UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROJETO DE GRADUAÇÃO

TAUNAY DE OLIVEIRA BRAGANÇA

SIMULAÇÃO DE MODULAÇÃO DE SINAIS DIGITAIS USANDO TRANSCEPTOR DIGITAL COMO MODULADOR PWM PARA TRANSMISSÃO EM BANDA PASSANTE VIA FIBRA ÓPTICA

VITÓRIA
2021

TAUNAY DE OLIVEIRA BRAGANÇA

SIMULAÇÃO DE MODULAÇÃO DE SINAIS DIGITAIS USANDO TRANSCEPTOR DIGITAL COMO MODULADOR PWM PARA TRANSMISSÃO EM BANDA PASSANTE VIA FIBRA ÓPTICA

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Taunay de Oliveira Bragança**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Moisés R. N. Ribeiro
Coorientador: Eng. Welton Sthel Duque

VITÓRIA
2021

TAUNAY DE OLIVEIRA BRAGANÇA

SIMULAÇÃO DE MODULAÇÃO DE SINAIS DIGITAIS USANDO TANSCEPTOR DIGITAL COMO MODULADOR PWM PARA TRANSMISSÃO EM BANDA PASSANTE VIA FIBRA ÓPTICA

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Taunay de Oliveira Bragança**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em 13 de maio de 2021.

COMISSÃO EXAMINADORA:

_____

Prof. Dr. Moisés R. N. Ribeiro
Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador

_____

Eng. Welton Sthel Duque
Universidade Federal do Espírito Santo
Coorientador

_____

Prof. Dr. Jair Adriano Lima Silva
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

_____

Prof. Dr. Camilo Arturo Rodríguez Díaz
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

.

Aos meus queridos pais, Taunair e Maria.

AGRADECIMENTOS

Diante de todas as adversidades e desafios que enfrentei dentro e fora da graduação, eu não poderia deixar de agradecer àquele que me amparou até aqui em todos os campos da minha vida, o Eterno. A sua forte mão me susteve e o seu alento me trouxe paz em meio às tempestades. Também quero agradecer aos meus pais por me passarem todos os valores que um homem precisa ter em sua vida. Vocês, meu queridos pais, tiveram muita fibra para criarem, ainda jovens, os meus irmãos e, posteriormente, eu. Vocês são símbolos de força, amor, carinho e zelo, e espero ser um dia para os meus filhos o que vocês são para mim.

Nesse breve texto de agradecimento, eu não poderia deixar de lembrar dos meus irmãos. Com vocês, aprendi muito do que sei hoje. Obrigado por todos os momentos de alegria e por todos os conselhos. Também quero agradecer à minha namorada Pietra, por sempre estar ao meu lado e por ser compreensiva em todos os momentos. A vida ao seu lado tem sido um eterno aprendizado. Você me tirou as escamas dos olhos e me mostrou a luz, que agora permeia nos mais recônditos lugares do meu coração.

Eu gostaria de agradecer ao meu cunhado e à minha cunhada por todos os momentos de felicidade e por me proporcionarem a alegria de ter sempre a casa cheia com os meus sobrinhos. Quero agradecer aos meus amigos da engenharia e da igreja por fazerem com que todos esses anos na graduação fossem leves, tornando todo o processo mais fácil.

Por último, mas não menos importante, eu gostaria de agradecer ao meu orientador, Moises, por me auxiliar durante toda a execução do trabalho. A proposta do trabalho foi desafiadora para mim, mas o Sr. me auxiliou durante o processo. Também quero agradecer ao meu coorientador, Welton, por todos os ensinamentos durante esse período. Você me ajudou muito em todas as áreas da minha vida e sempre se mostrou disponível – não foram raras as reuniões de mais de três horas de duração.

Obrigado a todos aqueles que, de alguma forma, fizeram parte dessa jornada.

RESUMO

Esse trabalho aborda a transmissão de sinais de radiofrequência (RF) utilizando transceptores digitais com modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*). O intuito da substituição de transceptores optoeletrônicos analógicos por transceptores optoeletrônicos digitais é a diminuição de custo, visto que os digitais são mais baratos do que os analógicos. Essa aplicação para transceptores do tipo *Small Form-Factor Pluggable* (SFP) não é amplamente explorada atualmente, mas vem se mostrando uma forma promissora de utilização desses dispositivos. O presente trabalho visa estudar a implementação da modulação proposta através de simulações, definindo seus respectivos parâmetros, para um sinal de entrada com multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM, do inglês *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Para entender como essa aplicação pode ser feita, um estudo do espectro do sinal PWM foi exposto no presente trabalho. Posteriormente, uma introdução de como funciona o circuito interno do módulo SFP foi apresentada, mostrando como ele será capaz de atuar como um modulador PWM utilizando a sua entrada balanceada. Para desenvolver o sistema por completo, foram empregados valores reais de *datasheets* de dispositivos e de projetos com comunicação OFDM. Com esses dados em mãos, o sistema pôde ser reproduzido no *software* Matlab. A partir do modelo, simulações foram realizadas para avaliar o seu comportamento ao variar os parâmetros de entrada. Por fim, utilizaram-se análises quantitativas e qualitativas para definir os critérios de projeto. Com os resultados obtidos, foi possível perceber que a aplicação do SFP para a transmissão de sinais OFDM pode ser empreendida, além de apresentar uma diminuição de custos.

Palavras-chave: PWM. Sistemas Ópticos. Transceptor Digital.

ABSTRACT

This final paper approaches the transmission of Radio Frequency (RF) signals using digital transceivers with Pulse Width Modulation (PWM). The aim of replacing analog optoelectronic transceivers with digital optoelectronic transceivers is to decrease hardware costs, since digital ones are cheaper than analog ones. This application for Small Form-Factor Pluggable (SFP) transceivers is not widely explored nowadays but has shown a promising way of using these devices. The present work aims to study the implementation of the proposed modulation through simulations, and define more efficient parameters for an Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) input signal. In order to understand how this application can be achieved, a study of the spectrum of the PWM signal is shown in this present work. Subsequently, it is presented an introduction of how the internal circuit of a SFP module works, showing how this module will be able to work as a PWM modulator using its balanced input. To develop the system, real values of device datasheets and OFDM communication projects were used. With these data, the system could be modeled in the Matlab software. From the model, simulations were performed to evaluate how the system works when varying the input parameters. Finally, quantitative and qualitative analyzes were used to define the design criteria. With the results obtained, it was possible to realize that the application of SFP for the transmission of OFDM signals can be done, in addition to presenting less costs.

Keywords: PWM. Optical Systems. Digital Transceiver.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estimativa do tráfego de dados móveis de 2017 a 2022 13
Figura 2 – Sistema RoF com processamento centralizado 14
Figura 3 – Sistema RoF utilizando dispositivos de modulação digital 15
Figura 4 – Modulação PWM de um sinal senoidal, com (a) onda modulante, (b) portadora pulsada e sinal (c) PWM modulado 18
Figura 5 – Geração de um sinal PWM a partir de um comparador 19
Figura 6 – Diagrama de blocos de um transceptor SFP 20
Figura 7 – Diferença entre regenerador óptico 1R e 3R 20
Figura 8 – Espectro do sinal PWM modulado por um sinal de tom único de 1 kHz e com uma portadora de 100 kHz 22
Figura 9 – Espectro do sinal PWM modulado por um sinal de dois tons, sendo um em 1 kHz e o outro em 2 kHz, com uma portadora de 100 kHz 24
Figura 10 – Espectro em frequência de um sinal OFDM 25
Figura 11 – Diagrama de blocos de um sistema OFDM, com (a) transmissor e (b) receptor 27
Figura 12 – Inserção do prefixo cíclico 27
Figura 13 – Espectro em frequência resultante 27
Figura 14 – Diagrama de constelação 4-QAM 29
Figura 15 – Diagrama de blocos do sistema proposto 31
Figura 16 – Avaliação do BER em relação a M e fc/BW, em perspectiva 35
Figura 17 – Avaliação do BER em relação a M e fc/BW, vista superior 35
Figura 18 – Avaliação do EVM em relação a M e fc/BW, vista em perspectiva 36
Figura 19 – Avaliação do EVM em relação a M e fc/BW, vista lateral 37
Figura 20 – Diagrama de constelação, com (a) M=4, (b) M=8, (c) M=16, (d) M=32 e (e) M=64 para fc/BW = 6 38
Figura 21 – Espectro de frequência do sinal PWM para diferentes valores de BW do sinal OFDM e com a mesma portadora dente de serra 39
Figura 22 – Avaliação do BER em relação a BW e fc/BW, em perspectiva 40
Figura 23 – Avaliação do BER em relação a BW e fc/BW, vista lateral 40
Figura 24 – Avaliação do EVM em relação a BW e fc/BW, em perspectiva 42
Figura 25 – Avaliação do EVM em relação a BW e fc/BW, vista lateral 42
Figura 26 – Sistema de comunicação com modulação em frequência a ser estudado 47

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Número de bits transmitidos e taxa de transmissão para cada nível de modulação na simulação da seção 4.1 36
Quadro 2 – Número de bits transmitidos e a taxa de transmissão para cada largura de banda da simulação da seção 4.2 41
Quadro 3 – Valores de f_c/BW mínimos para não ter erro detectado 43
Quadro 4 – Custos de implementação do modelo proposto e do modelo que utiliza o transceptor analógico 45

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BER	*Bit Error Rate*
BW	*Bandwidth*
DFT	*Discrete Fourier Transform*
EVM	*Error Vector Magnitude*
FDM	*Frequency Division Multiplexing*
FFT	*Fast Fourier Transform*
FM	*Frequency Modulation*
FPGA	*Field-Programmable Gate Array*
GSMA	*Groupe Spécial Mobile Association*
IDFT	*Inverse Discrete Fourier Transform*
IFFT	*Inverse Fast Fourier Transform*
IoT	*Internet of Things*
LD	*Laser Diode*
LDD	*Laser Diode Driver*
Matlab	Software de Cálculo Numérico
OFDM	*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
PAPR	*Peak-to-Average Power Ratio*
PD	*Photo Diode*
POST AMP	*Post Amplifier*
PWM	*Pulse Width Modulation*
RAU	*Remote Antenna Unit*
RF	*Radio Frequency*
RMS	*Root-Mean-Square*
RoF	*Radio-over-Fiber*
ROSA	*Receiver Optical Sub Assembly*
RX	*Receiver*
SFP	*Small Form-Factor Pluggable*
TIA	*Trans-Impedance Amplifier*
TOSA	*Transmitter Optical Sub Assembly*
TX	*Transmitter*

LISTA DE SÍMBOLOS

$x_{PWM_x1}(t)$	Sinal modulante de tom único no domínio do tempo
M	Amplitude do sinal modulante de tom único
t	Instante de tempo
f_1	Frequência do sinal modulante PWM de tom único
$x_{PWM1}(t)$	Saída PWM modulada por um sinal de tom único no domínio do tempo
k	Variável de iteração do primeiro somatório
f_c	Frequência da portadora dente de serra
n	Variável de iteração do segundo somatório
$J_n(\cdot)$	Equação de Bessel de ordem n de primeiro tipo
f	Variável que representa a frequência
$X_{PWM1}(f)$	Saída PWM modulada por um sinal de tom único no domínio da frequência
$X_{PWM_x1}(f)$	Sinal modulante de tom único no domínio da frequência
δ	Função Delta Dirac
$x_{PWM_xa}(t)$	Sinal modulante arbitrário no domínio do tempo
M_i	Amplitude da componente i do sinal modulante
f_i	Frequência da componente i do sinal modulante
$x_{PWMa}(t)$	Saída PWM modulada por um sinal arbitrário no domínio do tempo
f_m	Maior frequência do sinal modulante PWM de uma entrada arbitrária
$S_{Hermitiana}$	Sequência de símbolos após a passagem pelo bloco de simetria hermitiana
S_i	Símbolo do modulador OFDM
S_i^*	Símbolo do modulador OFDM conjugado
G	Razão entre o intervalo de guarda e o tempo útil do sinal OFDM
T_g	Intervalo de guarda do sinal OFDM
T_s	Tempo útil do símbolo
R_B	Taxa de transmissão do sistema
BW	Largura de banda do sinal OFDM
L_D	Número de subportadoras ocupadas por dados
M_{od}	Nível de modulação do mapeamento adotado
L	Número total de subportadoras
EVM	Magnitude do vetor de erro para cada simulação realizada
N	Número total de pontos no mapeamento

Y_k	Vetor que representa o símbolo recebido no sistema de comunicação
X_k	Vetor que representa o símbolo enviado no sistema de comunicação

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 13
1.1 Apresentação 13
1.2 Justificativa 15
1.3 Objetivos 17
1.3.1 Objetivo Geral 17
1.3.2 Objetivos Específicos 17
2 EMBASAMENTO TEÓRICO 18
2.1 A Modulação PWM 18
2.1.1 Utilização do Transceptor Digital com Modulação PWM 19
2.1.2 Análise da Modulação PWM no Domínio do Tempo e da Frequência 21
2.2 O OFDM 25
2.3 O Cálculo do EVM 28
3 METODOLOGIA 30
3.1 Uma Visão do Sistema 30
3.2 Aspectos Práticos dos Moduladores e Demoduladores PWM e OFDM 31
3.3 Aspectos Práticos da Fibra Óptica 32
3.4 A Forma de Avaliação da Eficiência do Sistema 33
4 RESULTADOS 34
4.1 Variando o Nível de Modulação e a Razão Entre fc e BW 34
4.2 Variando a BW e a Razão Entre fc e BW 38
4.3 Analisando os Valores de fc/BW ao Variar a BW Junto Com o Mapeamento 43
5 DISCUSSÕES, RESULTADOS E TRABALHOS FUTUROS 44
5.1 Discussões e Resultados 44
5.2 Trabalhos Futuros 46
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 48

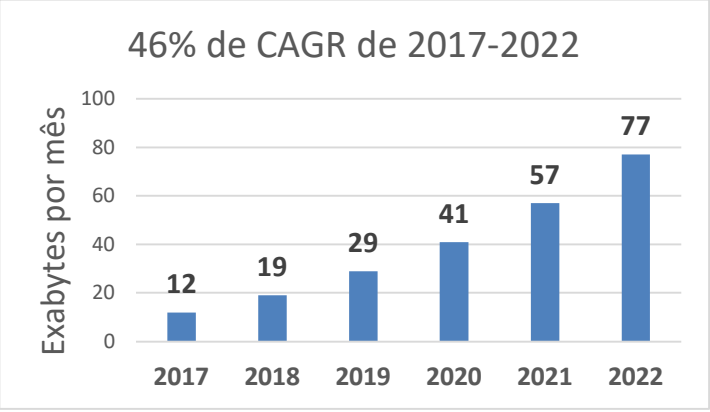
1 INTRODUÇÃO

1.1 Apresentação

A utilização de dispositivos móveis em tarefas do dia a dia vem se tornando cada vez mais comum. A *Groupe Spécial Mobile Association* (GSMA) apresentou um relatório mostrando que no final do ano de 2018 existiam mais de 5,1 bilhões de usuários de celulares no mundo, o que corresponde a 67% da população global (GSMA, 2019). Isso indica que, em 4 anos, houve um aumento de 1 bilhão de pessoas que utilizam celulares. A associação também prevê que o número de usuários irá crescer para 5,8 bilhões até 2025 e que as conexões globais de dispositivos de internet das coisas (IoT, do inglês *Internet of Things*) triplicarão para 25 bilhões, de 2018 até 2025.

Com o crescimento do número de dispositivos conectados, há também um aumento do tráfego de dados. De acordo com o fabricante Cisco, o tráfego de dados de dispositivos móveis cresceu cerca de 70% em 2012 (CISCO PUBLIC, 2012). Segundo o mesmo fabricante, em 2018 houve, em média, um fluxo de 19 exabytes[1] por mês (CISCO PUBLIC, 2019). A pesquisa ainda estima que em 2022 o tráfego de dados móveis será de 77 exabytes por mês, o que resulta em um aumento médio de 46% ao ano entre 2017 e 2022, conforme apresentado na Figura 1.

Figura 1 – Estimativa do tráfego de dados móveis de 2017 a 2022

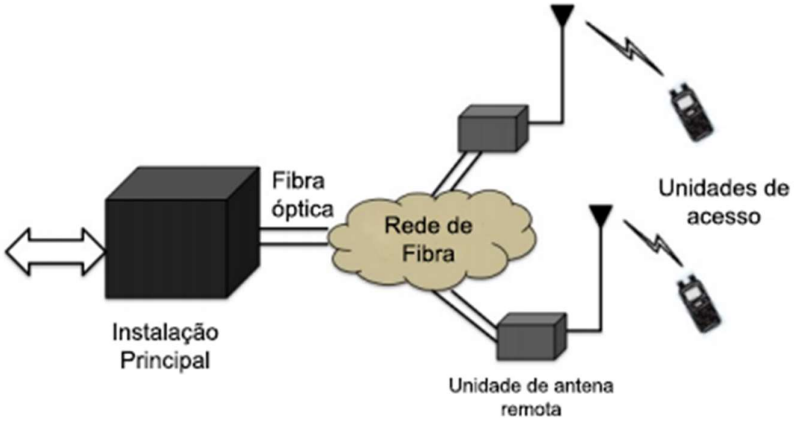


Fonte: Cisco Public (2019).
Nota: Adaptado pelo autor.

[1] 1 exabyte = 1 EB = 10^{18} bytes

Há alguns anos, a maior parte dos sistemas de comunicação sem fio ao redor do mundo utilizam arquiteturas baseadas em macrocélulas, com canais sem fio relativamente longos. Porém, efeitos como refração, difração, perdas e sombreamento afetam intensamente os canais de transmissão sem fio (JOFFRAY, 2012). Para suportar todo o tráfego de dados esperado para os próximos anos e amenizar os efeitos das múltiplas perdas inerentes à transmissão de informação realizada pelo ar, grande parte desses sistemas estão sendo substituídos por sistemas de rádio sobre fibra (RoF, do inglês *Radio-over-Fiber*). A transmissão em fibra óptica tem se tornado atrativa pelo fato de possuir uma largura de banda (BW, do inglês *Bandwidth*) maior que a do meio sem fio e, também, por possuir perdas de transmissão pequenas, sendo cerca de $0{,}2\ \mathrm{dB/km}$ em fibras monomodo (RYU, 1995, *apud* AGRAWAL, 2002). Em sistemas RoF, um *link* de fibra é utilizado para realizar a conexão entre a central e a unidade de antena remota (RAU, do inglês *Remote Antenna Unit*), conforme mostra a Figura 2. Com isso, é possível realizar o processamento dos sinais RF, de forma centralizada em uma unidade de processamento, fazendo com que as RAUs necessitem somente de um conversor eletro-óptico e de amplificadores.

Figura 2 – Sistema RoF com processamento centralizado

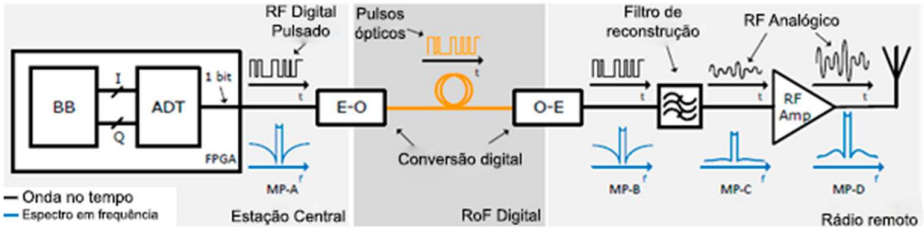


Fonte: Parwez (2014).
Nota: Traduzido pelo autor.

Nos sistemas RoF, a fibra óptica é o elemento mais barato. O que encarece essa solução são os dispositivos empregados, refletindo no alto valor de instalação de uma RAU. Para tornar esse sistema economicamente competitivo, é relevante empenhar esforços na simplificação dos dispositivos utilizados na RAU. Um exemplo deste contexto é o emprego de transceptores digitais de baixo custo, como moduladores. Um exemplo de utilização de dispositivos de menor

custo em transmissão RoF é o apresentado na Figura 3, em que há a utilização de uma *Field-Programmable Gate Array* (FPGA) para fazer o processamento de sinais.

Figura 3 – Sistema RoF utilizando dispositivos de modulação digital



Fonte: Cordeiro, Oliveira e Vieira (2014).
Nota: Traduzido pelo autor.

Na Figura 3, um sinal elétrico digital pulsado está sendo gerado por uma FPGA e enviado para um transceptor digital optoeletrônico, que por sua vez irá convertê-lo para o domínio óptico. Os pulsos convertidos para o domínio óptico são transmitidos por uma fibra-óptica até chegarem no transceptor optoeletrônico da estação remota, que irá levar a informação para o domínio elétrico novamente. O sinal convertido passa por um filtro passa-faixa para gerar o sinal RF e, posteriormente, é amplificado para ser irradiado pela antena.

Diante deste contexto, desenvolver métodos para a substituição de transceptores optoeletrônicos analógicos por transceptores optoeletrônicos digitais nos mais variados tipos de sinais RF fará com que o custo de implementação das unidades de rádio seja menor, pois os transceptores digitais são mais baratos. Ao realizar a substituição, alguns problemas começam a aparecer devido às limitações de desempenho que surgem por conta da modulação aplicada na transição eletro-óptica do sistema. Portanto, é importante avaliar quais são as limitações, e suas intensidades, envolvidas nesse processo.

1.2 Justificativa

Com as previsões acerca do aumento do tráfego de informação, em especial na quinta geração da telefonia, “as abordagens convencionais para a camada física dos sistemas de rádio não são mais adequadas para lidar com a necessidade de dispositivos multi-banda” (CORDEIRO, 2018, p. 9).

Com isso, a integração dos sistemas RF com as arquiteturas digitais, por conta da evolução dos sistemas com rádio definido por *software*, permitiu o desenvolvimento de transmissores completamente digitais, desde a banda-base até à conversão para RF em banda passante. Esses dispositivos vêm se apresentando como uma solução inovadora para a comunicação com sinais de RF. Isso porque a robustez, a flexibilidade, o desempenho e o custo desses transmissores têm sido um diferencial em comparação com os transmissores de RF analógicos. Conforme visto na seção 1.1, o uso de sistemas RoF vem crescendo cada vez mais e, com isso, o interesse em sistemas utilizando transceptores digitais de menor custo.

Como um dos elementos mais caros em sistemas RoF é o transceptor, é interessante desenvolver pesquisas visando novas formas de aplicação destes dispositivos. Os transceptores utilizados atualmente em sistemas RoF são, em sua grande parte, analógicos. O problema desse tipo de transceptor é o seu elevado custo de produção e complexidade, cujo circuito interno exige a manipulação de sinas de alta frequência. Por outro lado, os transceptores digitais são mais baratos do que os analógicos, podendo custar menos que a metade dos transceptores analógicos, que diminuem o custo de implementação do sistema. Como existe essa diferença de preços, quanto mais transceptores analógicos substituídos por digitais tiver, maior será a economia.

Ao realizar a substituição do transceptor analógico pelo digital, algumas alterações na forma de onda acontecerão na transição do domínio elétrico para o domínio óptico. O sinal elétrico RF do sistema pode conter vários níveis de representação, enquanto que no domínio óptico possuirá apenas dois níveis de representação (zero e um). Neste caso, o PWM pode ser uma modulação escolhida, pois ele possui a característica de gerar um sinal de envelope constante e de apenas dois níveis lógicos. A entrada balanceada do transceptor SFP facilita a utilização da modulação PWM.

Com a equação do espectro do PWM para uma entrada arbitrária (SONG; SARWATE, 2003), é possível elaborar a simulação da transmissão e recepção do sinal PWM, e avaliar os resultados obtidos. A simulação também permite avaliar, separadamente, a influência de cada parâmetro do sinal modulante de entrada no desempenho do resultado obtido na recepção. Sendo assim, será possível estabelecer, de forma eficiente, critérios de projeto para a implementação do objeto de estudo. Por conta de sua larga utilização, o OFDM foi escolhido para ser o sinal de entrada.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo Geral

O presente trabalho visa elaborar uma proposta para a substituição de transceptores optoeletrônicos analógicos por digitais, com vias a diminuir o custo de implementação de sistemas de comunicação óptica para a transmissão de sinais RF analógicos de banda larga.

1.3.2 Objetivos Específicos

a) Definir uma técnica de modulação digital capaz de funcionar com a mesma capacidade de transmissão do transceptor analógico, atendendo às restrições de banda, dispersões, interferências intersimbólicas e atrasos de propagação do canal óptico;
b) Estabelecer os parâmetros de projeto do sinal modulante e da portadora usada no transceptor optoeletrônico digital;
c) Avaliar a eficiência do sinal modulado e determinar em quais situações o modelo proposto poderá ser utilizado.

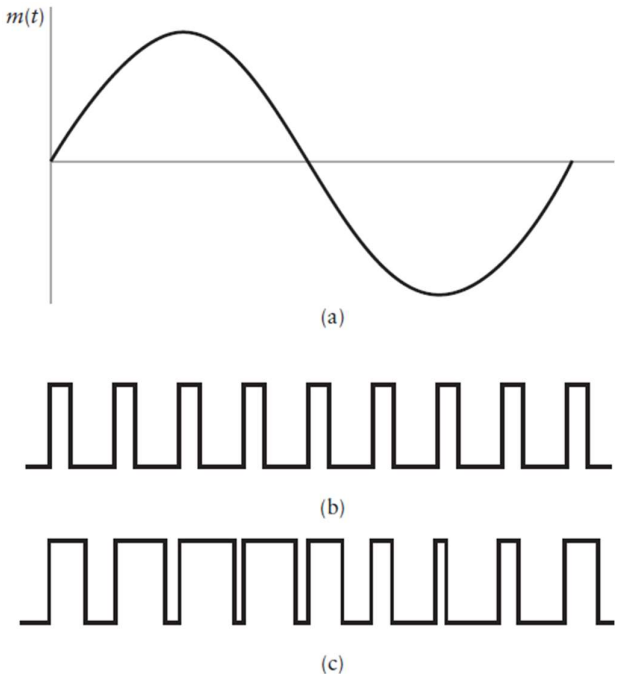
2 EMBASAMENTO TEÓRICO

Para entender como seria o desenvolvimento do sistema proposto neste projeto, é necessário compreender como funciona a modulação PWM e como aplicá-la em um sistema com modulação OFDM.

2.1 A Modulação PWM

O PWM se tornou amplamente difundido por conta de suas diversas aplicações, como, por exemplo, em controle de velocidade de motor, amplificação de áudio, controle de luminosidade, inversores de frequência e controle de servo motor. Essa modulação pode ser utilizada como uma técnica para transmissão de informação entre dois pontos que desejam se comunicar. Nesse caso, a onda portadora é uma sequência de pulsos de duração constante. Conforme a amplitude do sinal modulante aumenta, a largura do pulso cresce, e *vice-versa*. A Figura 4 exemplifica como essa modulação atua.

Figura 4 – Modulação PWM de um sinal senoidal, com (a) onda modulante, (b) portadora pulsada e sinal (c) PWM modulado

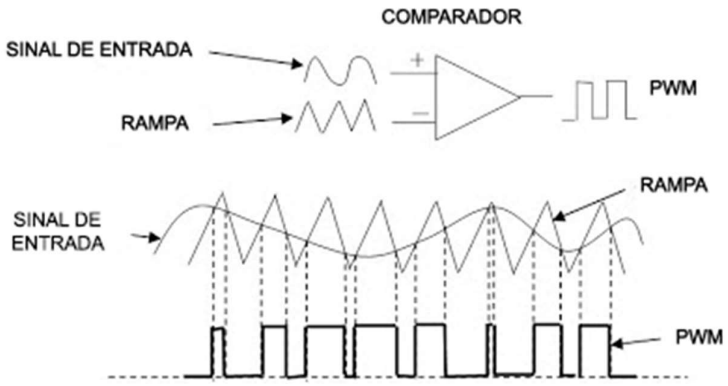


Fonte: Haykin e Moher (2008).

2.1.1 Utilização do Transceptor Digital com Modulação PWM

Para entender como o transceptor digital será utilizado, é interessante compreender como o primeiro estágio de um amplificador classe D funciona, pois o mesmo utiliza a modulação PWM para realizar a sua função. Para determinar a duração da largura do pulso conforme a amplitude do sinal modulante, o amplificador opera como um comparador, conforme mostrado na Figura 5. No comparador, o sinal modulante é comparado com uma entrada rampa de frequência f_c. Enquanto o sinal modulante é maior do que a rampa, a saída terá valor alto (nível lógico 1), caso contrário, o valor de saída será baixo (nível lógico 0). É possível ver que o sinal de informação na entrada do comparador deve possuir uma amplitude máxima menor do que a maior amplitude da portadora dente de serra. É possível utilizar o transceptor como um comparador pelo fato de o mesmo possuir uma entrada balanceada. Para isso, basta aplicar o sinal RF no terminal transmissor (TX, do inglês *Transmitter*) positivo e aplicar a portadora dente de serra no terminal TX negativo.

Figura 5 – Geração de um sinal PWM a partir de um comparador



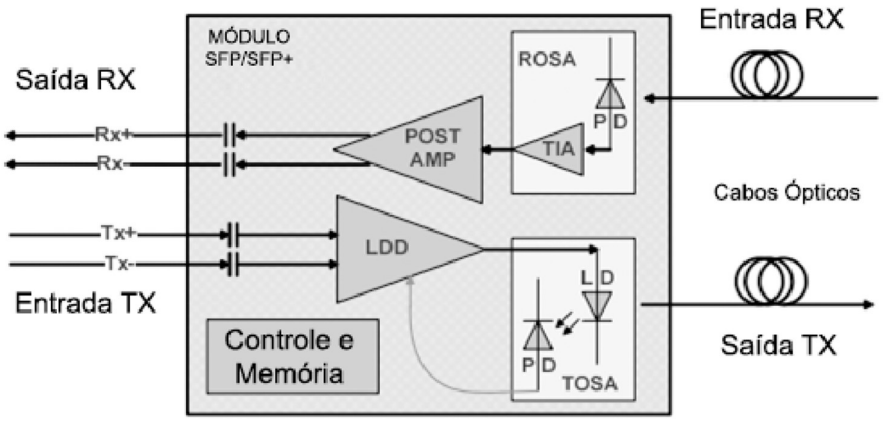
Fonte: Boeckmann (2019).
Nota: Traduzido pelo autor.

A Figura 6 apresenta o diagrama de blocos de um transceptor SFP, contendo: um *Laser Diode Driver* (LDD), responsável pela alimentação do *Transmitter Optical Sub Assembly* (TOSA); o próprio TOSA, que é responsável pela conversão do sinal elétrico para óptico através do diodo *laser* (LD, do inglês *Laser Diode*) e de uma retroalimentação do LDD pelo fotodiodo (PD, do inglês *Photo Diode*); um *Receiver Optical Sub Assembly* (ROSA), que é responsável pela conversão do sinal ópico para elétrico através do PD e do amplificador de transimpedância (TIA, do inglês *Trans-Impedance Amplifier*); e de um pós amplificador (POST AMP, do inglês

Post Amplifier), responsável por amplificar o sinal de saída para níveis de amplitude que tornam a medição mais fácil.

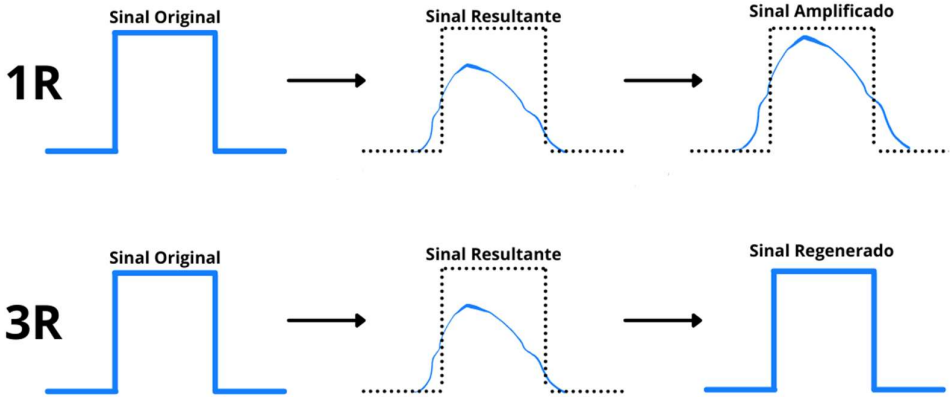
É possível ver na Figura 6 que os terminais de entrada TX possuem acesso aos terminais do LDD, que poderá atuar como um comparador. Dessa forma, o SFP poderá ser utilizado como modulador PWM ao utilizar a sua entrada balanceada ao aplicar o sinal RF no terminal positivo TX e a portadora dente de serra no terminal negativo TX. Outro fato que torna possível a utilização do SFP como um modulador PWM é que o mesmo atua como um regenerador óptico 3R, mesmo sendo um do tipo 1R. A Figura 7 mostra a diferença entre esses dois tipos de regeneradores. Isso acontece porque o SFP sempre atua saturado, tornando a saída sempre de nível lógico alto ou baixo.

Figura 6 – Diagrama de blocos de um transceptor SFP



Fonte: Amaral e outros (2008).
Nota: Traduzido pelo autor.

Figura 7 – Diferença entre regenerador óptico 1R e 3R



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

2.1.2 Análise da Modulação PWM no Domínio do Tempo e da Frequência

No caso apresentado na Figura 4, o sinal modulante é uma senoide com uma frequência f_1. Nos sistemas RoF, a entrada não possuirá um único tom, como mostrado na Figura 4, mas, sim, um com mais de um tom. Durante anos não foi possível equacionar o espectro em frequência do PWM modulado por uma entrada arbitrária. Song e Sarwate (2003) conseguiram descrever o espectro da saída modulada $x_{PWM}(t)$ a partir do conceito da série de Fourier. Essa equação é muito complexa, mas é possível entender o espectro de uma entrada arbitrária ao se analisar a equação para uma entrada de tom único e de dois tons, respectivamente.

A Equação (1) representa um sinal de entrada senoidal de tom único de frequência f_1 e amplitude M. A Equação (2) representa esse sinal no domínio do tempo, modulado em PWM por uma portadora dente de serra de frequência f_c. É possível ver que o primeiro termo desta equação possui uma réplica do sinal de entrada e que todos os termos presentes nos somatórios estão centrados nas frequências harmônicas kf_c, conforme exemplificado na Figura 8. O índice k nos somatórios representa as harmônicas da portadora dente de serra, e o índice n representa as raias provenientes das cópias das componentes senoidais do sinal de entrada com a sua amplitude modificada pelo coeficiente de Bessel de primeira espécie e ordem n, simbolizado por $J_n(\bullet)$.

$$x_{PWM_x1}(t) = M.\,\mathrm{sen}(2\pi f_1 t) \tag{1}$$

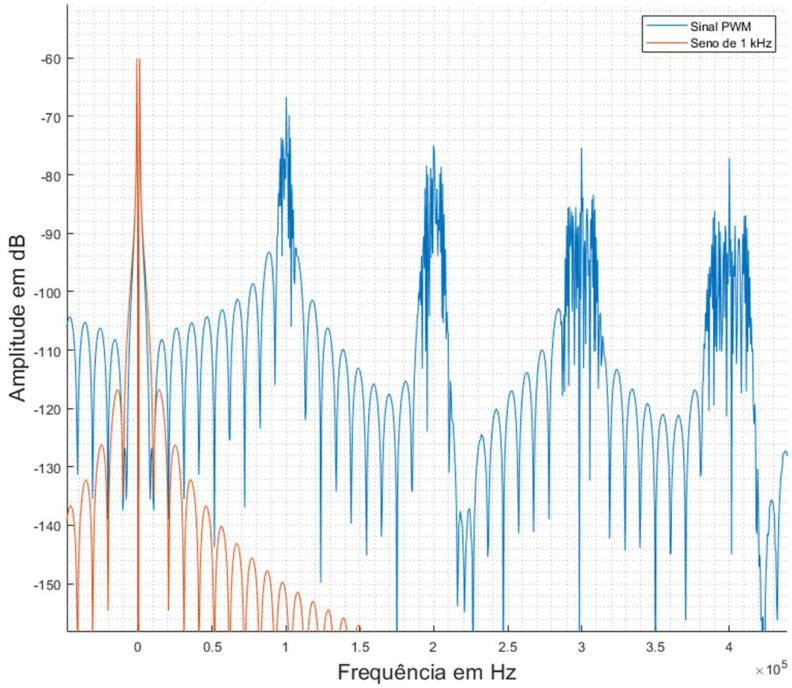
$$x_{PWM1}(t) = x_{PWM_x1}(t) + \\ + \sum_{k=1}^{\infty}\left\{\frac{2}{k\pi}\left[\mathrm{sin}\,(2\pi k f_c t) - (-1)^k \sum_{n=-\infty}^{\infty}\left(J_n(k\pi M)\,\mathrm{sen}(2\pi(kf_c - nf_1)t)\right)\right]\right\} \tag{2}$$

Com a Equação (2), Song e Sarwate (2003) descreveram o espectro em frequência do sinal PWM conforme a Equação (3). Analisando esta equação, é possível perceber que o espectro do sinal modulado em PWM é composto pela soma de dois termos. O primeiro termo $[X_{PWM_x1}(f)]$ é uma réplica perfeita do sinal modulante na banda base. O segundo termo (somatório) é constituído por harmônicas da frequência fundamental f_c, da portadora dente de serra (segunda linha da equação) e por réplicas distorcidas do sinal de entrada, centradas nessas harmônicas (terceira linha). A partir da Equação (2), também é possível chegar a esse entendimento,

conforme feito anteriormente. Essa conclusão também pode ser observada na Figura 8, em que são mostradas as réplicas distorcidas de formas diferentes em cada harmônica. A seção 2.1.1 mostra como utilizar uma onda dente de serra como portadora na modulação PWM.

$$X_{PWM1}(f) = X_{PWM_x1}(f) + \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} \dfrac{1-(-1)^k J_0(k\pi M)}{jk\pi}\left[\delta(f-kf_c)-\delta(f+kf_c)\right] - \\ (-1)^k \displaystyle\sum_{n=1}^{\infty}\left[\frac{J_n(k\pi M)}{jk\pi}\left(\begin{array}{c}\left(\delta\left(f-(kf_c-nf_1)\right)-\delta\left(f+(kf_c-nf_1)\right)\right) \\ +(-1)^n\left(\delta\left(f-(kf_c+nf_1)\right)-\delta\left(f+(kf_c+nf_1)\right)\right)\end{array}\right)\right] \end{array} \right\} \quad (3)$$

Figura 8 – Espectro do sinal PWM modulado por um sinal de tom único de 1 kHz e com uma portadora de 100 kHz



Fonte: Produção do próprio autor.

A partir dessas análises, Song e Sarwate (2003) descreveram o sinal PWM no domínio do tempo com a Equação (5), para uma entrada arbitrária descrita pela Equação (4). O sinal de entrada é um somatório de componentes senoidais de amplitude M_i e frequência f_i, onde o somatório de todas as amplitudes de cada componente não seja maior do que 1. Esta consideração é necessária, pois faz com que o sinal de entrada permaneça dentro dos limites exigidos para a

modulação PWM, ou seja, com uma excursão menor do que a excursão da portadora dente de serra.

$$x_{PWM_xa}(t) = \sum_{i=1}^{m}[M_i \operatorname{sen}(2\pi f_i t)], \text{ com } \sum_{i=1}^{m}|M_i| \leq 1 \tag{4}$$

A Equação (5) apresenta a equação do sinal PWM no domínio do tempo. É possível ver que a saída será composta por uma réplica perfeita do sinal de entrada e, dentro do somatório, componentes centradas nas harmônicas da frequência da portadora. O primeiro termo de dentro do somatório (segunda linha da equação) são senos de frequência kf_c (harmônicas da portadora), podendo ser representado pela função delta dirac $\delta(f + kf_c)$ no domínio da frequência. As funções senoidais presentes na última linha da equação são réplicas distorcidas de cada componente do sinal de entrada. É possível ver que para cada componente de frequência f_i do sinal de entrada, haverá um somatório de raias deslocadas por múltiplos da frequência f_i. Como uma entrada arbitrária possui m componentes de frequência, irão existir intermodulações nestas componentes centradas em cada harmônica. A amplitude de cada uma dessas componentes é definida pelo termo existente no produtório. Por dependerem de k e m, os valores desses coeficientes mudarão em cada componente espectral.

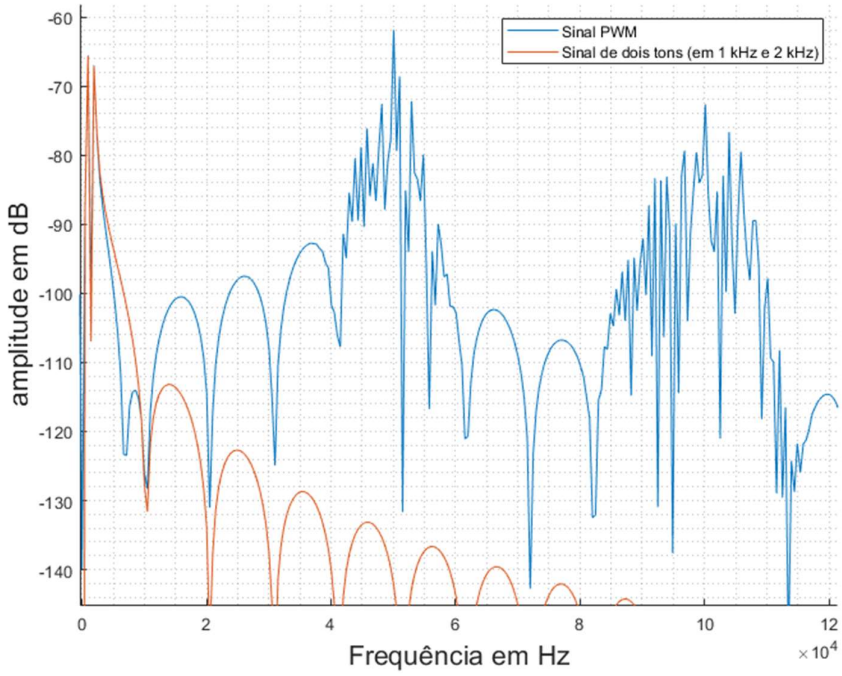
$$x_{PWMa}(t) = x_{PWM_xa}(t) + \operatorname{sen}(2\pi k f_c t) + \sum_{k=1}^{\infty}\left\{\frac{2}{k\pi}\left[-(-1)^k \sum_{n_1=-\infty}^{\infty}\sum_{n_2=-\infty}^{\infty}\cdots\sum_{n_m=-\infty}^{\infty}\left(\prod_{i=1}^{m}\left(J_{n_i}(k\pi M_i)\right)\operatorname{sen}\left(2\pi\left(kf_c - \sum_{i=1}^{m} n_i f_i\right)t\right)\right)\right]\right\} \tag{5}$$

Por possuir muitos termos, a equação que descreve o espectro do PWM para a entrada arbitrária x_{PWM_xa} foi abstraída. Ela terá a mesma forma que a Equação (3), ou seja, terá, na banda base, uma réplica perfeita do sinal modulante; e terá, na banda passante, réplicas distorcidas do sinal modulante. Dessa forma, a demodulação pode ser feita utilizando um filtro passa-baixa. A Equação (6) representa o PWM no domínio do tempo modulado por uma entrada composta por dois tons. Ela foi exposta para facilitar o entendimento da Equação (5).

$$x_{PWMa}(t) = M_1\,\mathrm{sen}(2\pi f_1 t) + M_2\,\mathrm{sen}(2\pi f_2 t) + \\ + \sum_{k=1}^{\infty}\left\{\frac{2}{k\pi}\left[-(-1)^k \sum_{n_1=-\infty}^{\infty}\sum_{n_2=-\infty}^{\infty}\begin{pmatrix}\sin(2\pi k f_c t)\\ J_{n_1}(k\pi M_1)\,J_{n_2}(k\pi M_2)\\ \mathrm{sen}(\,2\pi(k f_c - n_1 f_1 - n_2 f_2)\,t\,)\end{pmatrix}\right]\right\} \quad (6)$$

A Figura 9 mostra um exemplo de uma modulação PWM com um sinal modulante de dois tons, conforme descrito pela Equação (6). Nesta figura, o sinal de entrada é composto por duas componentes senoidais, de 1 kHz e 2kHz. Conforme a relação f_m/f_c fica menor, as cópias do espectro do sinal de entrada centradas nas harmônicas da frequência f_c (frequência da onda portadora dente de serra) começam a invadir a banda base. Essa mistura do espectro não pode ser desfeita utilizando um filtro. Para um sinal modulante de entrada arbitrário, em banda base, a frequência f_m representa o valor da sua maior componente de frequência (o que define a largura espectral deste sinal).

Figura 9 – Espectro do sinal PWM modulado por um sinal de dois tons, sendo um em 1 kHz e o outro em 2 kHz, com uma portadora de 100 kHz

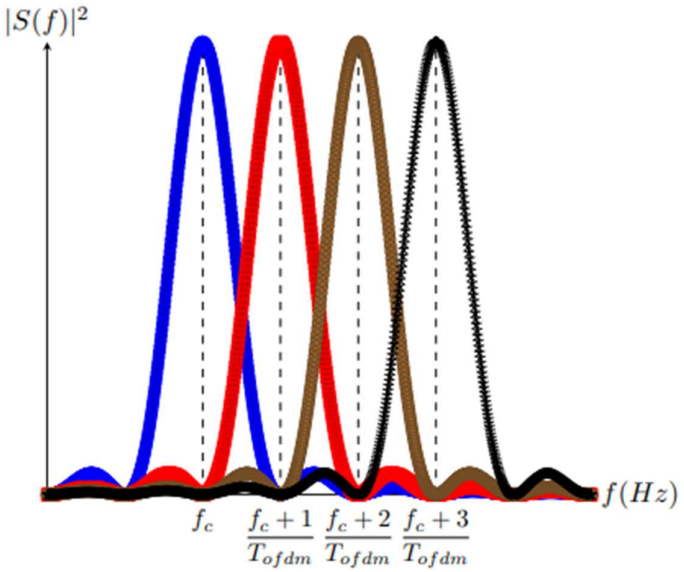


Fonte: Produção do próprio autor.

2.2 O OFDM

A modulação OFDM é uma técnica de transmissão de dados que utiliza sua banda dividida em múltiplas portadoras ortogonais. Essas portadoras são consideradas ortogonais por não possuírem sobreposição de frequência, fazendo com que não ocorra interferência umas com as outras. O OFDM possui uma vantagem econômica, pois a banda utilizada para transportar a informação é muito menor, quando comparada com a banda de um sistema com multiplexação por divisão de frequência (FDM, do inglês *Frequency Division Multiplexing*) contendo o mesmo número de canais. A Figura 10 mostra como essas subportadoras são dispostas. É possível observar que o pico de uma subportadora coincide com o zero da outra.

Figura 10 – Espectro em frequência de um sinal OFDM



Fonte: Fukuda (2016).

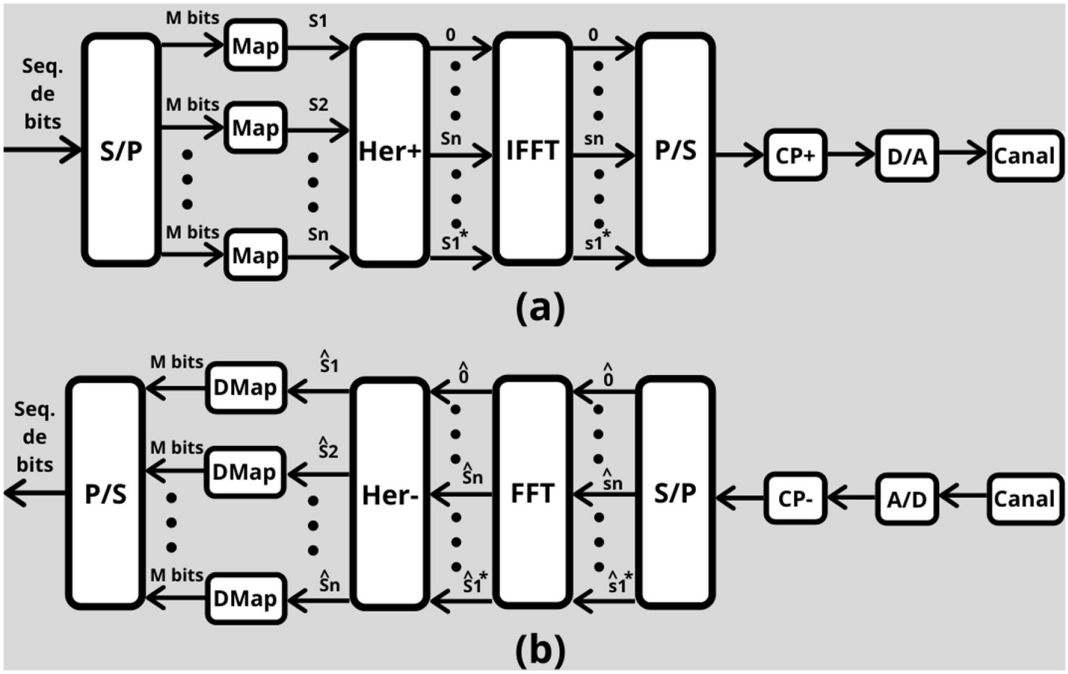
O diagrama de blocos de um sistema que utiliza a modulação OFDM é mostrado na Figura 11. A parte (a), que representa o transmissor, gera os *bits* de informação. Esses *bits* passam por um conversor serial-paralelo (bloco S/P) e são mapeados em símbolos, utilizando uma constelação específica (bloco Map). No presente trabalho, foi escolhida uma constelação com o mapeamento do tipo *gray*. Estes símbolos gerados passam pelo bloco Her+, onde é aplicada a simetria hermitiana. Esta simetria é utilizada quando se deseja apenas coeficientes reais para a transmissão do sinal OFDM no canal, sendo esse o caso do presente trabalho. A Equação (7) mostra como a sequência de símbolos S_1 a S_n fica após a passagem pelo bloco Her+. O asterisco em S_1^* representa o símbolo S_1 conjugado.

$$S_{\text{Hermitiana}} = [0, S_1, \dots, S_n, 0, {S_n}^*, {S_{n-1}}^*, \dots, {S_1}^*] \quad (7)$$

Posteriormente, é aplicada a transformada inversa rápida de Fourier (IFFT, do inglês *Inverse Fast Fourier Transform*), que é um caso particular e de rápida execução da transformada inversa discreta de Fourier (IDFT, do inglês *Inverse Discrete Fourier Transform*), em que, para a sua aplicação, exige-se que o número de símbolos seja de potência dois. Depois há a conversão de paralelo para série (bloco P/S) e a inserção do prefixo cíclico (bloco CP+). A Figura 12 mostra como o prefixo cíclico é adicionado, onde algumas amostras do início do sinal são copiadas para o final do mesmo. Essa técnica é utilizada para diminuir os efeitos da interferência intersimbólica entre cada sinal OFDM adjacente. Em seguida, o sinal OFDM passa por um conversor digital-analógico (bloco D/A) e é enviado para o canal.

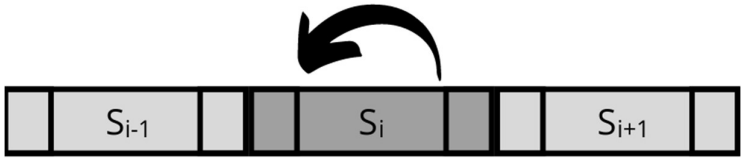
No receptor, apresentado na parte (b) da Figura 11, faz-se o processo inverso do transmissor. Primeiramente, o sinal recebido do canal passa pelo conversor analógico-digital (bloco A/D). Em seguida, é retirado o prefixo cíclico, convertido de série para paralelo (bloco S/P) e aplicada a transformada rápida de Fourier (FFT, do inglês *Fast Fourier Transform*) com o bloco FFT, que é um caso particular e de rápida execução da transformada discreta de Fourier (DFT, do inglês *Discrete Fourier Transform*). Posteriormente, a simetria hermitiana é retirada (bloco Her-) e o sinal é demapeado. Por último, a sequência de bits é gerada através do conversor paralelo-serial (bloco P/S).

Figura 11 – Diagrama de blocos de um sistema OFDM, com (a) transmissor e (b) receptor



Fonte: Produção do próprio autor.

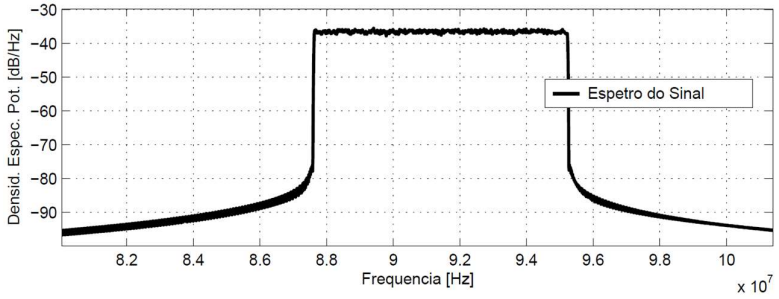
Figura 12 – Inserção do prefixo cíclico



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 13 apresenta o espectro de um sinal OFDM ao somar todas as suas subportadoras, onde a largura de banda é de, aproximadamente, 7 MHz. Cada componente do sinal OFDM terá o formato apresentado na Figura 10.

Figura 13 – Espectro em frequência resultante



Fonte: Silva (2011).

Para o cálculo da taxa de transmissão R_B, foram utilizadas as Equações (8) e (9), obtidas da literatura (ANDREWS; GHOSH; MUHAMED, 2007). A Equação (8) mostra que G representa a razão entre o intervalo de guarda (adicionado pelo bloco CP+) e o tempo útil do sinal OFDM. Na Equação (9), BW representa a largura de banda do sinal OFDM; L_D o número de subportadoras ocupadas por dados; M_{od} o nível de modulação do mapeamento adotado (32 para 32-QAM, por exemplo); e L o número total de subportadoras.

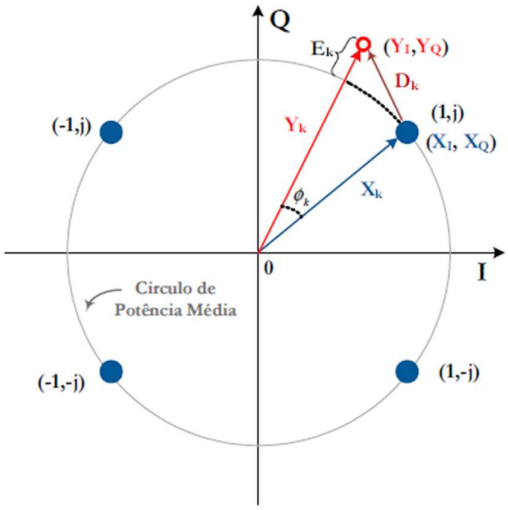
$$G = \frac{T_g}{T_s} \tag{8}$$

$$R_B = \frac{BW \times L_D \times Log_2(M_{od})}{L \times (1+G)} \tag{9}$$

2.3 O Cálculo do EVM

A magnitude do vetor de erro (EVM, do inglês *Error Vector Magnitude*) é uma métrica que calcula a média quadrática (RMS, do inglês *Root-Mean-Square*) do erro relativo de um símbolo recebido quando comparado com esse mesmo símbolo no momento da transmissão. A Figura 14 apresenta um diagrama de constelação 4-QAM. Nessa figura, o ponto (X_I,X_Q) representa o símbolo de referência (enviado), que está relacionado com o vetor X_k; enquanto que o ponto (Y_I,Y_Q) representa o símbolo a ser comparado (recebido), que está relacionado com o vetor Y_k. O valor E_k é a magnitude da distância escalar entre os vetores X_k e Y_k.

Figura 14 – Diagrama de constelação 4-QAM



Fonte: Silva, Valentim e Segatto (2009).

Conforme descrito por Silva, Valentim e Segatto (2009), "a EVM pode ser definida como o valor RMS (*root-mean-square*) da diferença entre um conjunto de símbolos medidos e um conjunto de símbolos transmitidos". Esse valor pode ser calculado pela Equação (10).

$$\mathrm{EVM} = \left[\frac{\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} |Y_k - X_k|^2}{\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} |X_k|^2} \right]^{1/2} \tag{10}$$

3 METODOLOGIA

Esta é uma pesquisa classificada pelas abordagens quantitativa e qualitativa. No aspecto quantitativo, foram realizadas diversas simulações com o intuito de se analisar as variações no desempenho do sinal demodulado (recebido), conforme as variações dos parâmetros do sinal modulante de entrada e da portadora que deram origem ao sinal modulado (transmitido). O aspecto qualitativo é empregado ao se definir critérios para a proposição de um modelo de comunicação com SFP digital, utilizando a modulação PWM em sinais OFDM.

Como o presente trabalho visa gerar conhecimentos para aplicações práticas dirigidas à solução de problemas específicos de telecomunicações, pode-se afirmar que a pesquisa é de natureza aplicada. O projeto possui um objetivo explicativo, pois buscou identificar os fatores que determinaram a eficiência do modelo. Por se tratar de um trabalho de simulação em *software*, é possível afirmar que se trata de um procedimento de pesquisa experimental computacional. O hardware utilizado é um Windows 10, com um processador Intel Core i5 oitava geração de 1,8 GHz e com uma memória RAM de 8 GB.

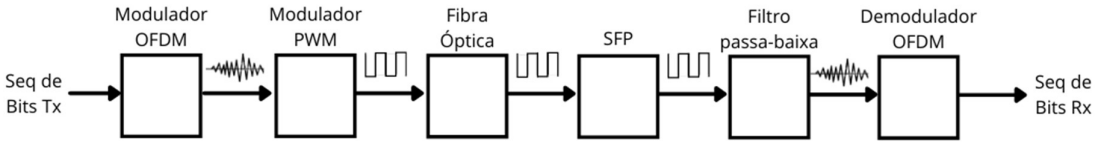
3.1 Uma Visão do Sistema

Conforme descrito anteriormente, o intuito do presente trabalho é estudar a transmissão de sinais RF de banda larga. Por conta da ampla utilização do OFDM, esse foi o sinal de RF escolhido para a transmissão. Ao transmitir um sinal banda larga com uma modulação PWM, distorções por intermodulação começam a aparecer. Para facilitar a análise do desempenho do sistema, a sua performance não será avaliada verificando os efeitos da intermodulação na amplitude de cada componente espectral gerada. O sistema será avaliado ao comparar a sequência de *bits* da entrada e saída do sistema através da taxa de erro de *bit* (BER, do inglês *Bit Error Rate*) e do EVM. Essa comparação pode ser feita, pois o sinal OFDM deverá ser gerado na simulação.

O sistema proposto foi elaborado de acordo com o diagrama de blocos mostrado na Figura 15. Nesse modelo, uma sequência de *bits* pseudoaleatória (*bits* transmitidos) é gerada e enviada para um modulador OFDM, conforme apresentado na Figura 11. O sinal OFDM gerado é enviado para um SFP, que atua como um modulador PWM. O novo sinal criado é inserido no

canal óptico para a transmissão. Na recepção, o sinal óptico passa para o domínio elétrico através de um SFP e, posteriormente, é enviado para um filtro passa-baixa. Esse filtro atua como um demodulador PWM. Por fim, a informação é enviada para um demodulador OFDM, obtendo-se uma sequência de *bits* recebidos. Toda a simulação foi realizada no *software* Matlab.

Figura 15 – Diagrama de blocos do sistema proposto



Fonte: Produção do próprio autor.

3.2 Aspectos Práticos dos Moduladores e Demoduladores PWM e OFDM

Tanto o modulador quanto o demodulador OFDM seguem o modelo proposto na Figura 11, mas com algumas diferenças. O modulador não possui o deslocador de espectro centrado na frequência f_c, pois o modulador PWM exerce essa função. Além disso, o modulador OFDM utilizado no presente trabalho possui a aplicação da simetria Hermitiana. A utilização desse recurso foi necessária para que o sinal transmitido na fibra tivesse somente componentes reais.

O filtro utilizado no demodulador PWM é do tipo *butterworth*, de ordem cinco. Esse tipo foi o escolhido por ser plano na região de interesse. A frequência de corte desse filtro sempre será três vezes maior que a BW do sinal OFDM. Esse foi o melhor valor encontrado em testes iniciais, utilizando valores do BER como base para a análise.

O bloco “Modulador PWM” é a representação do transceptor SFP, que será utilizado conforme mencionado na seção 2.1.1. Esses transceptores possuem limitações práticas. Utilizando os dados encontrados no *datasheet* de um transceptor da Arris Enterprises LLC (2018), foi possível implementar essas limitações na simulação. As sensibilidades nas entradas elétricas do transmissor e nas entradas ópticas do receptor foram, respectivamente, 250 mV e -18 dBm. A potência óptica de saída do transmissor é de -6 dBm. Para implementar o demodulador PWM, foi necessário definir um limiar de decisão na transição do sinal do domínio óptico para o domínio elétrico. Esse valor é o que define se o sinal recebido está em nível lógico alto ou baixo. Sabe-se que o transceptor SFP não possui um limiar de decisão definido. Como ele não

é indicado no *datasheet* e como o módulo é um regenerador óptico do tipo 1R, atuando como se fosse do tipo 3R, foi necessário definir um limiar de decisão para que a simulação fosse possível. O valor adotado no receptor foi de -18 dBm, que tornaria possível a transmissão em até 60 km, conforme indicado no *datasheet*.

Para utilizar a entrada diferencial do transceptor, a excursão máxima do sinal OFDM deve ser menor ou igual à excursão máxima da portadora. Logo, a excursão máxima do sinal OFDM adotada foi de até 98% da excursão máxima da portadora.

3.3 Aspectos Práticos da Fibra Óptica

A fibra óptica considerada na simulação é uma fibra monomodo, com atenuação em 1550 nm de, aproximadamente, 0,2 dB/km. O modelo de fibra utilizado foi um modelo não-linear do tipo *Split-Step Fourier*, que é um método numérico *pseudo* espectral usado para resolver equações diferenciais parciais não-lineares. Como a potência do sinal óptico na saída do transmissor é igual a -6 dBm e a sensibilidade óptica no receptor é igual a -18 dBm, o tamanho limite da fibra para a comunicação é de 60 km. Na janela de 1310 nm, a atenuação é de, aproximadamente, 0,34 dB/km, limitando o tamanho do enlace em 35 km. Como se sabe, a janela de 1550 nm causa mais dispersão cromática do que a de 1310 nm. Por outro lado, a atenuação por quilômetro em 1550 nm é menor. Como o período da portadora dente de serra nas simulações é muito maior do que essa dispersão, a atenuação gerará um impacto muito maior no desempenho do sistema do que a dispersão. Dessa forma, a janela de 1550 nm é melhor para transmissões de longas distâncias.

Para o projeto do sinal OFDM, é necessário considerar o atraso máximo que o canal pode causar para que seja possível criar um intervalo de guarda aceitável. Nesse trabalho, o comprimento máximo da fibra considerado foi de 15 km, gerando um atraso máximo 400 ns no canal. Esse atraso pode ser calculado multiplicando o comprimento da fibra pela dispersão do canal, que é 17 ps/(nm.km). Com isso, foi utilizado um intervalo de guarda igual a quatro vezes ao atraso máximo (KURNAZ; GÖKALP, 2012). A duração do símbolo OFDM considerada é igual a cinco vezes a duração do intervalo de guarda.

3.4 A Forma de Avaliação da Eficiência do Sistema

Para analisar a eficiência da transmissão, o BER e o EVM foram medidos, comparando-se a sequência de *bits* da entrada (transmissor) e da saída (receptor). Utiliza-se o BER por ser uma métrica para analisar quantitativamente o sistema, mostrando qual é a taxa média de *bits* errados para uma determinada ocasião. Como é desejado construir um sistema que tenha a menor probabilidade de reconhecer um *bit* de forma errada, é desejável ter um BER pequeno. O EVM possibilita analisar o sinal quantitativamente, mas também torna possível realizar uma análise qualitativa melhor, pois essa métrica mostra o quão longe os símbolos recebidos estarão dos símbolos enviados pelo transmissor. O BER não leva em considerações efeitos práticos como um ruído, já com o EVM é possível realizar uma análise mais suscinta sobre como um ruído exerce influência nos símbolos transmitidos, por exemplo. Também é desejável que o EVM seja o menor possível, pois isso significa que o sinal recebido está próximo do sinal transmitido.

4 RESULTADOS

Nesta seção, são apresentados os resultados das simulações por meio de gráficos que mostram a relação do BER e do EVM com outros parâmetros do sistema. Os gráficos que avaliam o BER estão em escala logarítmica. Durante as simulações, alguns pontos dos gráficos de BER mostraram que não teve erro detectado para a quantidade de bits transmitidos. Em escala logarítmica, estes pontos seriam representados por $-\infty$, o que dificultaria a visualização. Portanto, decidiu-se representar esse valor como sendo 10^{-10} para facilitar as comparações.

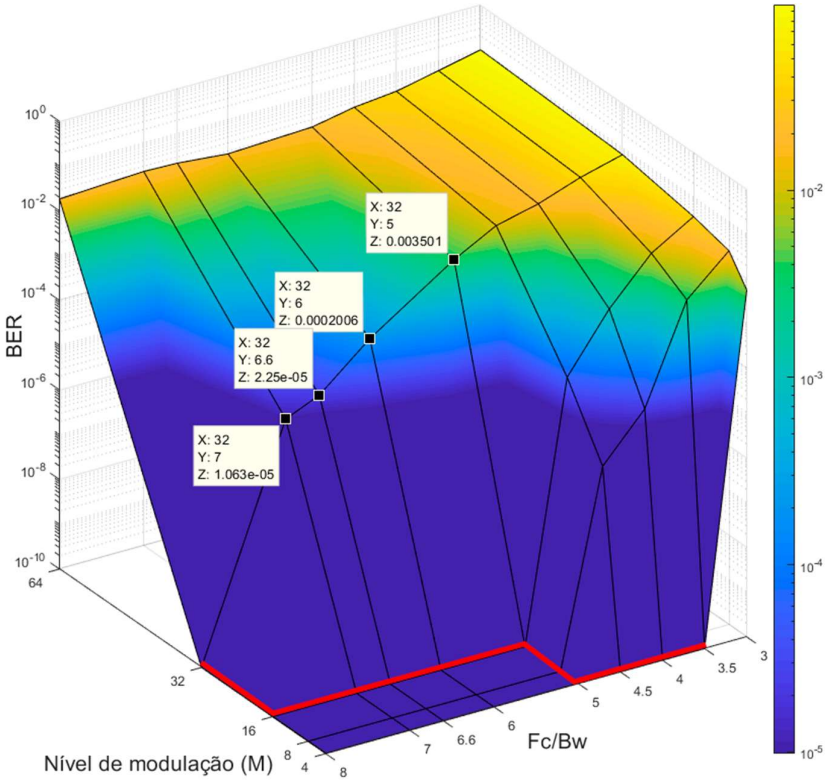
4.1 Variando o Nível de Modulação e a Razão Entre f_c e BW

Conforme visto na Figura 8, a razão entre f_c e BW (largura de banda do sinal modulante de informação de entrada) interfere na demodulação do sinal. Dessa forma, é interessante entender como a variação desses parâmetros interfere no BER e no EVM. A Figura 16 e a Figura 17 mostram como o BER se comporta ao mudar o mapeamento e a razão f_c/BW ao utilizar um sinal OFDM com 5 MHz de banda. A linha vermelha traçada mostra os pontos em que o sistema começa a apresentar um BER sem erro detectado (representado por um valor igual a 10^{-10}).

É possível notar que existe uma relação de compromisso entre f_c/BW e o nível de modulação. Para um mapeamento 4-QAM, a relação f_c/BW deve ser maior do que 3,5 para que o erro não seja detectado. Para se obter o mesmo valor de BER ao utilizar um mapeamento 8-QAM ou 16-QAM, basta fazer com que f_c/BW seja maior que 5. Por fim, para utilizar 32-QAM com um BER com erro não detectado, será necessário ter $f_c/BW \geq 8$. Simulações com valores de $f_c/BW > 8$ também foram realizadas, mas os resultados obtidos foram os mesmos que em f_c/BW igual a 8. Estes resultados não foram mostrados para não dificultar a leitura dos números nos eixos.

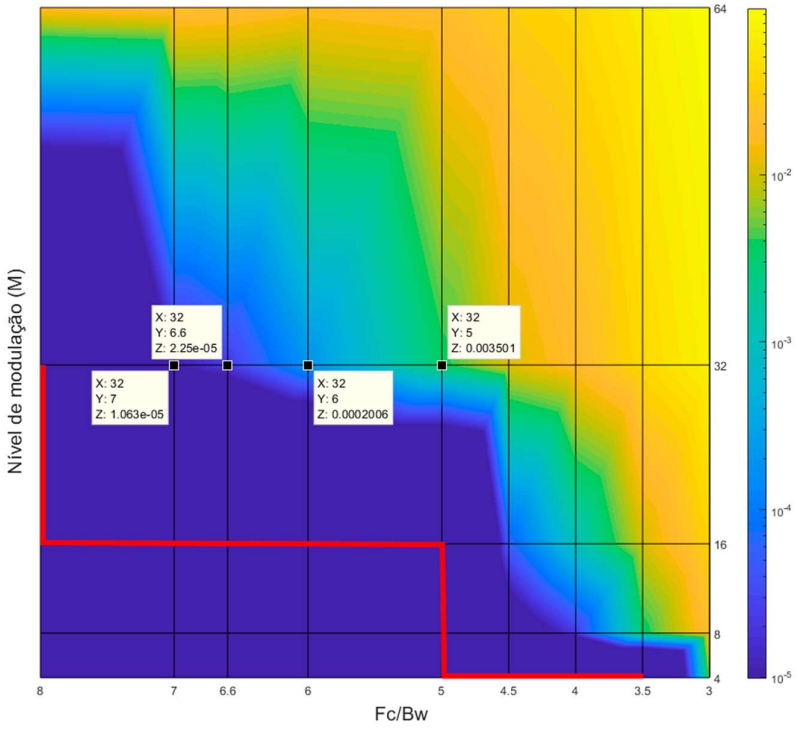
O número de *bits* transmitidos e a taxa de transmissão para cada nível de modulação estão apresentados no Quadro 1, onde foi utilizada uma largura de banda igual de 5 MHz. Foi necessário utilizar uma largura de banda pequena para analisar somente a influência do nível de modulação e da razão f_c/BW no sistema. Foram transmitidos mais do que 10^5 bits em cada simulação a fim de diminuir oscilações no BER que pudessem ser causadas por pouco número de amostras.

Figura 16 – Avaliação do BER em relação a M e f_c/BW, em perspectiva



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 17 – Avaliação do BER em relação a M e f_c/BW, vista superior



Fonte: Produção do próprio autor.

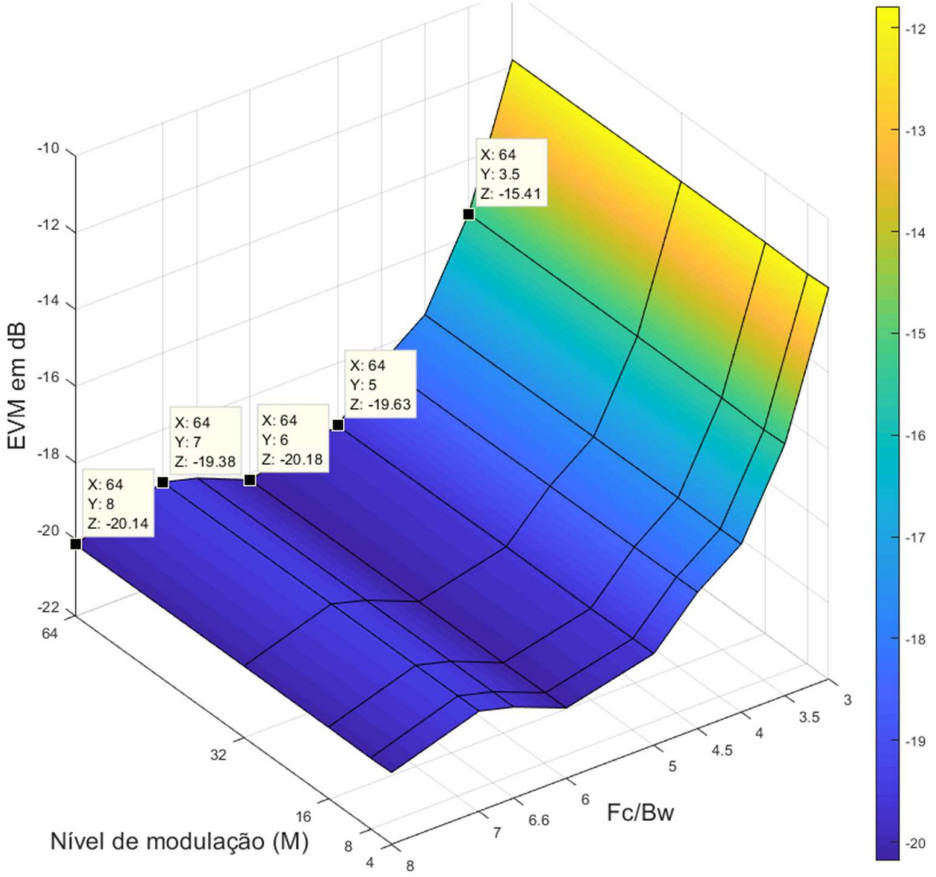
Quadro 1 – Número de bits transmitidos e taxa de transmissão para cada nível de modulação na simulação da seção 4.1

Nível de Modulação (M)	Bits Transmitidos	Taxa de Transmissão [Mb/s]
4	$0{,}64 \times 10^6$	4,04
8	$0{,}96 \times 10^6$	6,06
16	$1{,}28 \times 10^6$	8,08
32	$1{,}60 \times 10^6$	10,10
64	$1{,}92 \times 10^6$	12,12

Fonte: Produção do próprio autor.

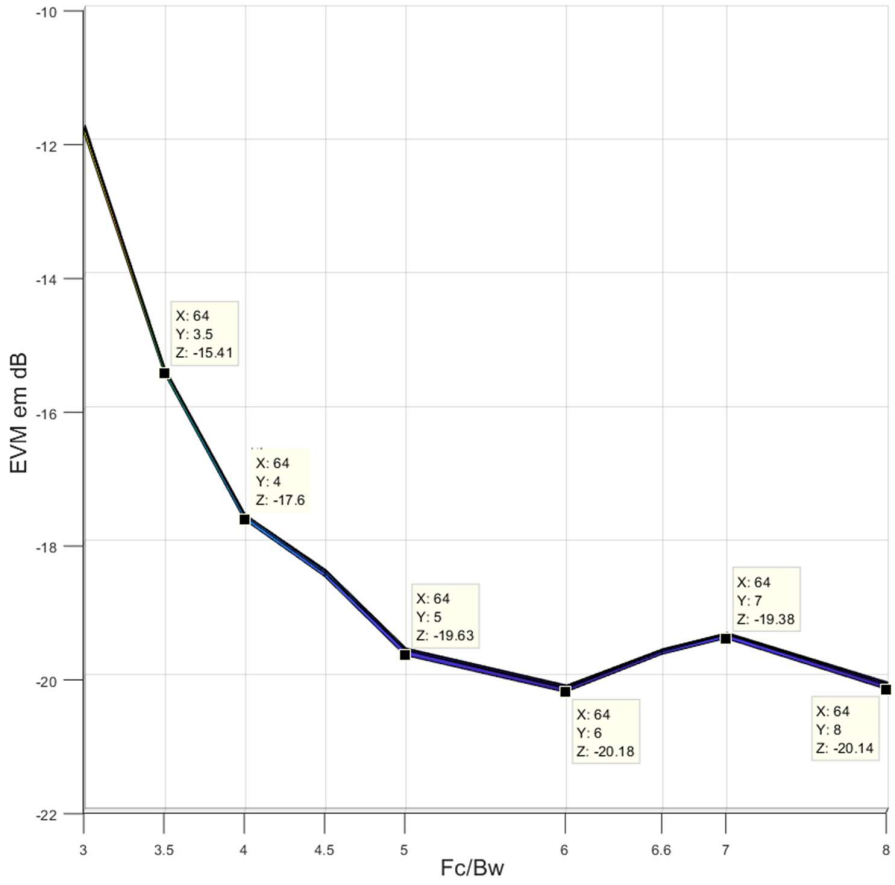
A Figura 18 e a Figura 19 mostram como o EVM se comporta ao variar esses mesmos parâmetros. É possível perceber que, para o mesmo valor de f_c/BW, o EVM varia pouco, independentemente do nível de modulação. O EVM também cresce vertiginosamente quando f_c/BW é menor do que 5 e que ele tende a ficar estável quando essa razão é maior do que 5.

Figura 18 – Avaliação do EVM em relação a M e f_c/BW, vista em perspectiva



Fonte: Produção do próprio autor.

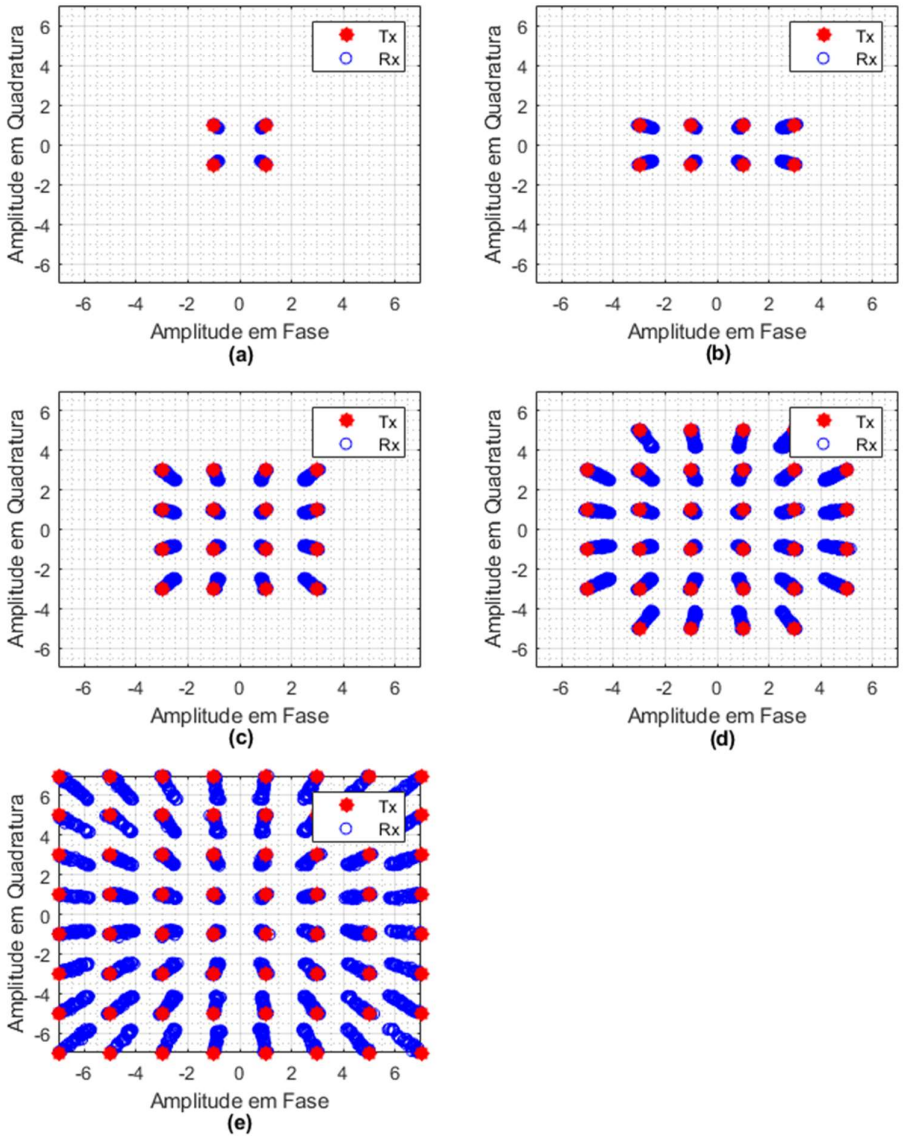
Figura 19 – Avaliação do EVM em relação a M e f_c/BW, vista lateral



Fonte: Produção do próprio autor.

O diagrama de constelação, com mapeamento do tipo *gray*, apresentado na Figura 20 mostra que quanto mais distante do ponto (0;0) o símbolo de referência no TX estiver, maior será o erro desse símbolo no terminal receptor (RX, do inglês *Receiver*). Essa distorção ocorre por conta do filtro *anti-aliasing* existente na modulação, afetando mais os símbolos de maior amplitude. Isso faz com que o BER aumente para uma comunicação com um índice de modulação grande, conforme apresentado na Figura 16 e na Figura 17. Apesar do aumento do vetor de erro para os símbolos da extremidade, o valor do EVM permanece o mesmo por conta do denominador da Equação (10), que fica maior quanto mais longe da origem símbolo estiver.

Figura 20 – Diagrama de constelação, com (a) M=4, (b) M=8, (c) M=16, (d) M=32 e (e) M=64 para f_c/BW = 6

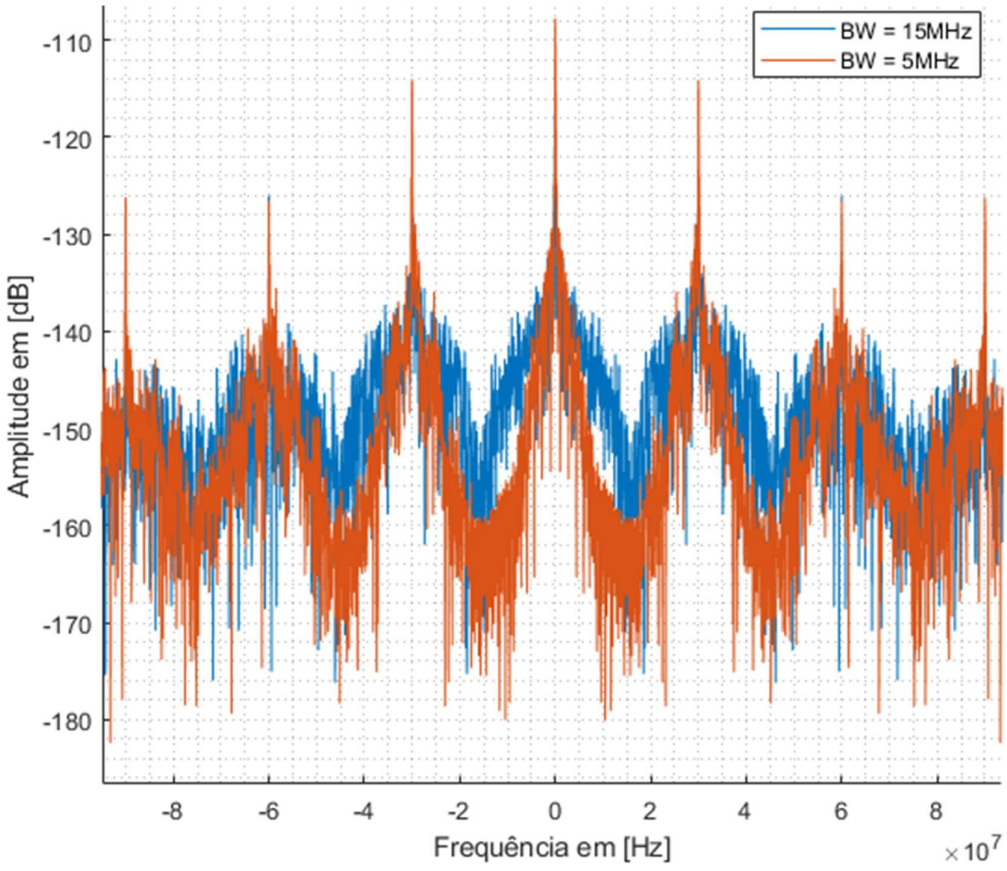


Fonte: Produção do próprio autor.

4.2 Variando a BW e a Razão Entre f_c e BW

Além de avaliar como o sistema se comporta ao variar o nível de modulação, também é interessante ver como ele atua ao mudar a BW do sinal OFDM. A Figura 21 mostra que o sinal com a largura de banda igual a 15 MHz tende a sofrer mais interferência, pois a réplica na harmônica está mais próxima da banda base. Por esse motivo, ao aumentar a largura de banda do sinal OFDM, é necessário tornar a frequência da portadora dente de serra ainda maior.

Figura 21 – Espectro de frequência do sinal PWM para diferentes valores de BW do sinal OFDM e com a mesma portadora dente de serra

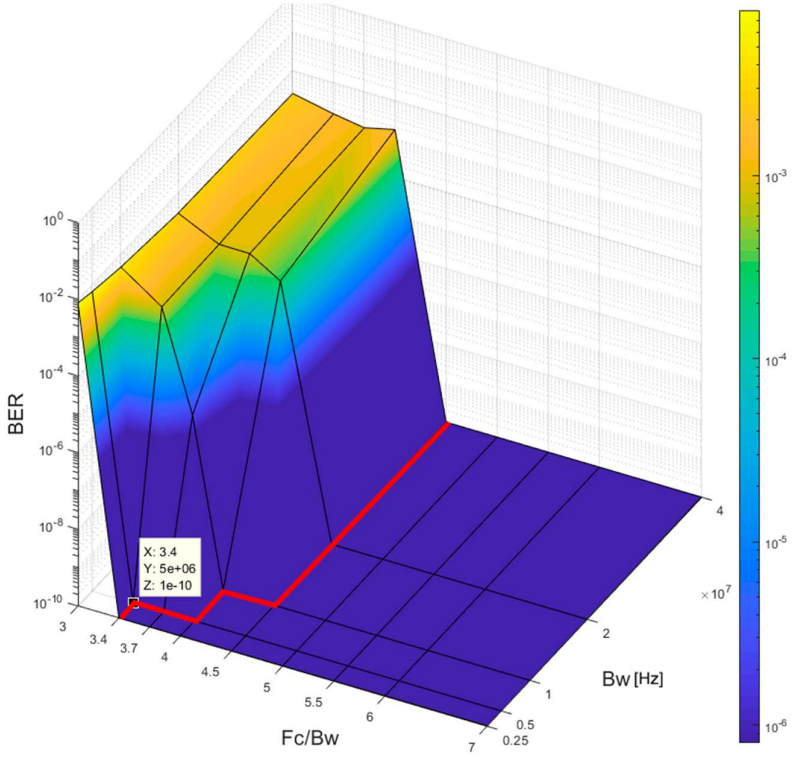


Fonte: Produção do próprio autor.

Sendo assim, é interessante avaliar o quanto é necessário aumentar a razão f_c/BW na medida em que a BW aumenta. Nessa simulação, foi utilizado o mapeamento 4-QAM, pois assim será possível analisar a influência da largura de banda de forma isolada, já que o sistema é robusto nesse nível de modulação, fazendo com que o BER e o EVM sofram pouca influência do tipo de mapeamento. Como o espaçamento entre as subportadoras é o mesmo (pois a duração do sinal OFDM é fixa) e há a necessidade de utilizar um número que seja potência de dois, foram escolhidas as quantidades de subportadoras apresentadas no Quadro 2. Dessa forma, toda a banda estará preenchida.

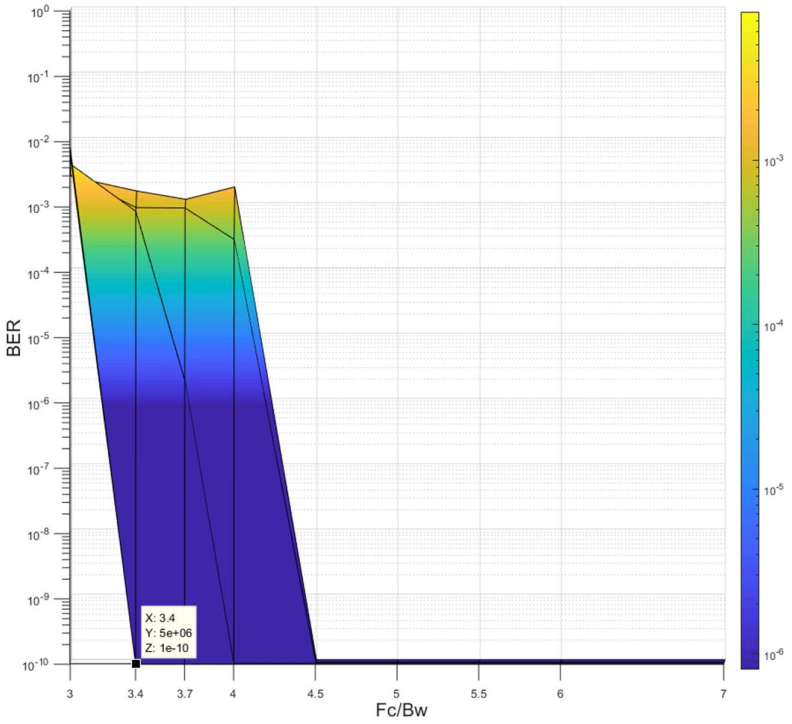
Analisando a Figura 22 e a Figura 23, é possível ver que f_c/BW possui valores mínimos para que o sistema não detecte erro para esse número de bits transmitidos. Esses valores são evidenciados pelo traçado vermelho, e sofrerão alterações ao mudar o tipo de mapeamento. Essas mudanças serão abordadas na seção 4.3

Figura 22 – Avaliação do BER em relação a BW e f_c/BW, em perspectiva



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 23 – Avaliação do BER em relação a BW e f_c/BW, vista lateral



Fonte: Produção do próprio autor.

O Quadro 2 mostra que o número de *bits* transmitidos para os cálculos do BER e do EVM, apresentados nas simulações da seção 4.2, são suficientes para que não ocorra erro por falta de amostras. Ao transmitir 1,28 milhões de bits (16 subportadoras), é possível medir um BER da ordem de 10^{-7}, e a Figura 22 mostra que o BER medido foi muito maior do que isso, por exemplo. É interessante lembrar que o número de *bits* transmitidos não se altera com a variação de f_c. Também é possível ver no gráfico que a eficiência espectral cresce conforme a largura de banda do sinal aumenta.

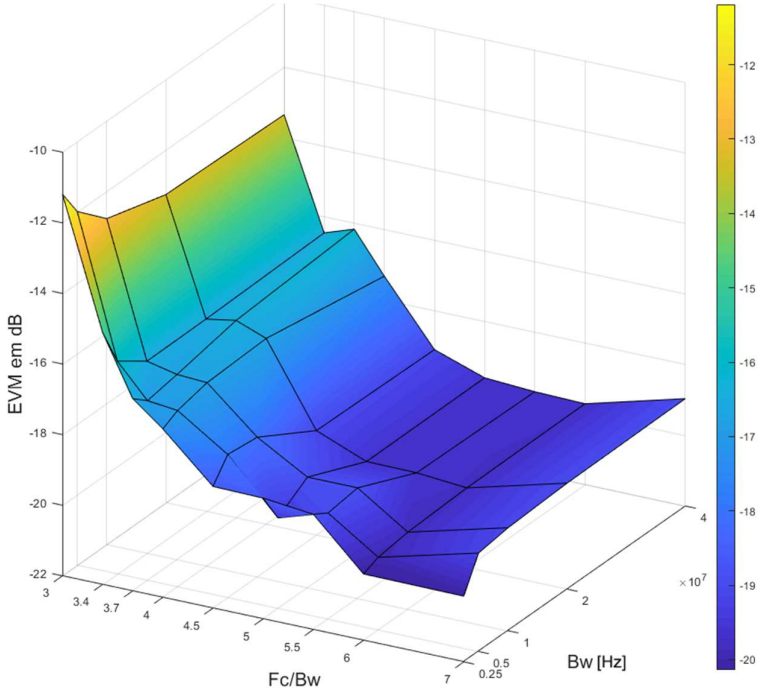
Quadro 2 – Número de bits transmitidos e a taxa de transmissão para cada largura de banda da simulação da seção 4.2

Número de Subportadoras	Largura de Banda (BW) em MHz	Bits Transmitidos	Taxa de Transmissão [Mb/s]	Eficiência Espectral [Bps/Hz]
16	2,5	$1{,}28 \times 10^6$	1,96	0,78
32	5	$2{,}56 \times 10^6$	4,04	0,81
64	10	$5{,}12 \times 10^6$	8,21	0,82
128	20	$10{,}24 \times 10^6$	16,54	0,83
256	40	$20{,}48 \times 10^6$	33,20	0,83

Fonte: Produção do próprio autor.

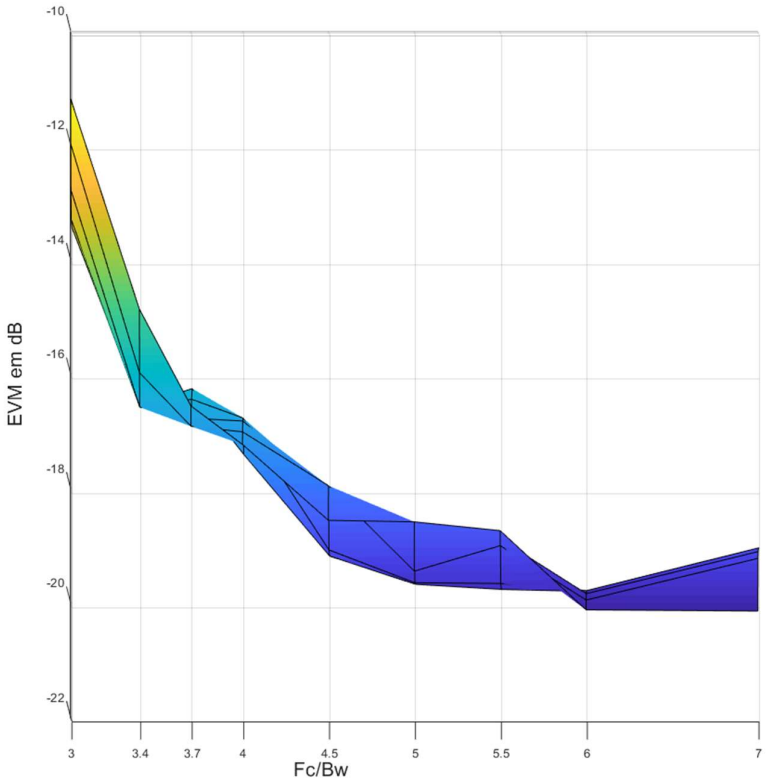
A Figura 24 e a Figura 25 mostram como o EVM se comporta com a variação dos parâmetros da simulação. É possível observar que o EVM diminui conforme a razão f_c/BW aumenta. Além disso, é possível ver que a BW tem influência no cálculo do EVM de maneira sutil, desde que a relação f_c/BW permaneça a mesma.

Figura 24 – Avaliação do EVM em relação a BW e f_c/BW, em perspectiva



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 25 – Avaliação do EVM em relação a BW e f_c/BW, vista lateral



Fonte: Produção do próprio autor.

4.3 Analisando os Valores de f_c/BW ao Variar a BW Junto Com o Mapeamento

Na seção 4.1, uma simulação foi feita utilizando um sinal OFDM com BW = 5 MHz, em que foi possível gerar a Figura 16, mostrando, através de uma linha vermelha, os pontos em que o sistema não apresenta erro. Na seção 4.2, a linha vermelha representada na Figura 22 mostra que o ponto onde se inicia a não aferição de erro também varia de acordo com a BW do sinal. Sendo assim, a forma do gráfico e da linha vermelha da Figura 16 irão mudar para diferentes valores de BW.

Foram feitas outras simulações para avaliar como a linha vermelha contida na Figura 16 é alterada para diferentes valores de BW. O Quadro 3 traz os menores valores de f_c/BW necessários para que não se tenha erro detectado. As células que contém um traço indicam que não foi encontrado um valor sem aferição de erro na simulação.

Quadro 3 – Valores de f_c/BW mínimos para não ter erro detectado

BW	4-QAM	8-QAM	16-QAM	32-QAM	64-QAM
2,5 MHz	3,4	5,0	5,0	8	-
5,0 MHz	3,4	5,0	5,0	8	-
10 MHz	4,0	4,5	5,0	8	-
20 MHz	4,5	4,5	5,0	9	-
40 MHz	4,5	4,5	5,0	9	-

Fonte: Produção do próprio autor.

5 DISCUSSÕES, RESULTADOS E TRABALHOS FUTUROS

5.1 Discussões e Resultados

Analisando-se os resultados apresentados na seção 4, é possível ver que a transmissão de um sinal OFDM em uma fibra óptica utilizando uma modulação PWM é exequível. As simulações mostraram que a relação f_c/BW de uma portadora dente de serra de frequência f_c, modulando em PWM um sinal banda base OFDM com de largura BW, deve estar entre 3,4 e 9, conforme o nível de modulação digital M usado no mapeamento dos bits de entrada. Os resultados indicaram a possibilidade de uso apenas de valores para M = 4, 8, 16 e 32, com mapeamento QAM em constelação do tipo *gray*. Não foi possível deduzir, em função do elevado custo computacional requerido, regiões com zero detecção de erro (para os *bits* transmitidos) para as constelações iguais ou superiores a 64-QAM. Algumas simulações realizadas neste trabalho gastaram cinco dias para serem concluídas na máquina descrita na seção 3. Entretanto, pode-se afirmar, por análise qualitativa, que a relação f_c/BW cresce na medida em que se aumenta tanto a BW quanto o nível de mapeamento digital do sinal de entrada.

O sistema se apresenta como uma solução potencial para a diminuição de custos, pois envolve a utilização de dispositivos de hardware mais baratos. O modelo se mostra robusto quando os valores de f_c/BW do Quadro 3 são obedecidos para os diferentes valores de BW e tipos de mapeamentos.

Um problema comum dos sistemas OFDM é a elevada razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR, do inglês *Peak-to-Average Power Ratio*) do sinal em banda base, causando problemas de saturação nos amplificadores dos sistemas convencionais. Neste sentido, o modelo proposto também se apresenta como uma solução para a diminuição do PAPR, pois o envelope do sinal óptico PWM transmitido no canal é constante.

Para aumentar a taxa de transmissão, basta aumentar a largura de banda do sinal OFDM. Porém, ao fazer isso, a frequência da portadora dente de serra deverá ser aumentada, necessitando de um gerador mais caro. Se o intuito do projeto é a diminuição de custos, deve-se avaliar se o sistema continuará viável, mesmo com um gerador dente de serra de alta frequência. Se o sistema de comunicação tiver mais do que um transceptor analógico para ser substituído, o

custo com o gerador pode ser diluído, pois será possível utilizar o mesmo gerador para alimentar os terminais do transceptor com a portadora (desde que cada porta necessite de portadoras com a mesma frequência).

O Quadro 4 apresenta o custo aproximado de implementação do sistema exposto no presente trabalho, considerando a maior largura de banda simulada (40 MHz) e um mapeamento de 32-QAM. Para este caso, a frequência da portadora dente de serra deve ser igual a, pelo menos, 360 MHz (9 vezes maior do que a BW do sinal); e o filtro passa-baixa deve ter uma largura de banda igual a 3 vezes a BW do sinal OFDM, ou seja, 120 MHz. Foi simulado o custo de implantação de um sistema com dez *links*, necessitando de vinte portas SFP's (dez no transmissor e dez no receptor). O sintetizador digital utilizado para gerar o sinal dente de serra é o LMX2486, da Texas Instruments. É possível ver que o modelo proposto se torna mais viável do que o tradicional, economizando-se USD 3.058,20 nesse caso. Se o número de transceptores a serem substituídos aumentar, a economia será ainda maior.

Quadro 4 – Custos de implementação do modelo proposto e do modelo que utiliza o transceptor analógico

Transceptor Usado	Produto	Quantidade	Valor Unitário (USD)	Valor Total (USD)
Digital	Sintetizador Digital 1 GHz	1	1.751,00	1.751,00
	SFP – 1550 nm – 40km – SMF	20	143,00	2.860,00
	Filtro passa-baixa 120 MHz	10	33,58	330,80
				4.941,80
Analógico	Transceptor Analógico	20	400,00	8.000,00
				8.000,00

Fonte: Produção do próprio autor.

O modelo apresentado possui restrições quanto à utilização do espectro. É possível ver na Figura 21 que as harmônicas inutilizam grande parte do espectro, fazendo com que a eficiência espectral seja reduzida. Isso faz com que seja difícil transmitir, na mesma janela óptica, dois sinais modulados em PWM e OFDM.

A sensibilidade elétrica da entrada do transmissor SFP também pode ser um problema. Para modular o sinal em PWM, o sinal de entrada OFDM deve ser projetado para possuir uma amplitude menor do que a amplitude máxima da portadora. Se o PAPR desse sinal for elevado, a maior parte do sinal (a média) poderá ficar menor do que a sensibilidade elétrica do

transmissor, gerando problemas na conversão eletro-óptica e diminuindo o desempenho do sistema.

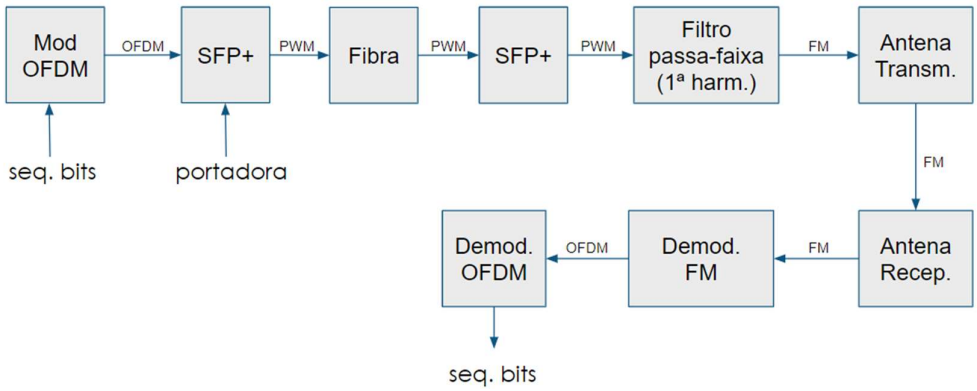
Analisando os objetivos específicos descritos na seção 1.3.2 e os resultados da seção 4, pode-se dizer que os objetivos foram atingidos. Essa afirmação pode ser feita pois foi possível simular uma comunicação com transceptores digitais atendendo às restrições de banda, dispersão, interferência intersimbólica e atraso de propagação do canal óptico; estabelecer os parâmetros de projeto do sinal modulante e da portadora usada; e analisar a eficiência do sinal modulado, determinando as limitações do modelo proposto.

5.2 Trabalhos Futuros

A fim de reduzir, ainda mais, os custos do sistema, um estudo poderia ser feito para avaliar uma possível substituição do gerador dente de serra por um gerador senoidal. O gerador senoidal poderia ser explorado de forma que o sinal modulante OFDM contemple somente a região com maior linearidade da onda senoidal, simulando um sinal triangular. Song e Sarwate (2003) mostraram que é possível efetuar uma modulação PWM com uma portadora triangular, mas o sinal resultante seria um PWM com as duas bordas móveis, provocando distorções ainda maiores dentro da banda base – que é a região de interesse na demodulação.

Além disso, um estudo sobre a recuperação do sinal na primeira harmônica poderia ser realizado. De acordo com Song e Sarwate (2003), a réplica centrada na primeira harmônica do sinal PWM pode ser entendido como um sinal OFDM com modulação em frequência (FM, do inglês *Frequency Modulation*), com pequenas alterações. Sendo assim, quando for necessário transmitir um sinal OFDM em uma fibra e, posteriormente, fazer uma modulação FM desse sinal para transmiti-lo por um canal, será possível utilizar essa propriedade da modulação PWM. Com isso, não seria necessário utilizar um modulador FM, mas, sim, somente um filtro passa-faixa na primeira harmônica. A Figura 26 apresenta um exemplo desse sistema de comunicação, onde o sinal OFDM deve ser transmitido de uma central até uma RAU por uma fibra óptica e, posteriormente, transmitido ao consumidor final por uma antena utilizando uma modulação FM. Ao realizar simulações para a recuperação na primeira harmônica em 4-QAM com um demodulador FM, resultados positivos foram obtidos. Para projetar um sistema robusto, será necessário mais estudo em cima do tema.

Figura 26 – Sistema de comunicação com modulação em frequência a ser estudado



Fonte: Produção do próprio autor.

Um estudo sobre a largura de banda do filtro de recepção também poderia ser feito, a fim de aumentar a eficiência do sistema. Esse estudo poderia apontar a melhor forma de determinar a ordem e a largura de banda desse filtro, melhorando a demodulação do sinal PWM. Essa melhoria no desempenho da demodulação faz com que os valores mínimos de f_c/BW do Quadro 3 fiquem menores, diminuindo o custo com o gerador da portadora dente de serra.

O Quadro 3 mostra que existe uma não-linearidade para os valores mínimos de f_c/BW para 8-QAM e 16-QAM quando a BW aumenta. Dessa forma, um estudo para entender a forma como essas variáveis interferem no resultado seria interessante para diminuir esses efeitos.

Conforme visto na Figura 21, o sinal PWM contém réplicas distorcidas do sinal de entrada centradas nas harmônicas da frequência da portadora dente de serra. Como o SFP possui uma largura de banda limitada para a transmissão dos sinais – que pode ser encontrada nos *datasheets* destes dispositivos –, sugere-se um estudo para que se encontre a maior frequência que pode ser utilizada na portadora.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGRAWAL, G. P. **Fiber-Optic Communication Systems**. 3. ed. Nova Iorque: John Wiley & Sons, 2002.

AMARAL, L.; TROSKA, J.; PACHECO, A. J.; DRIS, S.; RICCI, D.; SIGAUD, C.; VASEY, F. Evaluation of Multi-Gbps Optical Transceivers for Use in Future HEP Experiments. *In*: TOPICAL WORKSHOP ON ELECTRONICS FOR PARTICLE PHYSICS, 8., 2008, Naxos. **Proceedings** […]. Naxos: CERN, 2008. v. 8, p. 151-155.

ANDREWS, J. G.; GHOSH, A.; MUHAMED, R. **Fundamentals of WIMAX:** Understanding Broadband Wireless Networking. Upper Saddle River: Person Education, 2007.

ARRIS ENTERPRISES LLC. **Optical Node Series: Small Form-factor Pluggables (SFP) Digital Return Field Hardened SFPs, 2018**. San Diego, 2018. Disponível em: https://www.commscope.com/globalassets/digizuite/62317-sfp-field.pdf. Acesso em: 02 mar. 2021.

BOECKMANN, E. **What is Pulse Width Modulation?**. 2007. Disponível em: http://switchmode-notebook.blogspot.com/2007/11/what-is-pulse-width-modulation.html. Acesso em: 04 jun. 2019.

CISCO PUBLIC. **Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2011–2016**. San Jose, 2012. Disponível em: http://tmfassociates.com/blog/wp-content/uploads/2013/02/Cisco-mobile-VNI-Feb-2012.pdf. Acesso em: 15 maio 2019.

CISCO PUBLIC. **Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2017–2022**. San Jose, 2019. Disponível em: https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-738429.pdf. Acesso em: 15 maio 2019.

CORDEIRO, R. F. **Novel Architectures for Flexible and Wideband All-digital Transmitters**. 2018. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática, Universidade de Aveiro, Aveiro, 2018.

CORDEIRO, R. F.; OLIVEIRA, A. S. R.; VIEIRA, J. All-digital transmitter with RoF remote radio head. *In*: IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM, 2014, Tampa. **Proceedings** […]. Tampa**:** IEEE, 2014. p. 1-4.

FUKUDA, R. F. **Sistema de Comunicação OFDM**: da Fundamentação Conceitual à Implementação em Plataforma DSP. 2016. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Centro de Tecnologia e Urbanismo, Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2016.

GROUPE SPÉCIAL MOBILE ASSOCIATION. **The Mobile Economy**. Londres, 2019. Disponível em:

https://www.gsmaintelligence.com/research/?file=b9a6e6202ee1d5f787cfebb95d3639c5&download. Acesso em: 01 jun. 2019.

HAYKIN, S.; MOHER, M. **Introdução aos Sistemas de Comunicação**. 2. ed. Porto Alegre: Bookman, 2008.

JOFFRAY, G. **Radio over Fiber (RoF) for the future home area networks**. 2013. Tese (Ph. D. em Ciência) – Doctoral School, Université Paris-Est, Paris, 2012.

KURNAZ, Ç.; GÖKALP, H. Investigating the relation between optimum guard interval and channel delay spread for a MC-CDMA system. **Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences**, v. 20, n. 3, p. 439-452, jan. 2012.

PARWEZ, M. S. **Noise and Signal power Reduction in Radio over Fiber Distribuited Antenna System**. 2014. Tese (Doutorado em Engenharia) – Departament of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, Nara, 2014.

RYU, S. **Coherent Lightwave Communication Systems**. Boston: Artec House, 1995 *apud* AGRAWAL, G. P. **Fiber-Optic Communication Systems**. 3. ed. Nova Iorque: John Wiley & Sons, 2002.

SILVA, J. A. L. **Transmissão de Sinais OFDM com Envelope Constante em Sistemas Ópticos IMDD**. 2011. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro Tecnológico, Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2011.

SILVA, J. A. L.; VALENTIM, B. L.; SEGATTO, M. E. V. Avaliação de efeitos Não Lineares em Sistemas OFDM pela Figura de Mérito EVM. *In*: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES, 27., 2009, Blumenau. **Anais** [...]. Blumenau: 2009. 1 CD-ROM.

SONG, Z.; SARWATE, D. V. The frequency spectrum of pulse width modulated signals. **Signal Processing**, v. 83, n. 10, p. 2227-2258, out. 2003.