplamento das antenas adjacentes, o que afeta a formação do padrão de radiação. Em conjuntos de antenas, essas devem ser espaçadas o suficiente para criar canais de comunicação independentes. Além disso, o espaçamento necessário entre as antenas pode variar de comprimentos de sub-onda a vários comprimentos de onda, a depender do tamanho, tipo e localização relativa de dispersores no ambiente (HASHEMI; CHU; RODERICK, 2008).

Ademais, a largura do feixe de radiação é diretamente proporcional à relação entre o comprimento de onda e o tamanho total de abertura do feixe. Sendo assim, se a largura do feixe não for considerada um parâmetro prioritário, deve-se investir em arranjos maiores em termos de seletividade espacial e capacidade de focalização do feixe. Os elementos de antenas também podem ser distribuídos aleatoriamente em um arranjo com

intuito de maximizar a diversidade espacial e/ou a focalização do feixe (HASHEMI; CHU; RODERICK, 2008).

Nesse contexto, a distância ótima entre as antenas de uma PAA depende de diversos fatores e da aplicação em que um arranjo será utilizado, visto que, à medida que a largura de banda do sinal aumenta e se torna mais próximo da frequência da portadora, a escolha ótima para o espaçamento das antenas é mais difícil de ser determinado.

6 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS E RESULTADOS

Nesse capítulo são apresentados os resultados obtidos a partir das simulações de diferentes técnicas para geração de pentes de frequências ópticas. Essas simulações foram realizadas utilizando o *software* Optisystem versão 18.0. O Optisystem permite definir os parâmetros de forma que os componentes ópticos utilizados na simulação apresentam um comportamento baseado na realidade, de modo que esses componentes não podem ser considerados como ideais. Além disso, são analisados e discutidos os resultados alcançados para a técnica do OTTD óptico que foi proposta. Por sua vez, simulações baseadas no Método dos Elementos Finitos (*Finite Element Method* (FEM)) permitiu verificar o comportamento de sistemas formados por arranjos de antenas quando aplicados sinais em diferentes instantes de tempo em cada elemento de antena, oriundos do OTTD.

6.1 Pente de frequências óptico gerado com moduladores em cascata

Nessa técnica de geração de OFC, dois moduladores Mach-Zehnder unidirecionais são associados em cascata, sendo que cada um deles é controlado por um sinal elétrico senoidal. Cada um desses moduladores produz um conjunto de bandas laterais deslocadas pela frequência de RF aplicada nos moduladores. Sendo assim, através da frequência do sinal de RF que é aplicado no modulador, é possível aumentar ou diminuir o espaçamento entre cada uma das portadoras ópticas. Cada uma dessas portadoras ópticas poderá carregar um sinal de RF em um sistema de transmissão. O esquemático que representa a técnica de associação de moduladores eletro-ópticos em cascata foi ilustrado na Figura 14.

Essa técnica possibilitou a geração de 15 linhas espectrais com potência superior a -20 dBm, conforme ilustrado na Figura 22.

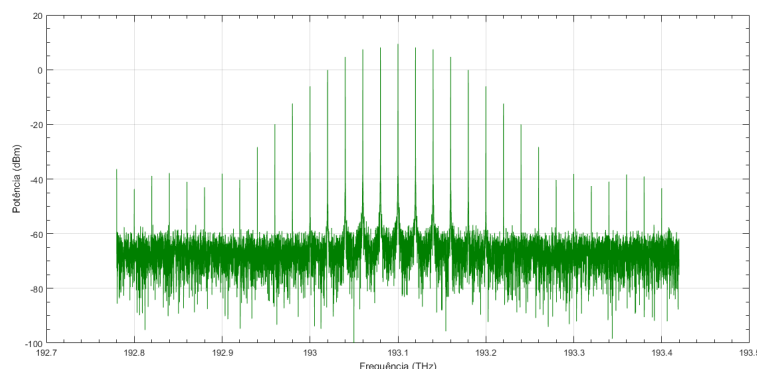


Figura 22 – Espectro do OFC gerado a partir de MZMs em cascata, baseado nos parâmetros da Tabela 1.

A frequência do pente de frequências, que determina o espaçamento entre canais foi de 20 GHz. Quanto maior a frequência, menor será a quantidade de subportadoras ópticas

geradas na mesma janela espectral. Essa técnica geralmente é utilizada para produzir entre 2 e 11 portadoras ópticas, sendo a baixa quantidade de linhas espectrais geradas sua principal limitação. O número de portadoras ópticas geradas é determinada a partir da largura de banda eletro-óptica dos moduladores Mach-Zehnder e da tensão de modulação dos MZMs. Os parâmetros de cada um dos componentes que formam esse OFCG são dados a seguir:

Tabela 1 – Parametrização dos componentes para obtenção OFC apresentado na Figura 22

Parâmetro	Valor
Potência de emissão do laser CW	20 dBm
Frequência de emissão do laser CW	193.1 THz
f_{comb}	20 GHz
Ganho dos amplificadores elétricos	20 dB
Ruído de potência do amplificador elétrico	-90 dBm
Tipo do modulador	Convencional
Taxa de divisão dos MZMs unidirecionais	3
Tensão de polarização 1 dos dois MZMs	-2.8 V
Tensão de polarização 2 dos dois MZMs	-2 V
Tensão de modulação dos dois MZMs	3.5 V
Sinal elétrico normalizado	Sim

Além disso, a partir da análise da Figura 22 nota-se que as portadoras ópticas apresentam amplitudes diferentes, e dessa maneira, esse OFCG requer o controle individual para cada subportadora óptica. Sendo assim, é interessante realizar a equalização das subportadoras ópticas para manter a OSNR equalizada. A equalização pode ser realizada de duas formas: através de um filtro programável com perfil gaussiano invertido ou simplesmente com um demultiplexador WDM que permite ajustar cada uma das linhas espectrais do OFC através da utilização de atenuadores ópticos variáveis que ajustam a amplitude de cada canal. Na Figura 23 é apresentado o OFC equalizado a partir de um filtro programável projetado no MATLAB, onde filtrou-se as componentes espectrais com potência superior a -20 dBm e então fez-se a equalização.

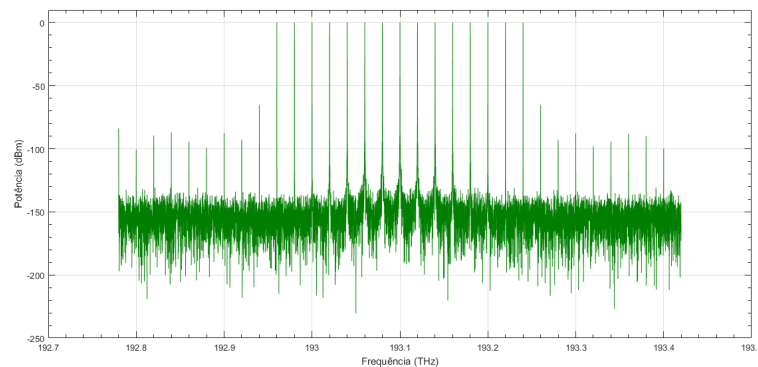


Figura 23 – Espectro equalizado do OFC gerado a partir de MZMs em cascata.

Outro OFCG pode ser projetado a partir da utilização de moduladores Mach-Zehnder unidirecionais associados com moduladores de fase em cascata, conforme apresentado na Figura 15. Nesse OFCG o feixe emitido pelo laser CW é modulado por três moduladores de fase e por um MZM. Em cada um desses moduladores é aplicado um sinal senoidal com f_{comb} de 20 GHz, que permite variar o espaçamento entre as linhas do OFC a partir da mudança de frequência do sinal aplicado. Na Figura 24 é apresentado o espectro do OFC para essa configuração de OFCG.

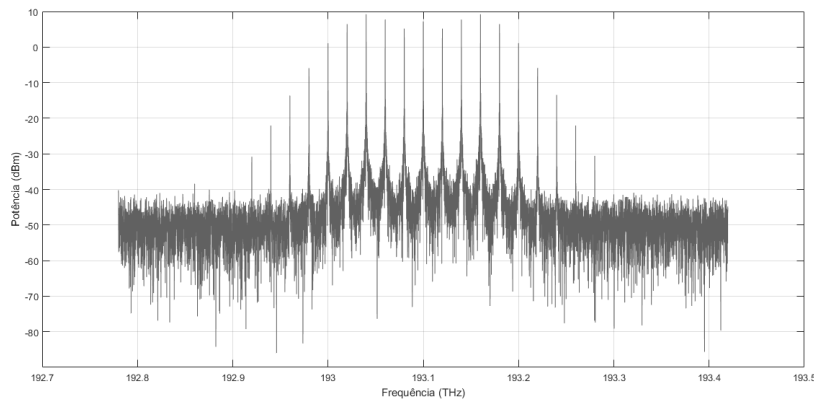


Figura 24 – Espectro do OFC gerado a partir de moduladores de fase e MZMs em cascata baseado nos parâmetros da Tabela 2.

Nota-se a partir da Figura 24 a geração de 15 subportadoras ópticas com potência igual ou superior a -20 dBm. Esse OFCG apresenta o mesmo problema do OFCG baseado em MZMs em cascata, visto as linhas espectrais também apresentam variação de amplitude, e isso requer a utilização de um estágio de equalização, que pode ser realizado através de um demultiplexador WDM ou filtro programável. O mesmo procedimento de equalização do OFCG anterior foi aplicado nessa configuração, o que resultou no espectro apresentado na Figura 25.

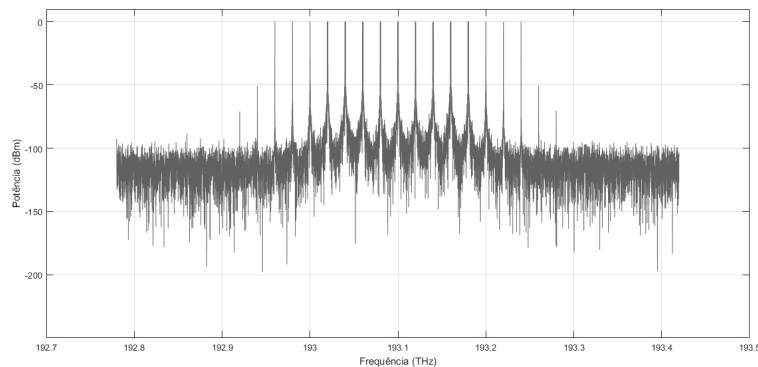


Figura 25 – Espectro equalizado do OFC gerado a partir de moduladores de fase e MZMs em cascata.

Os parâmetros de cada um dos componentes que formam esse OFCG são dados pela Tabela 2.

Tabela 2 – Parametrização dos componentes para obtenção OFC apresentado na Figura 24

Parâmetro	Valor
Potência de emissão do laser CW	20 dBm
Frequência de emissão do laser CW	193.1 THz
f_{comb}	20 GHz
Ganho dos amplificadores elétricos	20 dB
Ruído de potência do amplificador elétrico	-90 dBm
Tipo do modulador	Convencional
Taxa de divisão do MZM unidirecional	3
Tensão de polarização 1 do MZM	-2.8 V
Tensão de polarização 2 do MZM	-2 V
Tensão de modulação do MZM	3.5 V
Sinal elétrico normalizado	Sim
Desvio de fase dos três PMs	90°

Comparando as duas técnicas que associam moduladores em cascata, percebe-se que ambas necessitam de elevada potência de entrada do laser produzindo um pequeno número de subportadoras ópticas. Contudo, a técnica que associa somente MZMs parece ser mais vantajosa visto que utiliza menor número de componentes e produz a mesma quantidade de linhas espectrais com as mesmas configurações dos componentes do projeto. Uma vantagem desses geradores de OFC está na possibilidade de variar a frequência óptica central e a taxa de repetição de forma contínua e independente. Entretanto, para aplicações em sistemas MIMO para redes 5G, essas técnicas não são adequadas, devido ao baixo número de portadoras ópticas que são produzidas com uma f_{comb} de 20 GHz. Ao aumentar a f_{comb} , o número de portadoras ópticas será reduzido dentro da mesma janela espectral, o que inviabiliza sua aplicação em sistemas MIMO, já que a quantidade de elementos que poderiam ser utilizados em uma PAA é reduzido.

6.2 Pente de frequências óptico gerado com MZM bidirecional e múltiplos lasers

O OFCG baseado em múltiplos lasers associados com uma MZM bidirecional consiste na aplicação de simultânea de dois ou mais lasers em um MZM bidirecional. A ideia dessa técnica consiste na geração de um OFC com múltiplas linhas operando no comprimento de onda de operação do modulador Mach-Zehnder bidirecional. Nessa configuração de OFCG, as fases dos sinais que são propagados nos dois braços do DD-MZM sofrem de interferência construtiva e destrutiva, o que permite a geração de grande número de subportadoras ópticas com baixo desvio de potência entre as linhas.

Neste trabalho, dois lasers de onda contínua com potência de 23 dBm e comprimentos

de onda λ_1 de 1549.47 nm e λ_2 de 1552.36 nm são modulados externamente por um DD-MZM dirigido por um sinal senoidal com f_{comb} que pode variar entre 15 GHz e 70 GHz, conforme apresentado na Figura 16. Os dois controladores de polarização realizam o alinhamento dos sinais ópticos provenientes dos lasers de entrada e depois são combinados com um *power combine*. Na Figura 26, é apresentado o espectro para essa configuração de OFCG com espaçamento entre canais de 30 GHz.

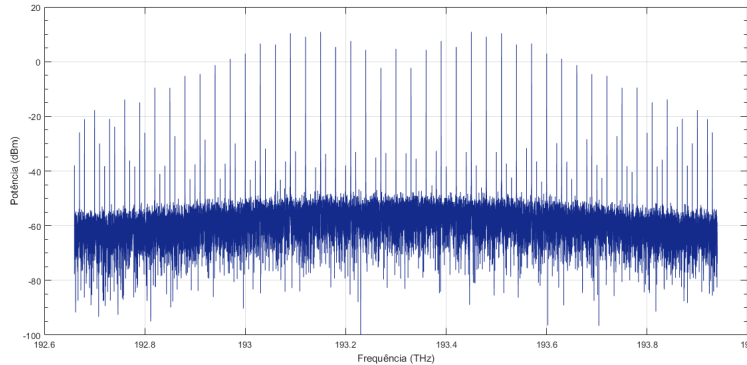


Figura 26 – Espectro OFC gerado a partir de múltiplos lasers com um DD-MZM baseado nos parâmetros da Tabela 3.

Os parâmetros de cada um dos componentes que formam esse OFCG são dados pela Tabela 3.

Tabela 3 – Parametrização dos componentes para obtenção OFC apresentado na Figura 26

Parâmetro	Valor
Potência de emissão do laser CW	23 dBm
Comprimento de onda de operação 1 do laser CW	1549.47 nm
Comprimento de onda de operação 2 do laser CW	1552.36 nm
f_{comb}	30 GHz
Ganho dos amplificadores elétricos	15 dB
Ruído de potência do amplificador elétrico	-90 dBm
Tipo do modulador	Convencional
Taxa de divisão do MZM bidirecional	1.3
Tensão de polarização 1 do MZM	-5 V
Tensão de polarização 2 do MZM	-5 V
Tensão de modulação do MZM	8 V
Sinal elétrico normalizado	Sim

Nota-se a partir da Figura 26 a geração de 33 linhas espectrais com potência superior a -20 dBm. Essas subportadoras foram então equalizadas em torno de uma potência de 6 dBm de forma que possibilitasse esse sinal propagar em uma fibra óptica e ser detectada no fotodetector com potência elevada para ser enviada a um arranjo de antenas. O espectro equalizado para essa técnica de OFCG é apresentada a seguir, por meio da Figura 27.

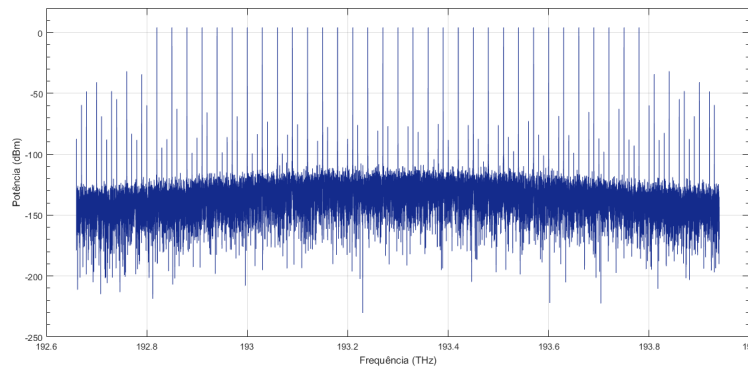


Figura 27 – Espectro equalizado do OFC gerado a partir de múltiplos lasers com um DD-MZM.

Sendo assim, a técnica baseada em múltiplos lasers de entrada e um DD-MZM produziu uma quantidade satisfatória de linhas espectrais, visto que foram utilizados somente dois lasers de onda contínua na entrada do modulador. Caso haja a necessidade de um número maior de subportadoras ópticas, basta inserir na arquitetura proposta mais um laser CW, contudo, deve-se ajustar o comprimento de onda de operação desse laser corretamente, de forma a evitar a sobreposição entre as subportadoras. Além disso a planicidade entre as componentes espectrais é melhor que as técnicas baseadas em moduladores em cascata, o que facilita o processo de equalização, entretanto, para que todos os canais apresentem a mesma potência de saída, optou-se por equalizar as subportadoras em torno da potência de 6 dBm. A sua aplicação em sistemas MIMO é adequada, uma vez que essa técnica permite a geração de um número razoável de linhas espectrais e, assim, um grande número de elementos de antenas poderia ser empregados em uma PAA para redes 5G.

6.3 Pente de frequências óptico gerado com fibras altamente não lineares e FWM

Uma técnica de OFCG que vem sendo muito investigada, baseia-se na utilização de HNLFF associada a técnica do FWM. Neste trabalho, a técnica utilizada é baseada na Figura 17. Inicialmente, os sinais dos dois lasers CW, cujos comprimentos de onda de operação são $\lambda_1=1552.12$ nm e $\lambda_2=1551.80$ nm e potência de 10 dBm, são modulados por um DD-MZM. Esse DD-MZM é controlado por um sinal senoidal com f_{comb} de 30 GHz. Até aqui, essa arquitetura é idêntica à técnica baseada em DD-MZM e múltiplos lasers. Entretanto, nessa configuração, o sinal na saída do modulador é entregue a um amplificador óptico com ganho de 2 dB e enviado para um controlador de polarização para reduzir o desvio de potência entre as portadoras ópticas. Em seguida, o sinal é propagado em uma HNLFF de 400 metros para iniciar a interação do FWM. Para reduzir o *chirp* do sinal na saída da primeira HNLFF o sinal é enviado para uma SMF com 60 metros de comprimento. Finalmente, o sinal da SMF é novamente enviado para um amplificador

óptico com ganho de 11 dB e propagado em outra HNLF com comprimento de 500 metros. Os espectros gerados na saída do DD-MZM e na saída da segunda HNLF são apresentados nas Figuras 28 e 29, respectivamente.

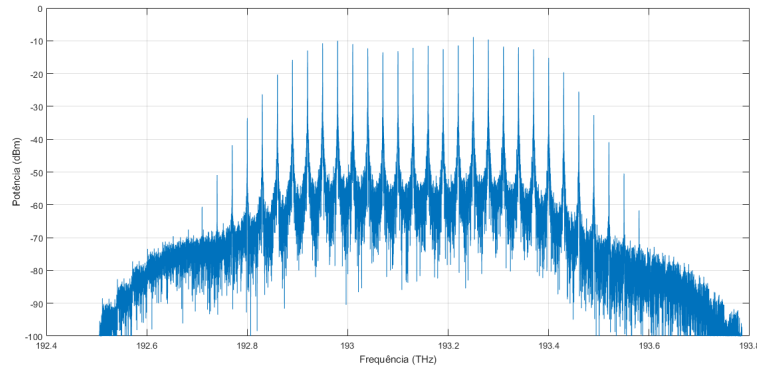


Figura 28 – Espectro OFC na saída do DD-MZM para a arquitetura baseada em HNLF com FWM e parâmetros da Tabela 4.

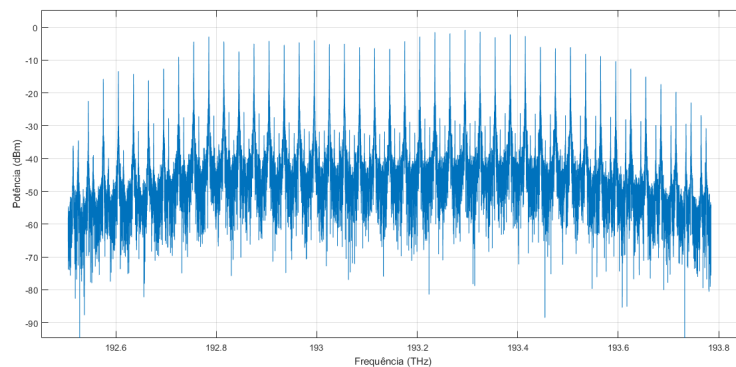


Figura 29 – Espectro OFC na saída da segunda HNLF para a arquitetura baseada em HNLF com FWM.

Analisando a Figura 29, que apresenta o espectro na saída da segunda HNLF, nota-se que as subportadoras na parte central apresentam boa planicidade, contudo os canais localizados nas extremidades apresentam variação na amplitude das potências de saída. Sendo assim, dependendo da aplicação e da quantidade de linhas espectrais que serão utilizadas, o estágio de equalização pode ser necessário ou não. Além disso, verifica-se o grande número de subportadoras ópticas que foram produzidas, sendo 39 linhas espectrais produzidas com potência superior ou igual a -20 dBm na frequência de 30 GHz.

As propriedades das fibras altamente não lineares e dos demais componentes foram configurados de acordo com a Tabela 4.

Tabela 4 – Configuração dos componentes para OFCG baseado em FWM e HNLF

Componente	Parâmetro	Valor
HNLFs	Comprimento (HNLF 1) (HNLF 2)	400 m 500 m
	Atenuação	3 dB/Km
	Dispersão	3 ps/nm/Km
	Inclinação da dispersão	0.075 ps/nm ² /Km
	Coefficiente não linear (γ)	15 W ⁻¹ Km ⁻¹
	Atraso de grupo diferencial	0.2 ps/Km

Para os demais parâmetros dos componentes ópticos que não foram citados na Tabela 4 optou-se por manter os valores *default* do Optisystem.

Dentre todas as arquiteturas propostas para OFCG, a que apresentou o maior número de subportadoras ópticas é a técnica baseada em HNLF e FWM. Entretanto, essa técnica apresenta maior complexidade do que as técnicas anteriores, o que pode elevar o custo de implementação. Além disso, há necessidade de múltiplas ampliações, o que pode inserir elevada quantidade de ruído no sinal. Portanto, a técnica baseada em múltiplos lasers aplicados em um DD-MZM foi adotada como objeto de estudo desse trabalho, uma vez que essa técnica utiliza poucos elementos, o que reduz os custos e a complexidade do sistema.

6.4 Conjunto de fontes de lasers sintonizáveis

Com intuito de comparar a topologia de OFCG baseada em múltiplos lasers aplicados em DD-MZM e validar sua aplicação, realizou-se mais uma simulação baseada em um conjunto de fontes de lasers sintonizáveis para geração de múltiplas portadoras ópticas. Nessa configuração, N elementos de lasers podem ser multiplexados para formar um supercanal óptico com múltiplas portadoras ópticas. Na Figura 30, é ilustrado um esquemático da arquitetura proposta em um conjunto de N fontes de lasers sintonizáveis.

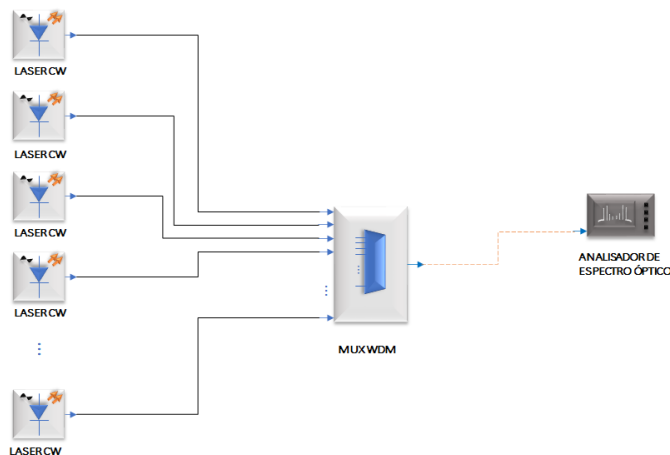


Figura 30 – Conjunto de fontes de lasers sintonizáveis para geração de múltiplas portadoras ópticas.

A partir da multiplexação dos sinais emitidos pelos lasers, ocorre a formação de múltiplas portadoras ópticas. Os lasers CW devem apresentar a mesma potência de emissão para que o sinal resultante seja equalizado e não necessite de um estágio de equalização. Nessa simulação, a potência de emissão dos lasers foi definida em 12 dBm. Esse valor se tornou necessário para alcançar um valor de potência semelhante ao que fora entregue pelos outros OFCGs em cada fotodetector, conforme será apresentado na próxima seção. Além disso, o espaçamento entre canais é realizado por meio do ajuste do comprimento de onda de emissão de cada laser CW, e portanto, com essa configuração o espaçamento entre canais pode ser linear ou não. Isso quer dizer que, de acordo com a aplicação, o espaçamento entre os canais pode ser o mesmo para todos, ou pode variar de canal para canal. Na Figura 31 é apresentado o espectro do sinal na saída do multiplexador WDM, em que o número de lasers utilizados é igual a 11. Neste trabalho, fez-se uma análise para um arranjo contendo 11 fotodetectores que posteriormente alimentarão um arranjo de antenas formada por 11 elementos, e, portanto, utilizou-se essa quantidade de lasers para gerar o número de portadoras ópticas suficientes para excitar cada uma das antenas.

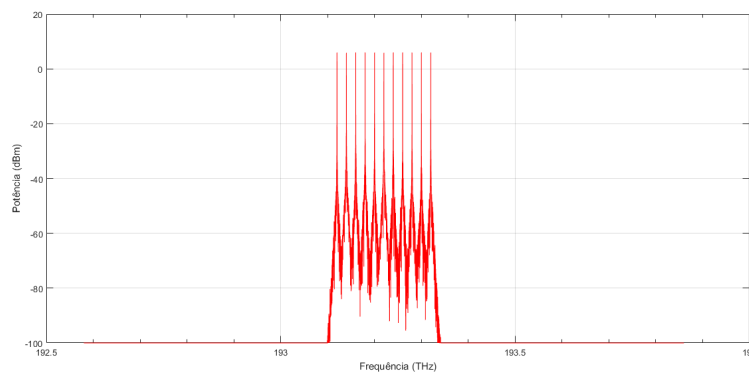


Figura 31 – Espectro óptico para um conjunto de fontes de lasers sintonizáveis.

Essa técnica tem como vantagem a capacidade de variar o espaçamento entre cada um dos canais que constituem o OFC, e não haver a necessidade de utilização de outros dispositivos, tais como moduladores de fase, amplitude ou eletro-óptico para gerar as portadoras ópticas. Por sua vez, apresenta número limitado de subportadoras ópticas, visto que, para produzir cada uma das portadoras se faz necessário a utilização de um laser. Dessa maneira, essa arquitetura exige um grande número de lasers para que sua aplicação em sistemas MIMO para redes 5G seja possível, o que se torna inviável. Sendo assim, técnicas de OFCGs baseadas em moduladores eletro-ópticos mostraram ser mais eficientes e vantajosas.

6.5 True-time Delay óptico

A arquitetura do TTD óptico foi apresentada na Figura 20. Após gerar o OFC, as subportadoras foram equalizadas em torno de uma potência de 6 dBm. O sinal equalizado

é enviado para um modulador eletro-óptico Mach-Zehnder e modulado por um sinal de RF com frequência de 2.4 GHz. Após modular a portadora óptica com o sinal de radio-frequência, o sinal é propagado em uma fibra óptica de 10.5 Km com elevada dispersão cromática (-120 ps/km·nm). Por meio da exploração das propriedades dispersivas das fibras ópticas, se torna possível controlar a fase relativa entre cada canal do OFC simplesmente ajustando o espaçamento entre as portadoras. O ajuste do espaçamento entre canais é realizado ajustando a frequência do sinal senoidal utilizado para a geração do OFC. Após passar pela fibra óptica o sinal é enviado a um filtro seletivo de comprimento de onda (*Wavelength Selective Switch* - WSS), que demultiplexa as portadoras ópticas e envia cada canal para um fotodetector. São utilizadas inicialmente 11 subportadoras do OFC, contudo, nas próximas simulações, serão apresentadas variações da arquitetura que utilizam um número maior de canais.

Após o processo de fotodetecção do sinal de RF, o mesmo passa por um processo de amplificação. Foram utilizados dois amplificadores: um amplificador de transimpedância e um amplificador com controle automático de ganho (Automatic Gain Control (AGC)), cuja tensão de saída foi ajustada para 1V. Em seguida, um filtro Bessel passa-banda com largura de banda de 15 GHz foi utilizado para eliminação dos ruídos oriundos do processo de amplificação e da propagação do sinal pela fibra óptica. O sinal senoidal carregado pelos canais 1, 6 e 11 do OFC são apresentados na Figura 32. O espaçamento dos canais é de 20 GHz, e a frequência do sinal de RF (frequência da portadora) é de 2.4 GHz.

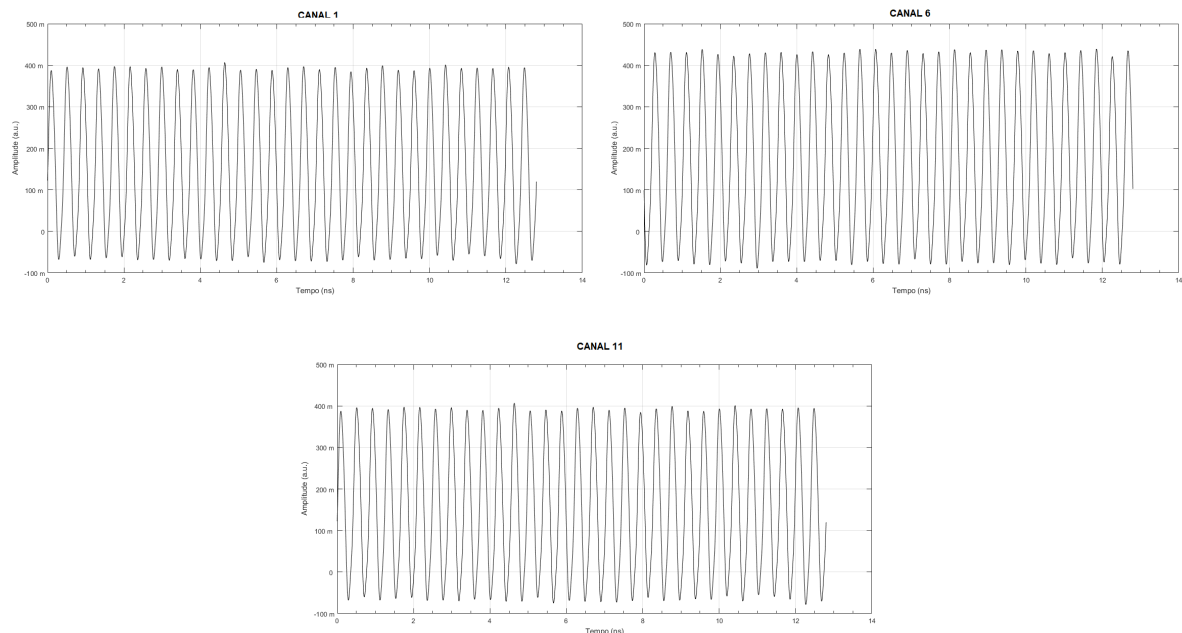


Figura 32 – Sinais de RF dos canais 1, 6 e 11 a serem enviados para os elementos de antenas.

Na Tabela 5 é apresentado os parâmetros dos componentes que constituem o *setup* para o OTTD.

Tabela 5 – Configuração dos componentes constituintes do OTTD

Parâmetro	Valor
Frequência do sinal da portadora	2.4 GHz
Taxa de extinção do MZM	30 dB
Fator de simetria do MZM	-1
Comprimento da fibra	10.5 km
Atenuação da fibra	0.2 dB/Km
Dispersão cromática da fibra	-120 ps/nm/Km
Largura de banda do WSS	15 GHz
Perda de inserção	12 dB
Tipo do Filtro	Gaussiano
Ordem do filtro	4

Observa-se que a qualidade do sinal é boa, havendo somente pequenas flutuações de amplitude entre alguns picos da onda senoidal, contudo, não é algo que prejudique a qualidade da transmissão de dados. Nota-se também que os sinais entregues por cada um dos canais não estão em fase, resultado no TTD óptico imposto pela fibra. O sinal entregue pelos outros canais são extremamente semelhantes aos ilustrados pela Figura 32, e dessa maneira, optou-se por apresentar somente esses 3 canais. Na Figura 33, pode ser visto o atraso temporal entre os sinais conduzidos pelos canais 1 e 2 e os canais 1 e 11 do OFC, sendo o espaçamento entre canais de 20 GHz.

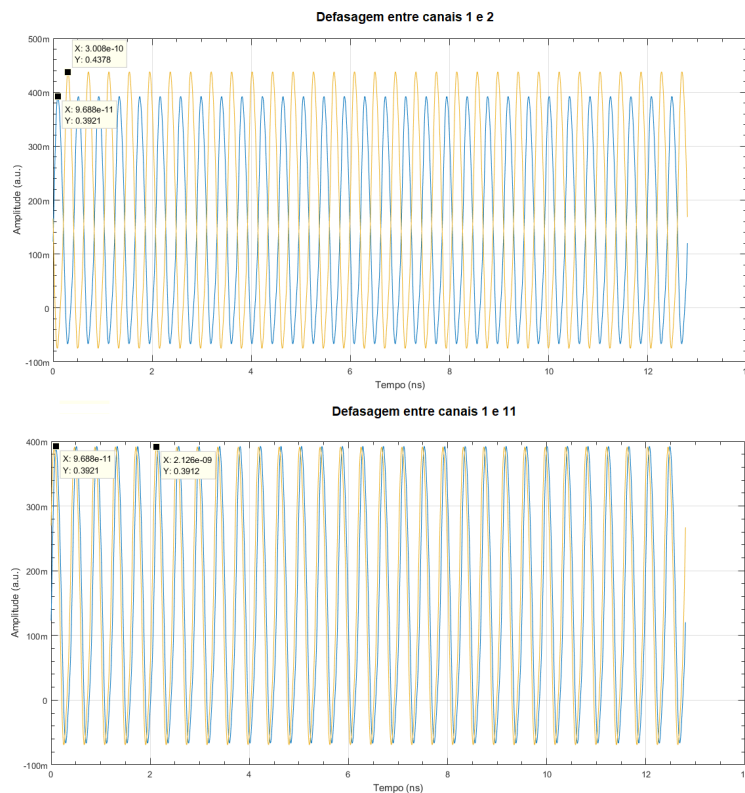


Figura 33 – Defasagem do sinais oriundas do TTD óptico entre os canais 1 e 2 e 1 e 11.

Verifica-se a partir da Figura 33, que o atraso temporal entre os canais 1 e 2 é de 0,202ns, enquanto o atraso entre os canais das extremidades do OFC é de 2,028ns. Para a defasagem entre os canais das extremidades, existe um maior número de ciclos da portadora, e por esse motivo, os cursores de medição não foram colocados sobre os picos adjacentes.

O atraso temporal entre cada um dos canais é o que determina a diferença de fase entre sinais entregues a cada uma das antenas. Na Figura 34, é apresentado o atraso temporal entre o 1^o e o 11^o canal para a topologia de OFC baseada em múltiplos lasers e DD-MZM, onde a f_{comb} teve variação entre 20 GHz e 40 GHz.

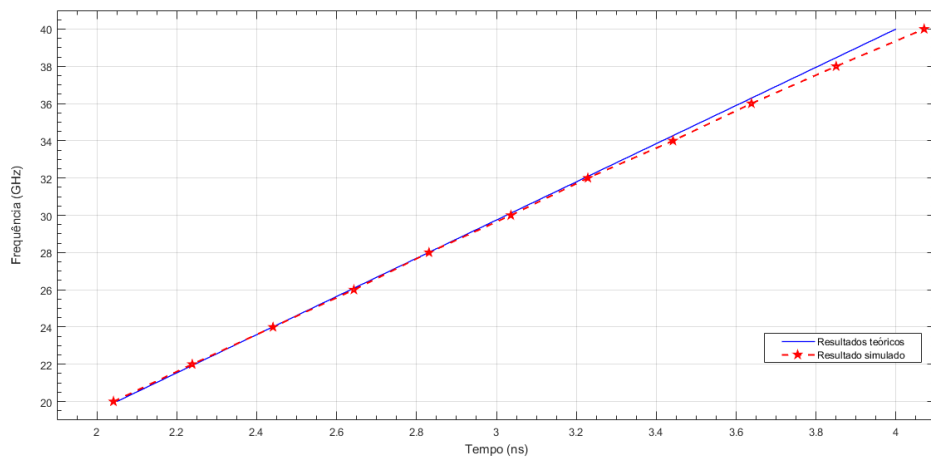


Figura 34 – Curva de atraso temporal entre canais localizados na extremidade do OFC.

Considerando uma variação de frequência de 2 em 2 GHz e baseando-se na Equação 5.1, que determina o atraso temporal entre canais, o atraso temporal deveria ser de 189 ps ($T_d = 10.5 \times 120 \times ((3 \times 10^8)/(2 \times 10^9)) = 189$ ps). Avaliando a Figura 34, nota-se que o atraso temporal calculado entre os canais externos do OFC e o que foi simulado estão muito próximos, o que valida os resultados teóricos com os resultados obtidos computacionalmente.

Outra verificação importante que foi realizada, consiste na determinação do atraso temporal entre canais adjacentes em diferentes valores de frequência. A partir desse atraso temporal é que se torna possível determinar a defasagem dos sinais vizinhos que são enviados para os elementos de antenas. Na Figura 35, são apresentados os atrasos temporais entre os canais que constituem o OFC nas frequências de 20 GHz, 30 GHz e 40 GHz.

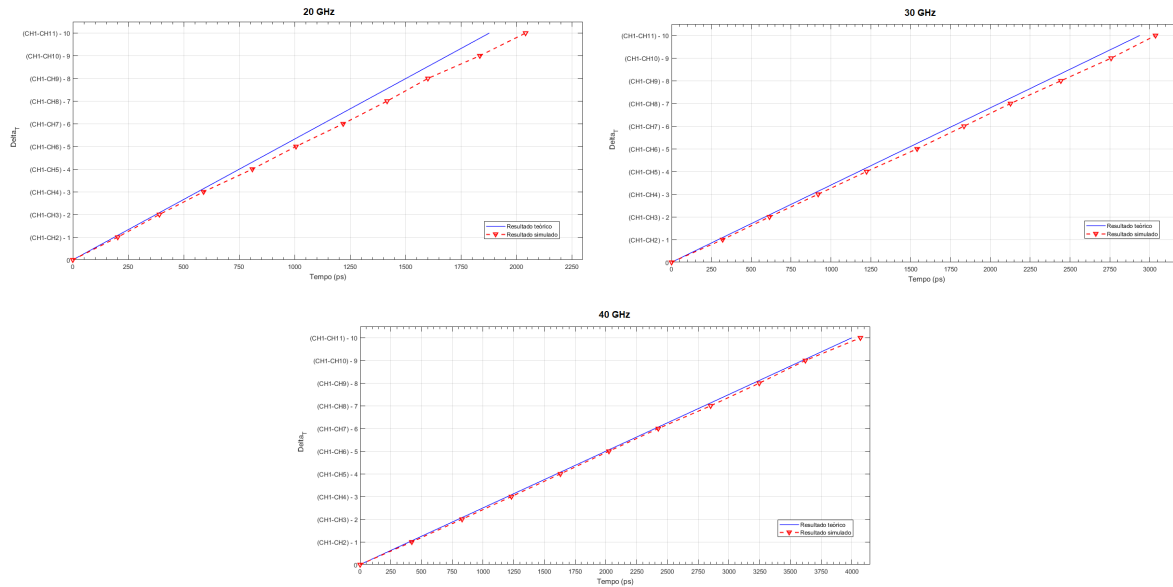


Figura 35 – Curva de atraso temporal entre canais de um OFC nas frequências de 20 GHz, 30 GHz e 40 GHz.

Além disso, realizou-se uma análise a respeito da potência entregue por cada um dos fotodetectores. Conforme dados da Tabela 6, a variação de potência entre canais é muito pequena. É importante que cada sinal apresente a mesma amplitude e potência para que todas as antenas que constituem a PAA sejam alimentadas com parâmetros iguais ou próximos e dessa maneira, não comprometa a formação e diretividade do feixe.

Tabela 6 – Potência elétrica a ser entregue por cada canal as antenas nas frequências de 20, 30 e 40 GHz

Frequência	Canal	Potência (dBm)
20 GHz	Canal 1	18,160
	Canal 2	19,145
	Canal 3	19,127
	Canal 4	18,942
	Canal 5	18,023
	Canal 6	19,086
	Canal 7	19,010
	Canal 8	18,531
	Canal 9	18,466
	Canal 10	19,144
	Canal 11	18,253
30 GHz	Canal 1	18,267
	Canal 2	19,876
	Canal 3	19,726
	Canal 4	18,212
	Canal 5	17,974
	Canal 6	19,013

Frequência	Canal	Potência (dBm)
30 GHz	Canal 7	18,850
	Canal 8	17,831
	Canal 9	18,782
	Canal 10	18,805
	Canal 11	18,776
40 GHz	Canal 1	18,209
	Canal 2	18,893
	Canal 3	19,075
	Canal 4	18,691
	Canal 5	17,838
	Canal 6	18,639
	Canal 7	18,937
	Canal 8	18,992
	Canal 9	18,969
	Canal 10	19,106
	Canal 11	18,727

A maior diferença de potência entre os canais foi de 2,045 dBm, que ocorreu para um espaçamento de 30 GHz. Em 20 GHz e 40 GHz, a variação máxima de potência entre canais foi de 1,122 dBm e 1,268 dBm, respectivamente. Essas variações são muito pequenas, e não comprometem a qualidade e aplicabilidade do sistema em PAAs. Para que esses valores de potência do sinal elétrico fossem atingidos, foi necessário equalizar as portadoras ópticas do OFC em torno da potência de 6 dBm.

As análises e simulações apresentadas anteriormente, foram realizadas utilizando um sinal senoidal como sinal de dados, na frequência de 2.4 GHz. No entanto, um ponto importante a ser analisado, tem relação com o espectro de frequências que é utilizado nas redes 5G atuais. Para proporcionar maior velocidade nas ligações, o 5G poderá operar também na faixa de frequência de ondas milimétricas, com frequências de sinais que vão de 24,25 GHz a 52,6 GHz (HONG et al., 2021).

Para testar a viabilidade do sistema óptico TTD proposto ao utilizar frequências elevadas de RF (no espectro 5G), foram realizadas simulações computacionais, ajustando a frequência da portadora do sinal de RF para 40 GHz. Na Figura 36 são apresentadas as curvas de atraso entre canais adjacentes para frequência espaçamento entre linhas do pente de 20 GHz, 30 GHz e 40 GHz, só que dessa vez considerando uma onda senoidal de RF com frequência de 40 GHz. Os resultados da simulação mostram uma boa concordância com as curvas teóricas (curva em azul sólido).

Baseado nisso, observou-se que ao aumentar a frequência da portadora de RF de 2.4 GHz para 40 GHz e mantendo a dispersão cromática da fibra em -120 ps/km·nm, conseguiu-se reduzir o comprimento da fibra óptica de 10.5 km para 2 km.

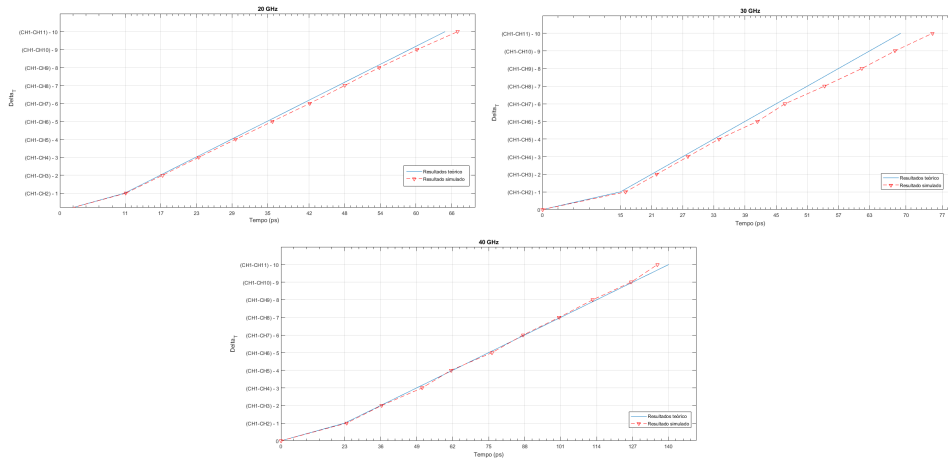


Figura 36 – Curva de atraso temporal entre canais de um OFC com espaçamento de 20 GHz, 30 GHz e 40 GHz e frequência do sinal senoidal de RF de 40 GHz.

Os resultados reportados até agora apresentaram desempenho satisfatório para aplicação do TTD óptico em PAAs. Entretanto, mais uma vez, sob a perspectiva das redes 5G, são necessárias cada vez mais a aplicação de técnicas avançadas de modulação para alcançar maiores taxas de transmissão. Nesse contexto, realizou-se uma análise, em que a portadora dos dados digitais é variada em amplitude. Essa técnica de modulação é conhecida como ASK. O sinal modulante assume os níveis lógicos 0 ou 1 conforme o nível do sinal discreto da fonte de alimentação. Na Figura 37, é apresentada a estrutura do TTD utilizando a modulação ASK.

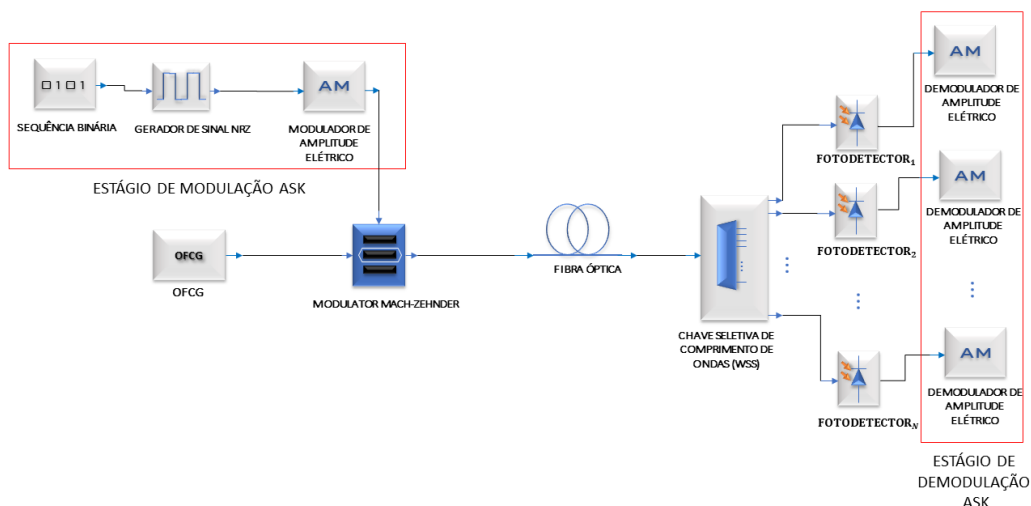


Figura 37 – Estrutura para TTD com modulação ASK.

Nessa arquitetura, o sinal digital binário é modulado em amplitude em uma frequência de 2.4 GHz. A taxa de transmissão do sinal é de 500 Mbits/s. Esse sinal será propagado em uma fibra óptica cuja dispersão cromática é de $-120 \text{ ps/km}\cdot\text{nm}$ e comprimento é de

10,5 km. Depois de ser transmitido, o sinal é demultiplexado no WSS, enviado para um fotodetector para conversão do sinal óptico em sinal elétrico e então o mesmo é amplificado, filtrado e enviado para um demodulador de amplitude. Na Figura 38 é apresentado o espectro do sinal ASK na frequência de 2.4 GHz. Pode-se notar que é nessa frequência que ocorre o pico de potência do sinal RF. Por sua vez, na Figura 39, é ilustrado o espectro do OFC que conduz o sinal de RF modulado, na entrada da fibra óptica.

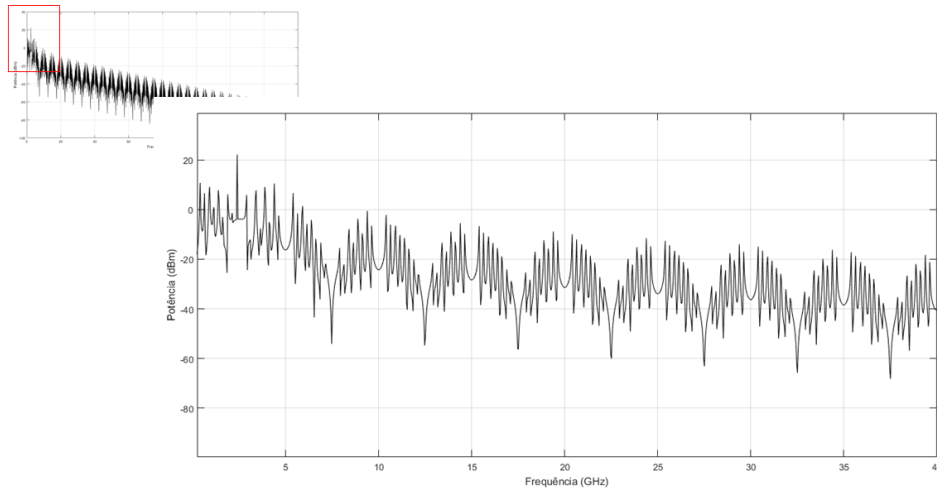


Figura 38 – Espectro do sinal de RF na modulação ASK em 2.4 GHz

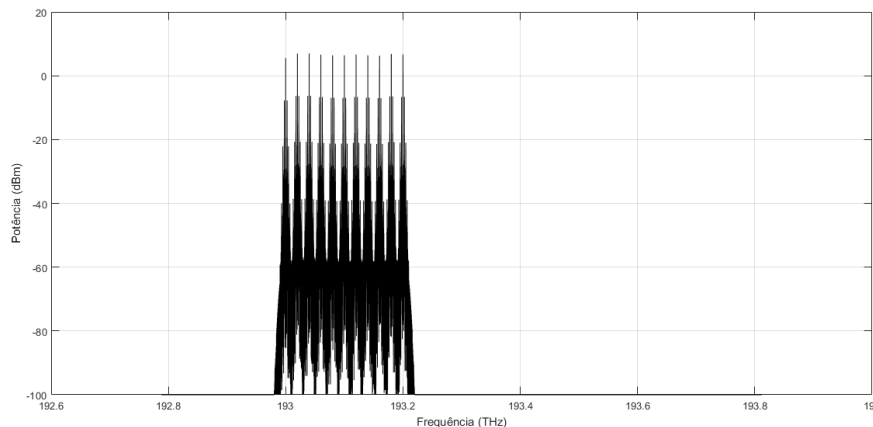


Figura 39 – Espectro do OFC na entrada da fibra óptica, carregando o sinal de RF modulado.

O sinal binário digital gerado, o sinal no domínio elétrico na saída do modulador e que foi propagado na fibra óptica, e o sinal demodulado e recebido no primeiro fotodetector, são apresentados na Figura 40.

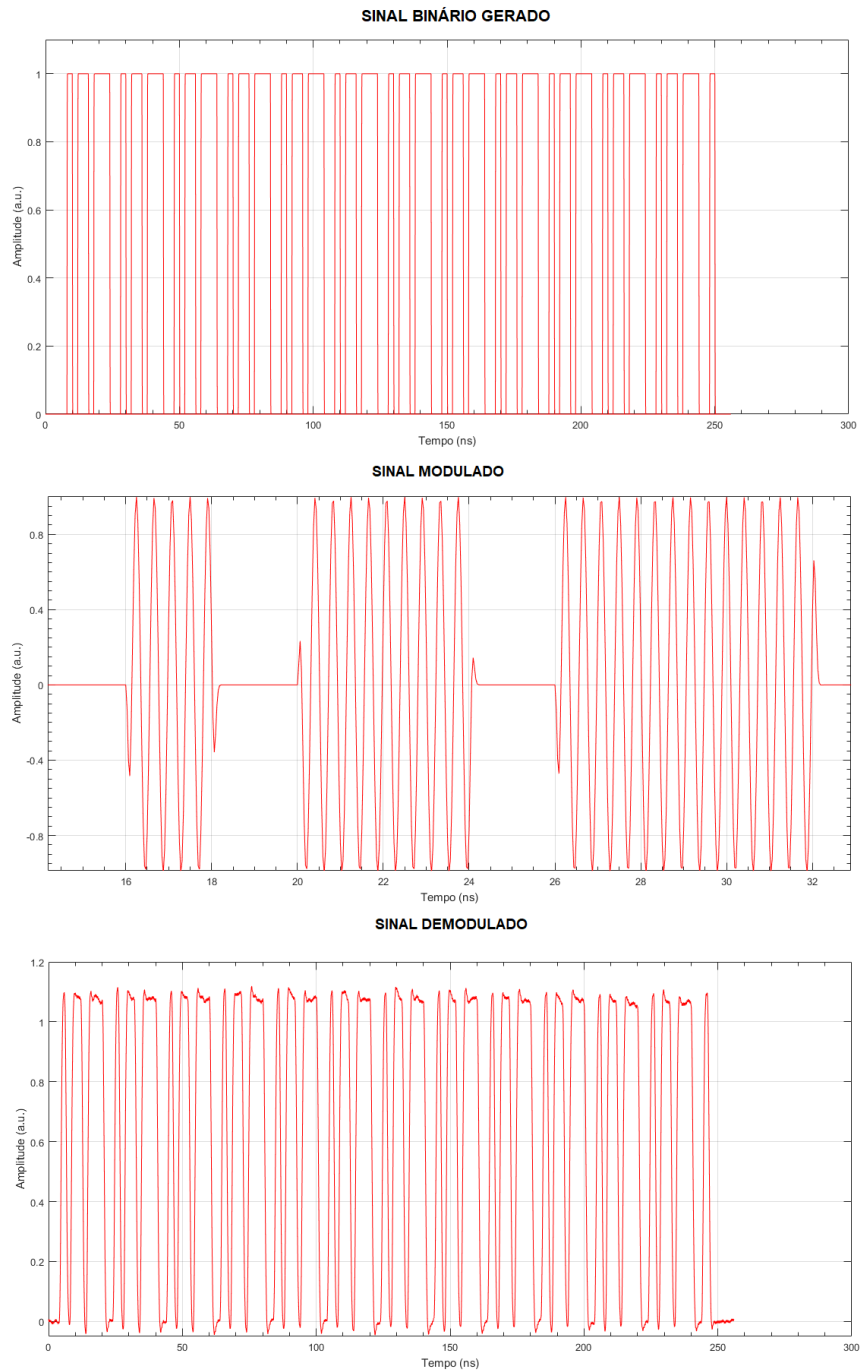


Figura 40 – Sinal binário digital, sinal modulado e sinal demodulado após transmissão e fotodetecção com formato de modulação ASK

Nessa figura, nota-se a geração de um sinal modulado ASK típico, ou seja, em conformidade com aplicações da literatura, assim como um sinal digital demodulado adequado. Além disso, em relação ao TTD óptico, pode-se visualizar na Figura 41 que o atraso temporal para um espaçamento de 20 GHz entre canais adjacentes é exatamente o mesmo para o sinal senoidal propagado anteriormente (0,204ns) e assim, verifica-se que o TTD óptico pode ser utilizado em sistemas de transmissão ópticos digitais sem nenhum prejuízo

no desempenho do sistema de transmissão ou na qualidade do sinal a ser entregue para o usuário final.

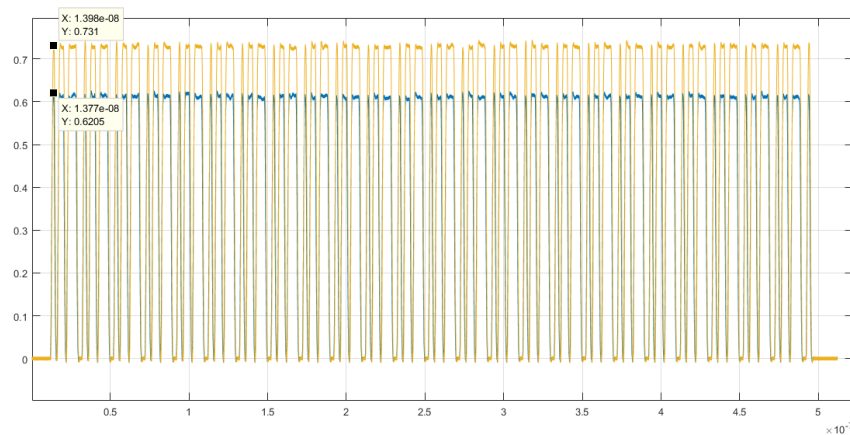


Figura 41 – Atraso temporal entre os canais 1 e 2 do sinal de dados modulado em amplitude.

Nesse contexto, um ponto importante a ser avaliado em técnicas de modulação digital, é a taxa de erros de bit (*Bit Error Rate* (BER)), que define a relação entre o número de erros de bit e o número total de bits transmitidos em um determinado intervalo de tempo. A BER é uma das principais métricas de desempenho para definir a qualidade de transmissão de um sinal óptico, sendo o valor menor a 10^{-9} frequentemente considerado a BER mínima aceitável para aplicações de telecomunicações. Sendo assim, foi realizado uma avaliação para determinar as taxas de transmissão máximas que poderiam ser utilizadas sem que o sinal entregue ao fotodetector fosse degradado e atingisse o valor mínimo de BER aceitável. Na Tabela 7, são discriminados a BER atingida para os canais ímpares de 1 a 11, à medida que a taxa de transmissão é elevada. Os valores representados nessa tabela, foram alcançados a partir da média aritmética de três medições em cada canal.

Tabela 7 – BER em função da taxa de transmissão para modulação ASK na frequência de 2.4 GHz

Taxa de bits	CH1	CH3	CH5	CH7	CH9	CH11
0,5 (Gbits/s)	0	0	0	0	0	0
1 (Gbits/s)	0	0	0	0	0	0
2,5 (Gbits/s)	0	0	0	0	0	0
3,5 (Gbits/s)	$3,21 \times e^{-7}$	$3,54 \times e^{-7}$	$3,02 \times e^{-7}$	$2,99 \times e^{-7}$	$3,43 \times e^{-7}$	$3,32 \times e^{-7}$
5 (Gbits/s)	$4,67 \times e^{-4}$	$4,43 \times e^{-4}$	$4,39 \times e^{-4}$	$4,56 \times e^{-4}$	$4,62 \times e^{-4}$	$4,79 \times e^{-4}$

A partir dos resultados apresentados na Tabela 7, pode-se verificar que para uma taxa de transmissão superior a 3,5 Gbits/s a BER atinge o limite de 10^{-9} , e portanto, para

a técnica de modulação ASK, 3,5 Gbits/s é a taxa de transmissão máxima que pode ser empregada, de modo a não comprometer a qualidade do sinal entregue ao fotodetector.

Ademais, no intuito de comparar a técnica de modulação ASK com técnicas de modulação mais avançadas, foram realizadas simulações computacionais utilizando a modulação OFDM. Conforme visto anteriormente, o OFDM apresenta alto desempenho em canais altamente dispersivos, com alta robustez e baixa complexidade de implementação. Na Figura 42, é apresentada a arquitetura para o transmissor e gerador de sinal OFDM.

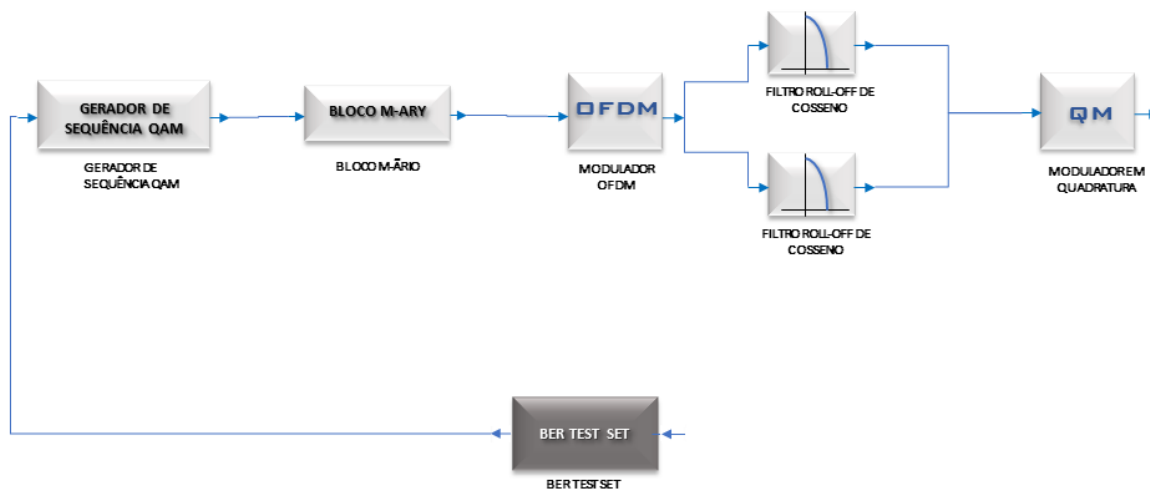


Figura 42 – Estrutura do modulador OFDM.

Na arquitetura do estágio de modulação do sinal OFDM, os bits de dados no transmissor OFDM são produzidos por meio de gerador numérico pseudo-randômico, que resulta em uma sequência de bits de 0 e 1 com igual probabilidade. Nessa simulação, o comprimento da sequência é de 32768 bits. O gerador de sequências QAM modula o sinal utilizando 16 QAM com 4 bits por símbolo. No modulador OFDM os dados são repartidos no domínio da frequência e uma IFFT modula os dados para o domínio do tempo. Além disso, para alcançar a ortogonalidade entre as subportadoras, o modulador OFDM define as frequências das mesmas, para que não ocorra interferência dos dados entre subportadoras. Dois filtros cossenoidais definem a frequência de corte do sinal OFDM, que permite selecionar somente as subportadoras cuja frequência está abaixo da frequência de corte dos filtros. Esse sinal é então enviado para um modulador em quadratura, que define a frequência de propagação do sinal de RF. Nessa simulação, essa frequência foi definida em 2.4 GHz. Por fim, o sinal elétrico de saída de cada subportadora é multiplexado e enviado para transmissão em um link óptico. Na Figura 43, o espectro do sinal OFDM gerado na frequência de 2.4 GHz é apresentado (Figura 43 - (a)), juntamente, com o espectro óptico do sinal OFDM modulado com o OFC (Figura 43 - (b)).

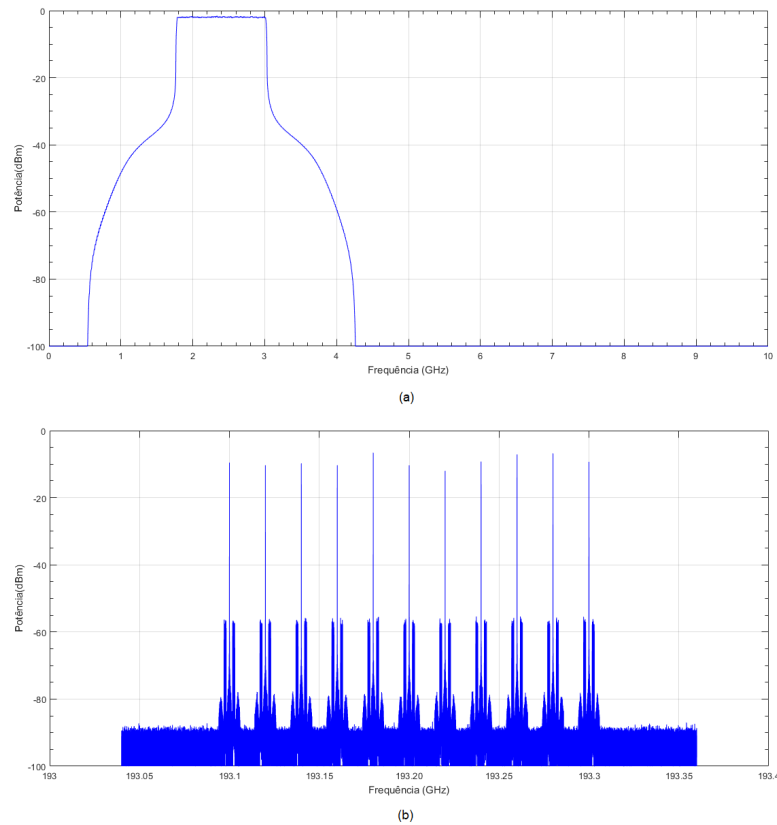


Figura 43 – Espectro do sinal OFDM em 2.4 GHz e espectro óptico do sinal OFDM modulado ao OFC.

Abaixo, é ilustrado na Figura 44, a arquitetura completa do TTD óptico com a modulação OFDM.

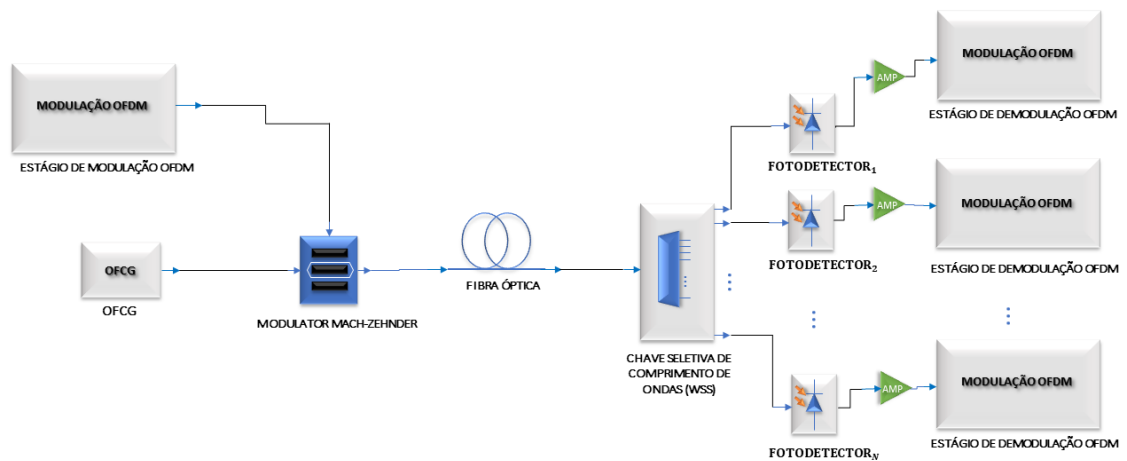


Figura 44 – Arquitetura do TTD óptico para a modulação OFDM.

Após os dados serem transmitidos como sinais ópticos através da fibra nesse enlace de transmissão OFDM em RoF, cada sinal é recebido por um bloco de demodulação OFDM. Os dados do sinal óptico são convertidos de volta para o domínio elétrico pelo fotodetector e amplificados por um amplificador elétrico. Segue um estágio de demultiplexação das subportadoras do sinal, por meio de um demodulador OFDM. A partir do demodulador, utiliza-se os detectores de limiar M-ário para detectar os sinais elétricos, o que permite recuperar a sequência QAM original para depois decodificar a sequência original do sinal binário. A Figura 45 apresenta a estrutura do estágio de demodulação OFDM.

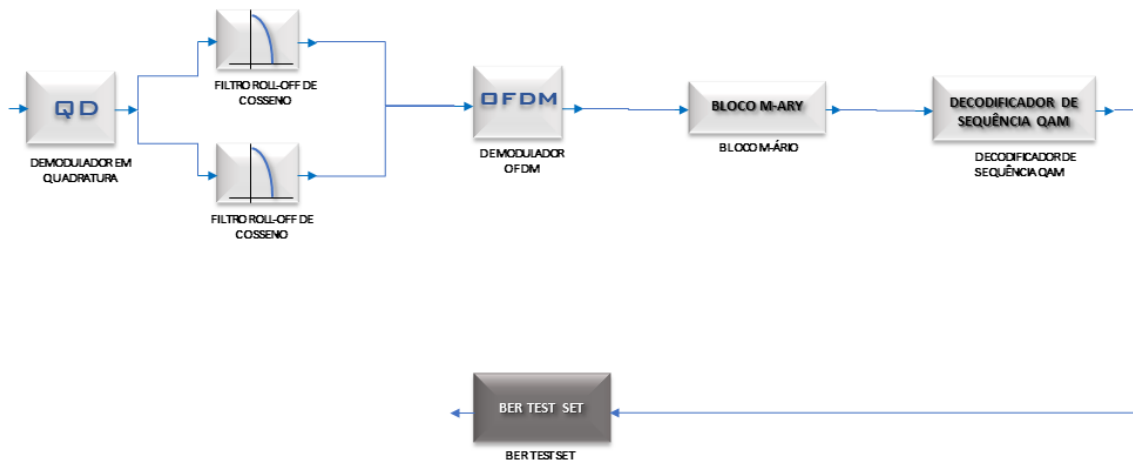


Figura 45 – Estrutura do demodulador OFDM.

O espectro do sinal OFDM na frequência de 2.4 GHz recebido pelo fotodetector é apresentado na Figura 46. Nota-se que, o espectro do sinal recebido está centrado na frequência de RF da portadora.

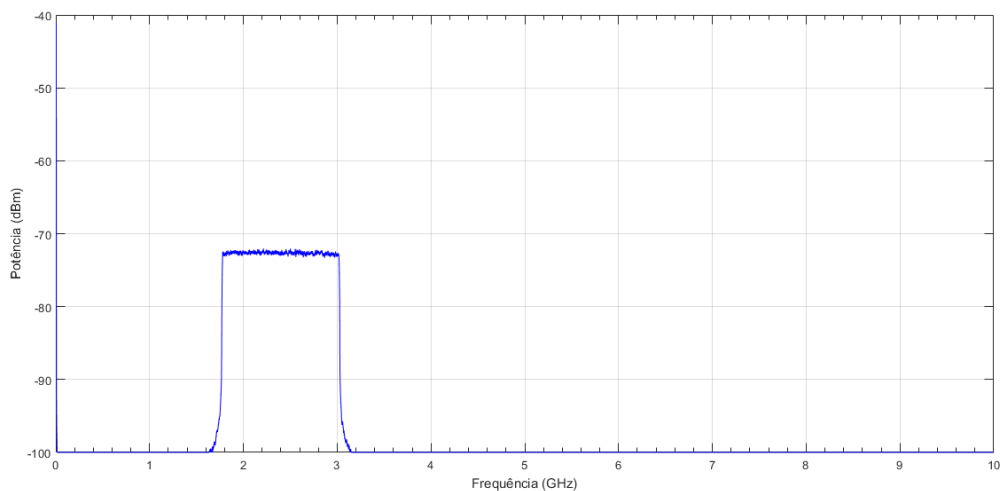


Figura 46 – Espectro do sinal de RF recebido na frequência de 2.4 GHz com a modulação OFDM.

Por fim, para verificar a qualidade do sinal OFDM transmitido, realizou-se a medição da BER em 11 canais. Os resultados dessas medições são apresentados na Tabela 8. Esses valores foram determinados a partir da média aritmética de três medições da BER em cada canal. Como todos os canais apresentaram o mesmo comportamento e valores semelhantes, optou-se por apresentar os resultados medidos dos canais ímpares.

Tabela 8 – BER em função da taxa de transmissão para modulação OFDM na frequência de 2.4 GHz

Taxa de bits	CH1	CH3	CH5	CH7	CH9	CH11
1 (Gbits/s)	0	0	0	0	0	0
2,5 (Gbits/s)	0	0	0	0	0	0
5 (Gbits/s)	$3,62 \times e^{-5}$	$3,66 \times e^{-5}$	$3,59 \times e^{-5}$	$3,65 \times e^{-5}$	$3,83 \times e^{-6}$	$3,34 \times e^{-5}$
10 (Gbits/s)	0,0367	0,0418	0,0386	0,0302	0,0377	0,0398
15 (Gbits/s)	0,2044	0,1988	0,1954	0,2106	0,1966	0,2002
20 (Gbits/s)	0,3221	0,3111	0,3265	0,3104	0,3246	0,3199
25 (Gbits/s)	0,4327	0,4117	0,4233	0,4168	0,4398	0,4402
40 (Gbits/s)	0,4652	0,4598	0,4644	0,4602	0,4599	0,4605

A partir dos resultados apresentados na Tabela 8, verifica-se que taxas de transmissão próximas a 5 Gbits/s poderiam ser empregadas, entretanto em taxas de transmissão mais elevadas que 5 Gbits/s apresentam uma BER mais elevada, o que representa maior degradação e perda de qualidade do sinal transmitido.

6.6 Formação e direcionamento de feixes a partir do TTD óptico

O último estágio do processo de validação da arquitetura proposta, consistiu no design de uma PAA com 11 elementos de antenas, assumindo que cada antena fosse conectada a uma fotodetector no setup óptico. Esse conjunto de simulações são baseadas no Método dos Elementos Finitos (*Finite Element Method* (FEM)), utilizando o software de simulação HFSS, que permite avaliar e encontrar o desvio de fase adequado para assegurar um ângulo de direção desejado do feixe de saída de um vetor de antenas. Para simplificar a análise, assumiu-se uma geometria simples de uma antena dipolo vertical de meia onda. Neste estudo, o objetivo é alcançar a maior diretividade possível a partir de um arranjo de antenas constituído de elementos de antenas mais simplificados, e, portanto, o uso de modelos de antenas superdiretivas não foi considerado. Conforme (KRAUS, 1988), a diretividade de antenas dipolo de meia onda mais comum é de 2,15 dBi. Nesse contexto, considerou-se somente os lóbulos cuja diretividade apresentava ganhos superiores aos de uma antena dipolo de meia onda. Na Figura 47, é apresentada a modelagem realizada no HFSS para o arranjo constituído de 11 antenas e uma ampliação que consiste na ilustração de somente um elemento de antena.

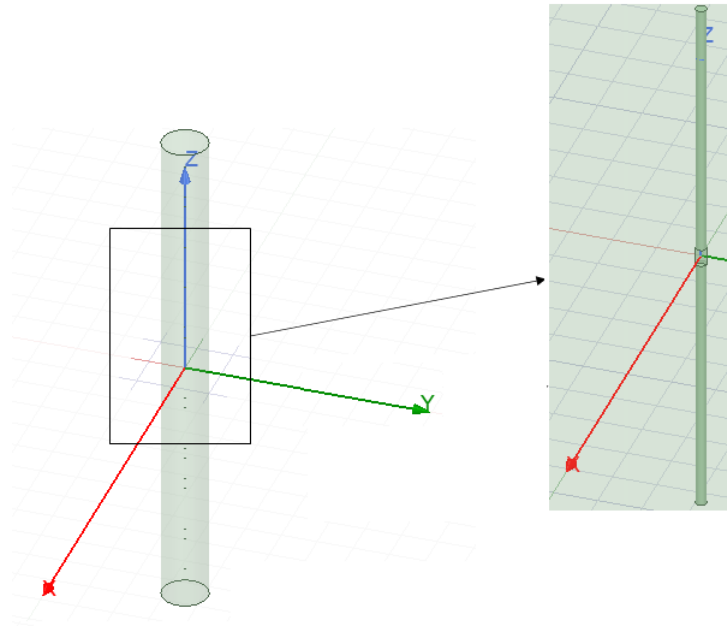


Figura 47 – Modelagem da PAA com 11 antenas no HFSS e ampliação da figura com o design de uma antena dipolo.

Considerando a frequência da portadora de 2.4 GHz, o comprimento de onda de emissão da antena dipolo é 12.5 cm ($\lambda = c/f = 3 \times 10^8 / 2.4 \times 10^9 = 12.5$ cm). Para alcançar um melhor acoplamento eletromagnético entre os sinais de RF propagados no espaço, o espaçamento vertical entre as antenas é comumente definido por $\lambda/2$, o que corresponde a 6,25 cm na modelagem realizada neste trabalho. O comprimento (L) da antena dipolo também é $\lambda/2$. Além disso, uma antena dipolo simplificada pode ser representada como um fio condutor muito fino. Dessa maneira, o raio do dipolo foi definido como $\lambda/200 = 0.625$ mm. Por sua vez, a largura da fonte de excitação é de 2 mm, representada por um retângulo no centro do dipolo. A partir dessa modelagem, foi obtido o diagrama de radiação tridimensional, ilustrado na Figura 48. Nesse diagrama de radiação, todos os elementos de antenas são alimentados por sinais em fase, representando o ganho em dB da PAA.

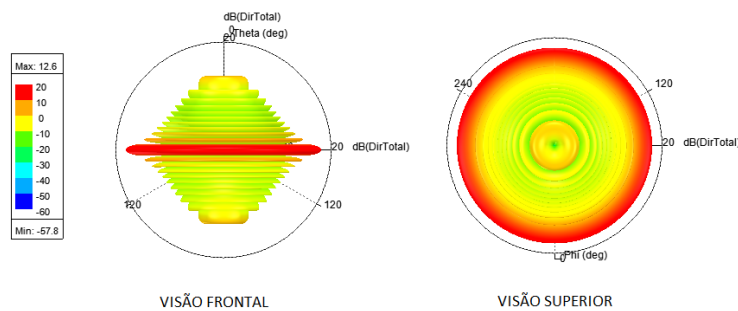


Figura 48 – Diagrama de radiação tridimensional para uma PAA formada por 11 antenas dipolo em fase.

O mesmo diagrama de radiação da figura anterior pode ser representado também bidimensionalmente e na forma polar, conforme Figura 49. Observa-se da Figura 48 que se trata diagrama omnidirecional, isso é, a onda eletromagnética propagada pelo conjunto de antenas propaga-se em todas as direções perpendiculares ao eixo do arranjo de antenas. Por questão de simetria, optou-se por representar no diagrama de radiação polar, somente um semicírculo do diagrama de radiação gerado. Com essa representação, é mais fácil verificar a diretividade do vetor de antenas e avaliar os pontos de cobertura do sinal irradiado pela PAA. A magnitude máxima alcançada para essa PAA, constituída de 11 elementos de antenas, é 12,58 dB.

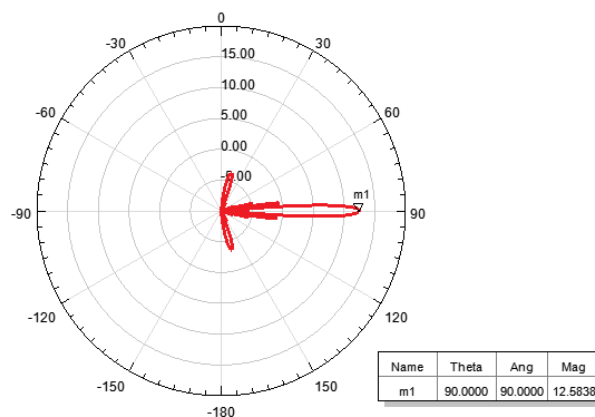


Figura 49 – Diagrama de radiação na representação polar.

Nas Figuras 48 e 49 todos os elementos de antenas são alimentados com sinais em fase, ou seja, não há defasagem entre os canais. Isso pode ser realizado a partir do envio de um único canal do OFC para todas as antenas, a partir da seleção de somente um comprimento de onda no WSS.

No entanto, o atraso temporal oriundo do domínio óptico, visa enviar sinais em diferentes instantes de tempos para os dipolos que formam o arranjo de antenas. O envio de sinais que apresentem atrasos temporais entre si, resulta em uma defasagem dos sinais. É a partir dessa defasagem que é possível obter uma interferência construtiva e destrutiva entre os sinais da PAA, e produzir e direcionar o lóbulo principal de um diagrama de radiação, que apresente um determinada diretividade para uma certa região espacial (ângulo de varredura). Nesse cenário, diferentes defasagens entre os sinais foram realizadas, de modo que o desvio de fase entre as antenas foi ajustado para garantir que o lóbulo principal oriundo do diagrama de radiação de uma PAA pudesse ser direcionado para um ângulo específico em relação ao eixo vertical. No entanto, em alguns casos, não é possível direcionar o lóbulo principal para um ângulo de varredura específico. Neste caso, foi considerado o lóbulo secundário. Embora a diferença de ganho fosse cerca de 5 dB comparado ao obtido para o lóbulo principal, como pode ser visualizado nas Figuras 50 (a) e (i), os lóbulos secundários ainda garantem um ganho de 5 dBi, o que foi considerado

um valor satisfatório em termos de diretividade. De acordo com (HONG et al., 2021), a diretividade das antenas dipolo de meia onda é de 2,5 dBi. Neste contexto, quando existe a formação de um diagrama padrão em que um dos lóbulos produzidos não atinge uma diretividade superior a 2,5 dBi, não deve ser considerado, uma vez que este valor de diretividade é considerado baixo. Na Figura 50 são apresentados os diagramas de radiação em que um lóbulo é orientado para os ângulos próximos a 30°, 45°, 60°, 75°, 90°, 105°, 120°, 135°, 150°.

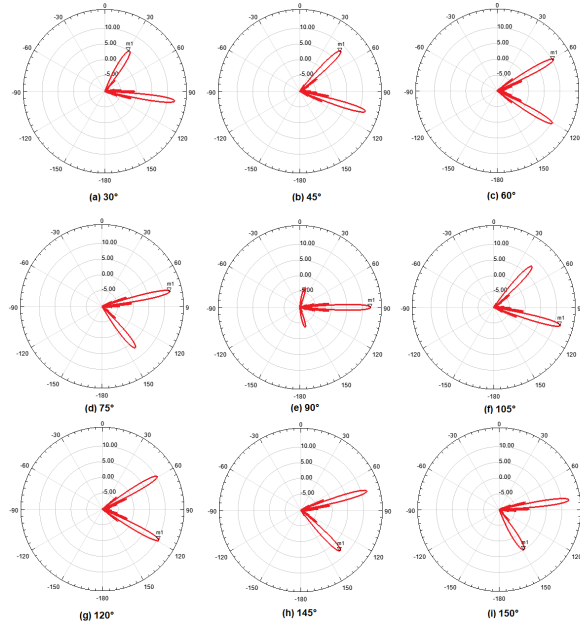


Figura 50 – Diagrama de radiação na representação polar para diferentes ângulos de varredura.

Para alcançar diferentes ângulos de varredura no diagrama de radiação, basta ajustar o atraso temporal entre os canais. Esse atraso temporal pode ser realizado a partir do ajuste do espaçamento entre os canais do OFC e da seleção adequada de um subconjunto de linhas espectrais no WSS. Na Tabela 9, são apresentados os ângulos de varredura alcançados em um intervalo de 110°, variando de 33° a 142°, em função do espaçamento de frequência das linhas do OFC, assim como o atraso temporal e mudança de fase entre canais adjacentes do OFC que conduzem o sinal de RF. Considerou-se os ângulos de varredura tanto do lóbulo principal como do lóbulo secundário dos diagramas de radiação produzidos, sempre que ambos apresentavam diretividade significativa, ou seja, acima de 2,5 dBi. Essa tabela foi elaborada considerando somente o espaçamento entre os canais, o atraso temporal, e o ângulo de defasagem entre os sinais com TTD óptico positivo entre os canais, e o ângulo alcançado pelos dois lóbulos principais do diagrama de radiação. Como consequência, para cada conjunto de TTD óptico, f_{comb} e valores de mudança de fase, o padrão de radiação resultante tem dois ângulos principais de direção. Este comportamento é ilustrado na Figura 51. Note que o diagrama de radiação resultante para um desvio de

fase de 72° apresenta um lóbulo dirigido ao ângulo de $78,5^\circ$ e outro dirigido a 142° , como mostrado na Figura 51(a). Para um espaçamento de canais de 40 GHz, por outro lado, apenas o lóbulo principal a 90° foi considerado, uma vez que o lóbulo secundário tinha uma diretividade inferior a 0 dBi (51(b)).

Tabela 9 – Ângulos de varredura alcançados

Espaçamento (GHz)	TTD óptico (ps)	Defasagem	Ângulo de varredura
35	354,70	307°	33°
75	763,94	301°	$34,5^\circ$
30	307,04	266°	43°
70	709,38	254°	$45,5^\circ$
25	253,13	219°	53°
105	1064,08	201°	$56,5^\circ$
20	203,85	176°	61°
60	610,16	168°	$62,5^\circ$
50	506,29	78°	$77,5^\circ$
90	914,84	72°	$78,5^\circ$
40	405,47	351°	$91,5^\circ$
80	813,30	344°	$92,5^\circ$
120	1213,98	331°	$94,5^\circ$
35	354,7	307°	98°
75	763,94	301°	99°
30	307,04	266°	$104,5^\circ$
70	709,38	254°	107°
25	253,13	219°	$112,5^\circ$
105	1064,08	201°	$115,5^\circ$
20	203,85	$176,4^\circ$	120°
60	610,16	168°	$121,5^\circ$
50	506,3	78°	$140,5^\circ$
90	914,84	72°	142°

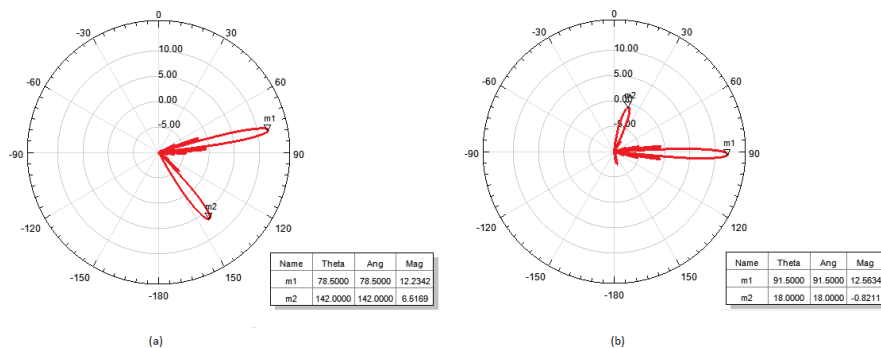


Figura 51 – Ângulos de varredura para espaçamento entre canais de (a) 90 GHz e (b) 40 GHz.

Analisando os dados da Tabela 9, verifica-se que espaçamento entre canais varia de 20 GHz a 120 GHz. Embora os valores de frequência acima dos 40 GHz sejam difíceis de

atingir na prática, pode-se observar que, para um menor espaçamento de canais no OFC, o número de linhas espectrais aumenta consideravelmente. Portanto, é possível utilizar o WSS para selecionar apenas um dado subconjunto de comprimentos de onda que assegure o espaçamento de canais requerido. Por exemplo, considerando um espaçamento de canais de 40 GHz, é possível definir a frequência de sintonia OFC para 20 GHz e selecionar apenas os canais ímpares (ou pares). Outra possibilidade consiste em selecionar um a cada três canais. Neste caso, definindo por exemplo o espaçamento das linhas de pente para 20 GHz, seria possível selecionar um conjunto de linhas de frequência com espaçamento de 60 GHz. Com base nas considerações anteriores, para uma gama de frequências de 20 GHz a 40 GHz para o gerador de linhas OFC, é possível obter pelo menos 23 ângulos de varredura no diagrama de radiação. Ademais, nota-se a presença de dois lóbulos nos diagramas de radiação (um lóbulo principal e um lóbulo secundário). Para pares de ângulos, tais como $30^\circ - 150^\circ$ e o par $60^\circ - 120^\circ$, o deslocamento de fase tem o mesmo valor absoluto, sendo a única diferença o sinal. Um deslocamento de fase positivo corresponde a um atraso de tempo positivo, enquanto um deslocamento de fase negativo está associado a um atraso de tempo negativo, ou a um avanço de tempo, de forma equivalente. No domínio óptico, isso corresponde à troca da ordem das linhas do OFC selecionadas no arranjo, o que pode ser feito configurando corretamente o demultiplexador WSS.

Uma observação importante a ser feita, está relacionada à elevada quantidade de energia dos lóbulos secundários em alguns diagramas de radiação. Isso poderia ser interpretado como um desperdício de energia ou até mesmo como uma ineficiência da arquitetura proposta. No entanto, como foi considerado uma modelagem simplificada do arranjo de antenas, considerando antenas dipolo de meia onda, não se trata de uma desvantagem da arquitetura de OTTD que foi proposto, mas sim da modelagem do arranjo que foi implementado. Foi observado que para pequenas variações de defasagem (350° a 331°), o lóbulo secundário possui diretividade máxima de 2,7 dBi, sendo os ângulos de varredura alcançados variando entre $91,5^\circ$ a $94,5^\circ$. Isso demonstra, que para o esse arranjo, baseado em antenas dipolos de meia onda, não é possível alcançar um número elevado de ângulos de varredura para o lóbulo principal, de modo que o lóbulo secundário apresente valor reduzido de diretividade. Essas limitações se devem a modelagem das antenas propostas, uma vez, que para o OTTD independe da arquitetura das antenas que são utilizadas no arranjo, possibilitando alcançar uma ampla variedade de ângulos de defasagem entre os sinais que são enviados para o arranjo.

Outra avaliação que foi realizada e que pode ser feita de forma a otimizar os resultados e reduzir a complexidade do sistema é definir a largura de banda máxima do WSS em 15 GHz. Ao fazer isso, pode-se definir um espaçamento entre canais apenas uma vez e variar somente a frequência do sinal aplicado na geração do OFC sem a necessidade de reprogramação dos comprimentos de onda do WSS. Isso indica que, ao definir um espaçamento entre canais de 35 GHz, pode-se definir a frequência do sinal senoidal de

geração do OFC em 34, 35 ou 36 GHz sem necessidade de reprogramação do WSS. Desse forma, se torna possível alterar o ângulo de varredura da PAA em até 4° , visto que para a variação de frequência em 1 GHz, 2° são percorridos no diagrama de radiação. Por meio dos testes realizados, constatou-se que não há redução de potência entregue pelos fotodetectores e também não há inserção de ruídos no sinal de saída.

Por sua vez, uma PAA em sistemas MIMO é constituída de múltiplos elementos de antenas, que podem ser posicionadas verticalmente entre si ou horizontalmente, ou por meio de uma combinação de N elementos colocados um abaixo do outro e M elementos colocados lado a lado. De forma a ter melhor utilização do elevado número de subportadoras ópticas do OFC gerado, se torna interessante avaliar o comportamento do sistema tanto no domínio óptico quanto no domínio de radiofrequências na presença de dois conjuntos de antenas. Nesse contexto, modelou-se mais um vetor de 7 antenas dipolos no HFSS e reduziu-se o primeiro vetor também para 7 antenas, totalizando assim, um arranjo de 14. No domínio óptico, inseriu-se mais um WSS que permite criar dois vetores de antenas diferentes. Na Figura 52, é ilustrado o esquemático para um sistema contendo duas PAAs no domínio óptico.

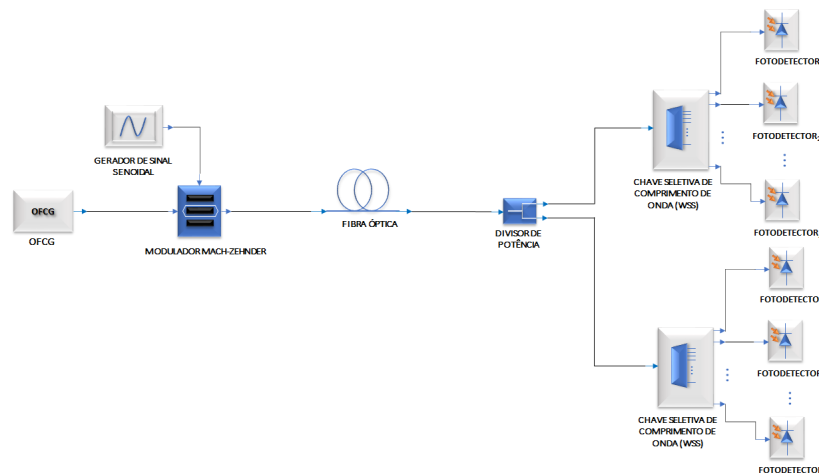


Figura 52 – Setup óptico para uma configuração com dois arranjos de antenas.

No HFSS, a modelagem desse segundo PAA poderia ser feita de duas maneiras. A primeira forma consiste em inserir um vetor de 7 antenas embaixo do primeiro que já existia e assim, formar um vetor totalmente vertical, onde os 14 elementos de antenas foram colocados um abaixo do outro. Com essa configuração, não são formados muitos lóbulos laterais, contudo, a largura do lóbulo principal é reduzida. A segunda forma de modelagem, consistia em criar um segundo vetor posicionado lateralmente ao primeiro, e dessa maneira, haveria duas arranjo de antenas, cada uma com 7 elementos posicionadas lado a lado. Com essa abordagem, ocorre a formação de lóbulos laterais, por outro lado, a diretividade da PAA é maior. Além disso, para as duas modelagens, manteve-se os mesmos parâmetros dos dipolos que foram utilizados anteriormente e a distância entre

antenas do primeiro conjunto e do conjunto secundário foi de $\lambda/2$. A Figura 53 ilustra como foram realizadas as modelagens no HFSS, para o arranjo de antenas posicionadas horizontalmente (53 (a)) e verticalmente (53 (b)).

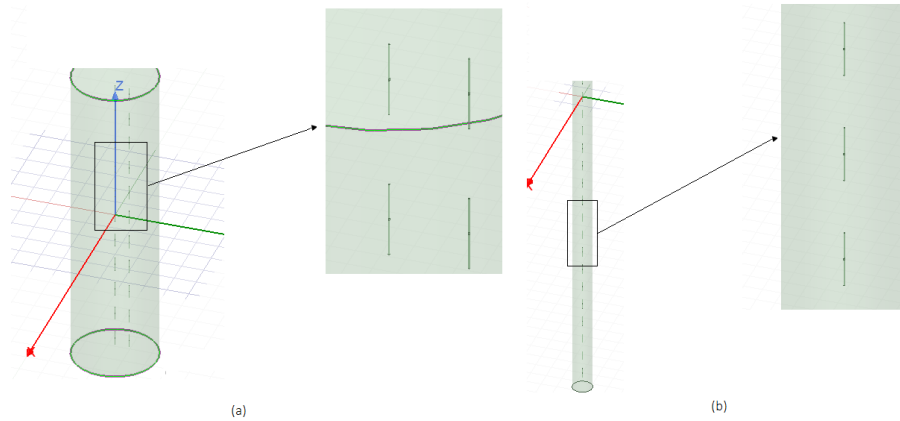


Figura 53 – Modelagem no HFSS considerando dois tipos de arranjos de antenas, posicionadas verticalmente e horizontalmente..

Na Figura 54, são apresentados os diagramas de radiação tridimensional e na forma polar para os dois arranjos de antenas alimentadas com sinais em fase.

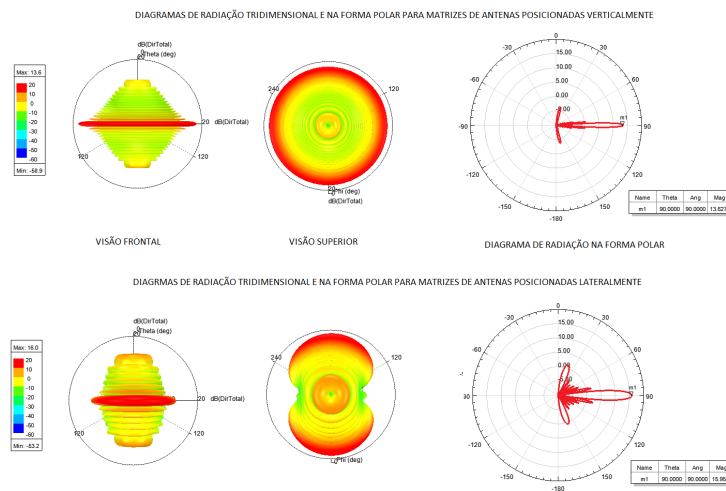


Figura 54 – Diagramas de radiação para dois arranjos diferentes de antenas.

Nesse contexto, existem agora inúmeras possibilidades de combinação de defasagens entre os sinais que chegam nas PAAs para orientar e formar um padrão de radiação final. Por exemplo, pode-se definir o espaçamento entre os canais do primeiro vetor em 20 GHz, e para o segundo vetor um espaçamento de 40 GHz ou 60 GHz, e assim fazer um maior uso de todas as subportadoras ópticas do OFC. Pode-se também, definir o atraso temporal do segundo vetor de forma contrária ao primeiro e obter um diagrama de radiação resultante. Deve-se atentar também para o fato do espaçamento entre os canais ser fixo, isto é, não há

como definir um espaçamento diferente entre dois canais adjacentes senão aquele definido pela frequência de geração do OFC.

Baseado nisso, na Figura 55 são apresentados alguns diagramas de radiação para cada um dos conjuntos de antenas e o diagrama de radiação resultante dos dois vetores. Optou-se por utilizar a modelagem em que os arranjos são posicionados lateralmente, visto que esse apresentou maior diretividade.

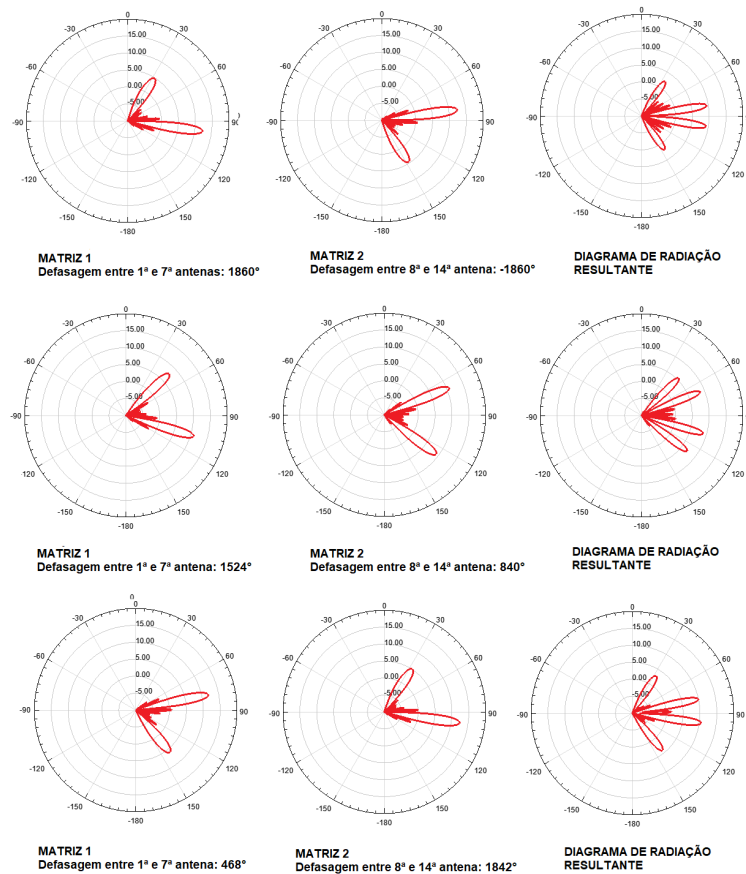


Figura 55 – Diagramas de radiação resultante para dois arranjos de antenas.

Essa combinação de diferentes padrões de radiação, permitiu a obtenção de um diagrama de radiação resultante, com até 4 lóbulos com magnitude superior a 5 dBi, que podem ser direcionados para um conjunto de usuários e realizar a cobertura de uma determinada região.

7 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado inicialmente uma introdução aos principais conceitos e elementos que constituem um sistema híbrido óptico-rádio. Foram apresentados diversos esquemas e componentes de um sistema RoF, focando principalmente nos dispositivos ópticos, tais como os moduladores, fontes e fibras ópticas, além dos fotodiodos.

Da mesma maneira, foram revisadas diversas técnicas e topologias para geração de pentes de frequências ópticas, onde foram apresentados todos os componentes que poderiam compor a arquitetura do gerador de OFC, apresentando as vantagens e desvantagens de cada configuração. Foi observado que os OFCG baseados em HNLF em associação com FWM é capaz de produzir um elevado número de componentes para um OFC, no entanto, essa arquitetura é mais complexa. OFCGs baseados em múltiplos lasers e moduladores em cascata apresentaram também bons resultados, gerando um número considerável de linhas espectrais, tornando sua aplicação em sistemas híbridos óptico-rádio em sistemas MIMO extremamente viável, já que permitiria sua conexão com PAA com elevado número de componentes. Foram apresentados também diversas análises para comprovação da qualidade do OFC gerado, tais como, verificação de elevada potência recebida pelo fotodetector, qualidade do sinal senoidal recebido e que fora anteriormente conduzido por cada canal óptico, validação dos TTD óptico medido com o calculado (teórico), definição da taxa de transmissão máxima de bit/s em função da BER, quando aplicado TTD óptico em conjunto com técnicas de modulação avançadas, tais como o OFDM e ASK.

Além disso, com estudo realizado, foi possível comprovar a viabilidade de utilização do TTD óptico para controle de fase e formação de feixe em arranjos de antenas. Constatou-se que simplesmente com o ajuste do espaçamento entre as componentes ópticas de um OFC, é possível definir o atraso temporal entre sinais de RF que chegam a um conjunto de antenas e assim, devido a defasagem entre esses sinais, é possível direcionar o feixe dessa PAA para uma determinada região do espaço. Essa viabilidade também foi comprovada para aplicações em altas frequências, tais como o 5G. Simulações realizadas com frequência do sinal de RF em 40 GHz, apresentaram a vantagem de permitir a redução de uma fibra de 10.5 km para 2 km, desde que seja mantido o coeficiente de dispersão cromática da fibra em -120 ps/km-nm. Ademais, foi verificado a aplicabilidade do TTD óptico com técnicas de modulação digitais avançadas, tais como o ASK e o OFDM, que no domínio óptico apresentaram comportamento semelhante ao sinal senoidal RF, isso quer dizer que, os atrasos temporais provenientes do ajuste da f_{comb} , de fibras ópticas com alta dispersão cromática, podem ser utilizadas em conjunto com sistemas ópticos digitais para controlar atrasos temporais entre cada uma das portadoras ópticas que é propagada em um meio dispersivo.

Sendo assim, o esquema proposto de um TTD totalmente óptico baseado em fibras ópticas altamente dispersivas e subportadoras de um pente de frequência óptica foi va-

lizado. Os resultados mostram a viabilidade da técnica TTD e a sua aplicabilidade em sistemas constituídos por arranjos de antenas para a formação de feixes de RF. De acordo com o ângulo de formação do feixe desejado, o controle total de fase pode ser centralizado em uma CO, sendo que para isso basta ajustar o espaçamento das linhas OFC e configurar remotamente o WSS localizado no nó de distribuição. Além disso, a arquitetura proposta demonstrou ser capaz de operar nas bandas de frequência 5G e utilizar sinais modulados digitalmente. Por fim, a configuração proposta é simples e econômica, o que a torna adequada para aplicação em sistemas MIMO de alta densidade.

7.1 PERSPECTIVAS FUTURAS

Entre os possíveis desenvolvimentos para um trabalho futuro encontram-se a implementação do sistema proposto de maneira experimental, comparando os resultados apresentados nesta dissertação com medições práticas.

Além disso, projetar um dispositivo fotônico, capaz de produzir um elevado número de componentes para um OFC poderia ser implementado em substituição das técnicas de OFCGs apresentadas neste trabalho. Apesar das técnicas e arquiteturas de OFCGs propostas serem extremamente eficientes, essas são técnicas complexas, robustas e que utilizam elevado quantidade de componentes para alcançar um número considerável de canais ópticos para um OFC, além de requerem elevada potência de entrada no laser. Dessa maneira, o projeto de um *chip* fotônico, que seja capaz de produzir grande quantidade de linhas espectrais para um OFC e que necessite de menor potência de injeção de um laser, se torna interessante nas aplicações das redes 5G atuais ou redes futuras, visto que requerem menor espaço de implementação e podem ser mais eficientes.

Referências Bibliográficas

- AGRAWAL, G. P. Nonlinear fiber optics. In: *Nonlinear Science at the Dawn of the 21st Century*. [S.l.]: Springer, 2000. p. 195–211. 57
- AGRAWAL, G. P. *Fiber-optic communication systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. v. 222. 22, 36, 53
- ALMEIDA, M. J. R. S. *Geração e propagação de sinais rádio sobre fibra (RoF)*. Tese (Doutorado) — Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Lisboa, 2011. 18, 26, 27, 29, 30, 42
- ANDREWS, J. G. et al. What will 5g be? *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 32, n. 6, p. 1065–1082, 2014. 17
- BAILEY, D.; WRIGHT, E. *Practical fiber optics*. [S.l.]: Elsevier, 2003. 18
- BONDYOPADHYAY, P. K. Marconi's 1901 transatlantic wireless communication experiment. *Mahanad Communications Inc*, 1995. 24
- BRENCI, M.; CHECCACCI, P. Rf reference signal transport by optical fibers. *IEEE Transactions on Communications*, IEEE, v. 28, n. 10, p. 1847–1848, 1980. 25
- CERQUEIRA, A. et al. Broadband generation of cascaded four-wave mixing products. In: IEEE. *2007 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*. [S.l.], 2007. p. 550–553. 58
- CHAHINE, A. S. et al. Study the performance of ofdm radio over fiber for wireless communication systems. In: IEEE. *2008 IEEE International RF and Microwave Conference*. [S.l.], 2008. p. 335–338. 45, 46
- CHANG, K. *RF and microwave wireless systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2004. v. 161. 24, 27
- CHETTAT, H. et al. Rof networks : A comprehensive study. In: *2008 3rd International Symposium on Wireless Pervasive Computing*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 495–498. 27
- CHIN, S. et al. Broadband true time delay for microwave signal processing, using slow light based on stimulated brillouin scattering in optical fibers. *Optics express*, Optical Society of America, v. 18, n. 21, p. 22599–22613, 2010. 60
- COOPER, A. 'fibre/radio' for the provision of cordless/mobile telephony services in the access network. *Electronics letters*, IET, v. 26, n. 24, p. 2054–2056, 1990. 26
- CORRAL, J. et al. True time-delay scheme for feeding optically controlled phased-array antennas using chirped-fiber gratings. *IEEE Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 9, n. 11, p. 1529–1531, 1997. 60
- COX, C. Analogue optical links-theory and practice. *Communications Engineer*, IET, v. 2, n. 4, p. 46–46, 2004. 40

- CRISP, M. et al. Wideband radio over fiber distributed antenna systems for energy efficient in-building wireless communications. In: IEEE. *2010 IEEE 71st Vehicular Technology Conference*. [S.l.], 2010. p. 1–5. 27
- DELOS, P.; BROUGHTON, B.; KRAFT, J. Phased array antenna patterns-part 1: Linear array beam characteristics and array factor. *Analog Dialogue*, v. 54, p. 1–3, 2020. 63
- DHIVAGAR, B. et al. Analysis of ofdm signal through optical fiber for radio-over-fiber transmission. In: IEEE. *2007 Second International Conference on Access Networks & Workshops*. [S.l.], 2007. p. 1–8. 46
- DUARTE, V. C.; DRUMMOND, M. V.; NOGUEIRA, R. N. Photonic true-time delay beamforming system for a phased array antenna receiver. In: IEEE. *2015 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*. [S.l.], 2015. p. 1–5. 18, 60
- FERNANDO, X. N. *Radio over fiber for wireless communications: from fundamentals to advanced topics*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2014. 35, 40, 41, 42
- FETTERMAN, H. et al. Optically controlled phased array radar receiver using slm switched real time delays. *IEEE microwave and guided wave letters*, IEEE, v. 5, n. 11, p. 414–416, 1995. 60
- FORTIER, T.; BAUMANN, E. 20 years of developments in optical frequency comb technology and applications. *Communications Physics*, Nature Publishing Group, v. 3, n. 1, p. 1–2, 2020. 51, 52
- GAMAGE, P. A. *Transmission technologies for radio-over-fibre*. Tese (Doutorado) — Faculty of Engineering, Electrical and Electronic Engineering, University of Melbourne, 2008. 48
- GIOZZA, W. F.; CONFORTI, E.; WALDMAN, H. *Fibras ópticas: tecnologia e projeto de sistemas*. [S.l.]: Makron Books, 1991. 21
- GOLDSMITH, A. *Wireless communications*. [S.l.]: Cambridge university press, 2005. 24
- GOLOUBKOFF, M. et al. Outdoor and indoor applications for broadband local loop with fibre supported mm-wave radio systems. In: IEEE. *1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. [S.l.], 1997. v. 1, p. 31–34. 26
- GOMES, N. J.; MONTEIRO, P. P.; GAMEIRO, A. *Next generation wireless communications using radio over fiber*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. 25
- GOWAR, J. *Optical communication systems*. Prentice Hall International-Series in Optoelectronics, 1993. 30, 31, 41, 42
- HASHEMI, H.; CHU, T.-S.; RODERICK, J. Integrated true-time-delay-based ultra-wideband array processing. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 46, n. 9, p. 162–172, 2008. 59, 64, 65
- HONG, W. et al. The role of millimeter-wave technologies in 5g/6g wireless communications. *IEEE Journal of Microwaves*, IEEE, v. 1, n. 1, p. 101–122, 2021. 79, 90

HUSZANÍK, T. et al. Utilization of 10 gbps dwdm system with duobinary modulation into passive optical network. *Journal of Communications Software and Systems*, Udruga za komunikacijske i informacijske tehnologije, Fakultet . . . , v. 14, n. 4, p. 367–375, 2018. 41

IEZEKIEL, S. *Microwave photonics: devices and applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009. v. 3. 32

INTINI, A. L. Orthogonal frequency division multiplexing for wireless networks multiplexing for wireless networks. *University of California–Santa Barbara*, p. 15–34, 2000. 43, 44

JEMISON, W. et al. Fiber radio: from links to networks. In: IEEE. *2001 International Topical Meeting on Microwave Photonics. Technical Digest. MWP'01 (Cat. No. 01EX476)*. [S.l.], 2002. p. 169–172. 27

JEREZ, B. et al. Dual optical frequency comb architecture with capabilities from visible to mid-infrared. *Optics express*, Optical Society of America, v. 24, n. 13, p. 14986–14994, 2016. 50

JOFRE, L. et al. Optically beamformed wideband array performance. *IEEE transactions on antennas and propagation*, IEEE, v. 56, n. 6, p. 1594–1604, 2008. 62

KEISER, G. *Comunicações por Fibras Ópticas-4*. [S.l.]: AMGH Editora, 2014. 21, 22, 32, 33, 35

KRAUS, J. D. *Antennas*. McGraw-Hill Inc., 1988. 87

LI, G.; YU, P. Optical intensity modulators for digital and analog applications. *Journal of lightwave technology*, IEEE, v. 21, n. 9, p. 2010, 2003. 40

LI, G.; YU, P. Optical intensity modulators for digital and analog applications. *Journal of lightwave technology*, IEEE, v. 21, n. 9, p. 2010, 2003. 56

LI, Q. et al. Optical frequency combs generated by four-wave mixing in a dual wavelength brillouin laser cavity. *Aip Advances*, AIP Publishing LLC, v. 7, n. 7, p. 075215, 2017. 50

MAÁK, P. et al. Realization of true-time delay lines based on acoustooptics. *Journal of Lightwave technology*, IEEE, v. 20, n. 4, p. 730–739, 2002. 60

MAILLOUX, R. J. *Phased array antenna handbook*. [S.l.]: Artech house, 2017. 59

MEIJERINK, A. et al. Novel ring resonator-based integrated photonic beamformer for broadband phased array receive antennas—part i: Design and performance analysis. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 28, n. 1, p. 3–18, 2009. 60

MELLO, D. et al. Spectrally efficient fronthaul architectures for a cost-effective 5g c-ran. In: IEEE. *2016 18th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*. [S.l.], 2016. p. 1–5. 18

METHLEY, S. et al. 5g candidate band study: study on the suitability of potential candidate frequency bands above 6 ghz for future 5g mobile broadband systems. *Final Report to Of com*, 2015. 17

- MOHD, M.; AHMED, M. Fiber optics: an antidote to electromagnetic interference (emi). In: *Conference Record Southcon*. [S.l.: s.n.], 1994. p. 312–. 27
- NAHAR, N. et al. Wideband antenna array beam steering with free-space optical true-time delay engine. *IET microwaves, antennas & propagation*, IET, v. 5, n. 6, p. 740–746, 2011. 59, 60
- NOGUEIRA, G. T. et al. Desenvolvimento de pentes de frequências ópticas para metrologia e espectroscopia de precisão. [sn], 2007. 50
- OLIVEIRA, R. et al. Analysis of the cost-effective digital radio over fiber system in the ng-pon2 context. In: IEEE. *2014 16th International Telecommunications Network Strategy and Planning Symposium (Networks)*. [S.l.], 2014. p. 1–6. 28, 47
- PALAIS, J. C. *Fiber optic communications*. [S.l.]: Prentice Hall Englewood Cliffs, 1988. 21
- PASCUAL, M. D. G. *Development and investigation of optical frequency combs for photonic communication systems*. Tese (Doutorado) — Dublin City University, 2017. 52
- PETERMANN, K. *Laser diode modulation and noise*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 1991. v. 3. 29, 30
- PFEIFFER, T. Next generation mobile fronthaul and midhaul architectures. *Journal of Optical Communications and Networking*, Optical Society of America, v. 7, n. 11, p. B38–B45, 2015. 25
- QIAN, X. *Optically-amplified radio-over-fibre systems*. Tese (Doutorado) — University of Cambridge, 2007. 39, 40, 41, 42
- RAMASWAMI, R. et al. *Optical networks: a practical perspective*. [S.l.]: Morgan Kaufmann, 2009. 30, 31, 32, 35, 36, 37, 38, 39, 41, 42
- ROMERO, C. A. O. *Avaliação do desempenho de rádio sobre fibra em um contexto de redes 5G*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Campinas, 2018. 17, 23, 25, 40, 49
- ROTMAN, R. et al. True time delay in phased arrays. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 104, n. 3, p. 504–518, 2016. 60
- SALEH, B. E.; TEICH, M. C. *Fundamentals of photonics*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2019. 33, 34, 35, 37, 38
- SENIOR, J. M.; JAMRO, M. Y. *Optical fiber communications: principles and practice*. [S.l.]: Pearson Education, 2009. 21, 22, 32, 35, 36, 37
- SHAO, T. et al. Phase noise investigation of multicarrier sub-thz wireless transmission system based on an injection-locked gain-switched laser. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, IEEE, v. 5, n. 4, p. 590–597, 2015. 50
- SIMMONS, J. M. *Optical network design and planning*. [S.l.]: Springer, 2014. 22, 23
- SVELTO, O.; HANNA, D. C. *Principles of lasers*. [S.l.]: Springer, 1998. v. 4. 29, 30, 31

TARNICERIU, A.; IORDACHE, B.; SPIRIDON, S. An analysis on digital modulation techniques for software defined radio applications. In: IEEE. *2007 International Semiconductor Conference*. [S.l.], 2007. v. 2, p. 571–574. 46

THOMAS, V. A. et al. Performance improvement and cost reduction techniques for radio over fiber communications. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, IEEE, v. 17, n. 2, p. 627–670, 2015. 18, 36, 38, 43

TONG, D. T.; WU, M. C. A novel multiwavelength optically controlled phased array antenna with a programmable dispersion matrix. *IEEE Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 8, n. 6, p. 812–814, 1996. 19

TSOKOS, C. et al. Optical beamforming network for multi-beam operation with continuous angle selection. *IEEE Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 31, n. 2, p. 177–180, 2018. 62

UDEM, T. et al. Optical frequency metrology. *Nature*, Nature Publishing Group, v. 416, n. 6877, p. 233–237, 2002. 50

VIHRIALA, J. et al. On the waveforms for 5g mobile broadband communications. In: IEEE. *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. [S.l.], 2015. p. 1–5. 43

VU-BRUGIER, G. Analysis of the impact of early fiber access deployment on residential internet traffic. In: IEEE. *2009 21st International Teletraffic Congress*. [S.l.], 2009. p. 1–8. 23

WENG, H.-Z. et al. Optical frequency comb generation in highly nonlinear fiber with dual-mode square microlasers. *IEEE Photonics Journal*, IEEE, v. 10, n. 2, p. 1–9, 2017. 58

YANG, D.-H.; LIN, W.-P. Phased-array beam steering using optical true time delay technique. *Optics Communications*, Elsevier, v. 350, p. 90–96, 2015. 59, 63, 64

YANG, T. et al. Comparison analysis of optical frequency comb generation with nonlinear effects in highly nonlinear fibers. *Optics express*, Optical Society of America, v. 21, n. 7, p. 8508–8520, 2013. 58

YANG, Y. *Investigation on digitized RF transport over fiber*. Tese (Doutorado) — Department of Electrical and Electronic Engineering, The University of Melbourne, 2011. 27, 47, 48

YANG, Y.; LIM, C.; NIRMALATHAS, A. Investigation on transport schemes for efficient high-frequency broadband ofdm transmission in fibre-wireless links. *Journal of lightwave technology*, IEEE, v. 32, n. 2, p. 267–274, 2013. 17

YAO, J. Microwave photonics. *Journal of lightwave technology*, IEEE, v. 27, n. 3, p. 314–335, 2009. 18, 60

YE, J.; CUNDIFF, S. T. *Femtosecond optical frequency comb: principle, operation and applications*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2005. 51

- YU, J. et al. Generation of coherent and frequency-locked multi-carriers using cascaded phase modulators for 10 tb/s optical transmission system. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 30, n. 4, p. 458–465, 2011. 54
- ZAIDI, A. A. et al. Waveform and numerology to support 5g services and requirements. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 54, n. 11, p. 90–98, 2016. 17
- ZHUANG, L. et al. Novel ring resonator-based integrated photonic beamformer for broadband phased array receive antennas—part ii: Experimental prototype. *Journal of lightwave technology*, IEEE, v. 28, n. 1, p. 19–31, 2009. 19
- ZIN, A. M. et al. An overview of radio-over-fiber network technology. In: *International Conference On Photonics 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–3. 28
- ZMUDA, H. et al. Photonic beamformer for phased array antennas using a fiber grating prism. *IEEE Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 9, n. 2, p. 241–243, 1997. 19, 60