

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
CÂMPUS EXPERIMENTAL DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA

ANTONIO ELCIO FERREIRA JÚNIOR

Otimização de subportadoras pilotos em OFDM PONs
coerentes de Longo Alcance

São João da Boa Vista

2019

ANTONIO ELCIO FERREIRA JÚNIOR

**Otimização de subportadoras pilotos em OFDM PONs
coerentes de Longo Alcance**

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações do Câmpus de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde

São João da Boa Vista
2019

Ferreira Júnior, Antonio Elcio

Otimização de subportadoras pilotos em OFDM PONs coerentes de Longo Alcance/ Antonio Elcio Ferreira Júnior. – São João da Boa Vista, 2019.

88 p. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso – Câmpus Experimental de São João da Boa Vista – Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”.

Orientador: Prof. Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde

Bibliografia

1. Comunicações Ópticas 2. Multiplexação 3. Telecomunicações

CDD 23. ed. – 621.382

Ficha catalográfica elaborada pela [Biblioteca-BJB](#)

Bibliotecário responsável: João Pedro Alves Cardoso – CRB-8/9717

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
CÂMPUS EXPERIMENTAL DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

OTIMIZAÇÃO DE SUBPORTADORAS PILOTOS EM OFDM
PONS COERENTES DE LONGO ALCANCE

Aluno: Antonio Elcio Ferreira Júnior

Orientador: Prof. Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde

Banca Examinadora:

- Prof. Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde (Orientador)
- Prof. Dr. André Alves Ferreira (Examinador)
- Prof. Dr. José Augusto de Oliveira (Examinador)

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se
no prontuário do aluno (Expediente nº44/2018)

São João da Boa Vista, 30 de Janeiro de 2019

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por sempre me guiar e me dar forças nos momentos mais difíceis, para que eu superasse todos os obstáculos da graduação. Sem ele, nada disso seria possível.

Agradeço aos meus pais, Elcio e Luciene, pelo amor, apoio e todos os esforços que fazem para que eu possa alcançar meus objetivos ao longo da vida.

Agradeço também ao Prof. Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde e ao Prof. Dr. Rui Marcos Grombone de Vasconcellos não apenas pelas orientações feitas nas pesquisas em que participei, mas pelos apoios, companheirismo e conselhos ao longo dos anos.

Por fim, agradeço aos meus amigos da faculdade por todos os momentos vividos e aos meus amigos Alef, Felipe, Lara, Lucas e Tiago pelo suporte e amizade por mais de quinze anos.

RESUMO

Neste trabalho, o impacto do número de pilotos e suas amplitudes relativas na performance de uma Rede Óptica Passiva de Longo Alcance (*Long Reach Passive Optical Network*, LR-PON) usando a técnica de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, OFDM) é analisada por meio de simulações numéricas. A OFDM é um formato de modulação com múltiplas portadoras na qual apresenta a alta eficiência espectral e a capacidade de superar a seletividade frequencial, tornando possível a utilização da técnica OFDM por diversos padrões presentes em redes de telecomunicações atualmente. As Redes Ópticas Passivas (*Passive Optical Networks*, PON) são formadas por elementos passivos interligados pela fibra óptica, responsável por possibilitar o fluxo de informações na rede. Dentre diversos tipos de redes PONs, as LR-PONs são utilizadas, devido ao seu baixo custo de implementação e a sua área de cobertura, podendo chegar a 100 km. O ruído de fase existente no sistema em combinação com efeitos não lineares, contudo, gera a degradação do sinal e consequentemente, a performance de tal rede. Como solução, a utilização de pilotos (subportadoras não moduladas) têm sido adotada amplamente para compensar o ruído de fase em sistemas coerentes de alto alcance. Assim, o efeito do número de pilotos e as suas amplitudes relativas são analisadas em quatro cenários de modulação QPSK com número de subportadoras distintas. Os resultados obtidos mostram que a melhor configuração em termos da taxa de erro de bit para a OFDM em uma rede LR-PON implementada com 100 km possui 32 subportadoras, sendo 10 delas pilotos e com uma amplitude relativa igual a 1, 3. Em termos de eficiência energética, as simulações mostram que para 64 subportadoras, sendo 10 delas pilotos, representa a melhor configuração, por apresentar uma taxa de erros de bit satisfatória com a menor taxa de proporção entre o número de pilotos incluídos e o total de subportadoras do sistema. Toda a codificação implementada para a realização das simulações pode ser vista no Apêndice.

Palavras Chaves: Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência, Redes Ópticas Passivas de Longo Alcance, Sistemas de comunicação, Subportadoras piloto.

ABSTRACT

In this work, the impact of the number of pilots and their relative amplitude in the performance of long-reach passive optical networks (LR-PON) using of the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is analyzed by means of numerical simulations. OFDM is a multi-carrier modulation format that presents high spectral efficiency and capability to overcome for frequency selectivity, making possible to use this technique by several actual telecommunication standards. PON are formed by passive elements interconnected on the optical fiber, responsible for enabling the flow of information in the network. Among several types of PON networks, LR-PONs are used, due to their low implementation cost and their large coverage area, which can reach up to 100 km. The system phase noise, in combination with non-linear effects, however, degrades the signal and, consequently, the performance of such networks. As a solution, the use of pilots (unmodulated subcarriers) have been widely adopted to compensate for phase noise in coherent high-range systems. Thus, the effect of the pilot number and their relative amplitudes in four QPSK modulation scenarios with different number of subcarriers is analyzed. The results show that the best OFDM configuration in terms of bit error rate for the 100-km LR-PON network has 32 subcarriers, being 10 of them pilots with a relative amplitude of 1.3. In terms of energy efficiency, however, simulations reveal that 64 subcarriers where 10 of them being pilots, represents the best configuration, since it presents a satisfactory bit error rate with the lowest ratio of the number of pilots to the total number of subcarriers. All the coding implemented for the realization of the simulations can be seen in the Appendix.

Keywords: Communication systems, Long Reach Passive Optical Networks, Orthogonal Frequency Division Multiplexing, Pilot subcarrier.

LISTA DE FIGURAS

1.	Esquematização de abordagens para a elaboração de redes ópticas energeticamente eficientes	18
2.	Multiplexação de três sinais de telefone	22
3.	Espectro de um pulso retangular modulado em QAM	24
4.	Subportadoras do sinal transmitido	24
5.	Diferença do uso de banda entre as modulações FDM tradicional e OFDM	24
6.	Diagrama de constelação de um 64-QAM	25
7.	Inclusão de um Prefixo Cíclico	27
8.	Compensação da ISI mediante a inclusão do CP	27
9.	Equalização do sinal utilizando pilotos	28
10.	Relação das camadas TCP/IP com a tecnologia Flash-OFDM	33
11.	Esquematização da utilização das subportadoras por usuários nas tecnologias OFDM e OFDMA	33
12.	Arquitetura básica de uma rede PON	35
13.	Esquematização de topologias utilizadas em PONs	36
14.	Exemplo de uma rede LR-PON	36
15.	Diagrama de blocos do modem OFDM elaborado	38
16.	Espectro do sinal ao longo do modem OFDM utilizando um equalizador ..	39
17.	Trecho inicial de uma PRBS gerada pela codificação	41
18.	Mapeamento da modulação QPSK	42
19.	Constelação após a paralelização da sequência QPSK	42
20.	Inclusão de pilotos com amplitude igual a 6 e fase igual a 0	43
21.	Implementação do DAC	43
22.	Sinais em tempo discreto e sobreamostrados antes e depois do canal	44
23.	Equalização do sinal utilizando pilotos	45
24.	Constelação antes e depois da equalização	46
25.	Rede óptica de Longo Alcance implementada	47
26.	Relação entre a BER do sistema e a amplitude relativa dos pilotos para 32 subportadoras	51
27.	Mapa de contorno entre os pilotos e a BER do sistema para 32 subportadoras com: a) 5 pilotos; b) 10 pilotos; c) 15 pilotos e d) 20 pilotos.	52
28.	Constelações obtidas para as simulações realizadas com 32 subportadoras .	53
29.	Relação entre a BER do sistema e a amplitude relativa dos pilotos para 64 subportadoras	55
30.	Mapa de contorno entre os pilotos e a BER do sistema para 64 subportadoras com: a) 5 pilotos; b) 10 pilotos; c) 15 pilotos e d) 20 pilotos	56
31.	Constelações obtidas para as simulações realizadas com 64 subportadoras .	57

32.	Relação entre a BER do sistema e a amplitude relativa dos pilotos para 128 subportadoras	58
33.	Mapa de contorno entre os pilotos e a BER do sistema para 128 subportadoras com: a) 5 pilotos; b) 10 pilotos; c) 15 pilotos; d) 20 pilotos e e) 25 pilotos .	60
34.	Constelações obtidas para as simulações realizadas com 128 subportadoras	61
35.	Relação dos sistemas contendo os valores ótimos das subportadoras pilotos	62

LISTA DE ACRÔNIMOS

2G	Segunda Geração
3G	Terceira Geração
4G	Quarta Geração
5G	Quinta Geração
8-VSB	Faixa Lateral de Oito Vestígios (<i>Eight-Vestigial Side Band</i>)
ADC	Conversor Analógico-Digital (<i>Analogic to Digital Converter</i>)
BER	Taxa de Erro de Bit (<i>Bit Error Rate</i>)
COFDM	Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência Codificada (<i>Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)
CP	Prefixo Cíclico (<i>Cyclic Prefix</i>)
CW	Onda Contínua (<i>Continuous Wave</i>)
DAC	Conversor Digital-Analógico (<i>Digital to Analog Converter</i>)
DBF	Realimentação Distribuída (<i>Distributed Feedback</i>)
DFT	Transformada Discreta de Fourier (<i>Discrete Fourier Transform</i>)
DMT	Multitom Discreto (<i>Discrete Multitone</i>)
DSL	Linha Digital de Assinante (<i>Digital Subscriber Line</i>)
DVB-T	Transmissão de Vídeo Digital Terrestre (<i>Digital Video Broadcasting - Terrestrial</i>)
EC	Contagem de Erro (<i>Error Counting</i>)
EDFA	Amplificador de Fibra Dopado Com Érbio (<i>Erbium Doped Fiber Amplifier</i>)
EVM	Magnitude do Vetor de Erro (<i>Error Vector Magnitude</i>)
FDM	Multiplexação por Divisão de Frequência (<i>Frequency Division Multiplexing</i>)
FFT	Transformada Rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)
Flash-OFDM	Acesso Rápido de Baixa Latência com OFDM (<i>Fast Low-Latency Access with Seamless Handoff Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)
GSM	Sistema Global Móvel (<i>Global System Mobile</i>)
IDFT	Transformada Discreta de Fourier Inversa (<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>)
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>)
IFFT	Transformada Rápida de Fourier Inversa (<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>)
ISI	Interferência Intersimbólica (<i>Intersymbol Interference</i>)
LPF	Filtro Passa Baixa (<i>Low Pass Filter</i>)
LR-PON	Redes Ópticas Passivas de Longo Alcance (<i>Long Reach - Passive Optical Networks</i>)
LTE	Evolução a Longo Prazo (<i>Long Term Evolution</i>)

NG-PON	Redes Ópticas Passivas da Próxima Geração (<i>Next Generation - Passive Optical Network</i>)
NSC	Número de Subportadoras (<i>Number of Subcarriers</i>)
OFDMA	Acesso Múltiplo da Divisão Frequência Ortogonal (<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>)
OFDM	Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência (<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)
OLT	Terminal de Linha Óptica (<i>Optical Line Terminal</i>)
ONU	Unidade de Rede Óptica (<i>Optical Network Unit</i>)
PAM	Modulação por Amplitude de Pulso (<i>Pulse Amplitude Modulation</i>)
PON	Rede Óptica Passiva (<i>Passive Optical Network</i>)
PRBS	Sequência Binária Pseudo Aleatória (<i>Pseudo Random Bit Sequency</i>)
PSK	Modulação por Deslocamento de Fase (<i>Phase Shift Keying</i>)
QAM	Modulação de Amplitude em Quadratura (<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>)
QoS	Qualidade de Serviço (<i>Quality of Service</i>)
QPSK	Modulação por Deslocamento de Fase de Quadratura (<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>)
SNR	Relação Sinal Ruído (<i>Signal to Noise Ratio</i>)
SOA	Amplificador Óptico Semicondutor (<i>Semiconductor Optical Amplifier</i>)
TDM	Multiplexação por Divisão do Tempo (<i>Time Division Multiplexing</i>)
UMTS	Sistema Móvel de Telecomunicações Universal (<i>Universal Mobile Telecommunication System</i>)
VoIP	Voz sobre Protocolo de Internet (<i>Voice over Protocol Internet</i>)
Wi-Fi	Redes de Fidelidade sem Fio (<i>Wireless Fidelity</i>)
WiGig	Redes sem fio (<i>Wireless Gigabit</i>)
WLAN	Rede de Área Local sem fio (<i>Wireless Local Area Network</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

A_n	Amplitude constante no período OFDM
$A_n(t)$	Amplitude do sinal em relação ao tempo
a	Número de sequências aleatórias
a_n	Coefficiente da FFT
b	Quantidade de valores dentro de uma sequência aleatória
b_n	Coefficiente da FFT
D_k	Amostras do sinal OFDM
d_n	Valor sequencial
$g(kT)$	Sinal baseado em IFFT
I_{max}	Valor máximo para a geração de uma PRBS
I_{min}	Valor mínimo para a geração de uma PRBS
k	Constante multiplicativa
L	Número de níveis em cada dimensão
M	Número de símbolos no cálculo do EVM
N	Número de portadoras
N_{ad}	Número de amostras digitais
N_b	Número de bits
N_{bps}	Número de bits em cada subportadora
N_{bt}	Número total de bits a serem simulados
N_bQ	Número de bits por símbolo QAM ou QPSK
N_{cp}	Relação das subportadoras com CP
$N_{samples}$	Quantidade de amostras
N_sOFDM	Número de símbolos OFDM no sistema
N_{scd}	Número de subportadoras de dados
P_b	Probabilidade de erro
$S_n(t)$	Sinal na n-ésima portadora
S_s	Sinal OFDM
T	Duração de um símbolo na modulação QAM
T_{da}	Período das amostras no domínio analógico
T_{ds}	Período das amostras no domínio digital
T_s	Período de amostragem
T_{sym}	Período do símbolo OFDM
X_p	Sinal baseado na DFT
x_p	Sinal baseado na IDFT
Δ_f	Separação frequencial em Hz
Δ_ω	Menor separação frequencial entre subportadoras em rad/s
ϕ	Fase do sinal

ϕ_n	Fase constante no período OFDM
ω_0	Frequência angular inicial
ω_n	Frequência angular

LISTA DE TABELAS

1.	Sistemas de codificação no padrão binário e Gray	26
2.	Dados da modulação 16 QAM	41
3.	Parâmetros estabelecidos para o modem OFDM	49
4.	Parâmetros aplicados na rede óptica	49
5.	Parâmetros inseridos nos dispositivos da rede LR-PON.....	50
6.	Resultados obtidos para 32 subportadoras	53
7.	Resultados obtidos para 64 subportadoras	54
8.	Resultados obtidos para 128 subportadoras	58
9.	Valores ótimos para os casos implementados	59

SUMÁRIO

	Sumário	14
1	INTRODUÇÃO	16
1.1	Motivação	16
1.2	Trabalhos Relacionados	19
1.3	Contribuições e Organização do Trabalho	19
2	OFDM	21
2.1	Cronologia da OFDM	21
2.2	Multiplexação por Divisão de Frequência	21
2.3	Fundamentação teórica	22
2.3.1	Mapeamento de subportadoras	25
2.3.2	Prefixo Cíclico	26
2.4	Equalização auxiliada por pilotos	27
2.5	Modelo matemático	28
2.6	Aplicações da técnica	31
3	REDES ÓPTICAS PASSIVAS	34
3.1	Conceitos gerais	34
3.2	LR-PON	35
3.3	Técnicas de detecção	37
4	SISTEMA IMPLEMENTADO	38
4.1	Modem OFDM	38
4.1.1	Parâmetros do modulador e demodulador	39
4.1.2	Modulador	40
4.1.3	Demodulador	44
4.2	Simulação da rede óptica	47
5	RESULTADOS OBTIDOS	51
5.1	Sistema com 32 subportadoras	51
5.2	Sistema com 64 subportadoras	54
5.3	Sistema com 128 subportadoras	55
5.4	Determinação de um sistema ótimo	57
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	63

	Apêndice	65
A.	Codificação do modem OFDM	65
	REFERÊNCIAS	87

1 INTRODUÇÃO

Primeiramente, serão abordadas na Seção 1.1 as razões que tornam o tema do presente trabalho de conclusão de curso extremamente importante na área das telecomunicações, de forma que o estudo de métodos avançados de modulação em redes ópticas não beneficia apenas as características do sistema, como o aumento do fluxo da taxa de bits e a redução da taxa de erro de bits, mas também as questões econômicas e ambientais de todo o projeto. Na Seção 1.2, serão abordados alguns trabalhos relacionados em que se baseia este trabalho e na Seção 1.3 é informado a organização do trabalho realizado.

1.1 MOTIVAÇÃO

Atualmente, diversos estudos na área de sistemas ópticos têm buscado o desenvolvimento de uma rede confiável, ou seja, evitando que o sinal sofra perda de dados no seu processo de modulação e demodulação ou na sua transmissão ao longo da fibra óptica devido a presença do ruído de fase, por exemplo. Uma possível solução seria a utilização da técnica de Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, OFDM) com a inserção de subportadoras pilotos, a fim de possibilitar uma equalização satisfatória do sinal.

Porém, o número de pilotos e a sua amplitude no sistema interferem diretamente na qualidade do sinal demodulado, tornando a rede mais ou menos eficiente, logo, é necessário um estudo que indique a quantidade ótima de pilotos que devem ser inseridos no sinal e o valor das suas amplitudes para que o sistema opere de modo satisfatório.

Em conjunto com a confiabilidade, fatores como o aumento do número de usuários e o custo da infraestrutura são importantes na implementação da rede. Desse modo, surge como alternativa as Redes Ópticas Passivas de Longo Alcance (*Long Reach Pons*, LR-PONs), por serem redes de baixo custo que agregam um grande número de usuários em virtude da sua alta área de cobertura

Assim, diante dos fatos apresentados, o propósito do presente trabalho de conclusão de curso envolve o estudo da otimização das subportadoras pilotos em sistemas OFDM PONs coerentes em uma rede óptica passiva de longo alcance. Para isso, é necessária a elaboração de um modem de alto desempenho que implemente o processo de modulação e demodulação de sinais baseado na técnica OFDM e que seja capaz de atuar em redes ópticas. A OFDM é capaz de proporcionar uma alta eficiência espectral, contudo, diversos parâmetros devem ser otimizados para que o sistema atinja a capacidade requerida, como o número de subportadoras, tamanho do prefixo cíclico, adição do número adequado de pilotos e o formato de modulação por portadora. Contudo, os valores desses parâmetros

dependem do canal implementado e deverão ser otimizados para o sistema em particular, onde no nosso caso, o cenário envolve um enlace óptico passivo.

Assim, torna-se necessário o estudo de tal técnica devido a sua complexidade e fatores que tornam a OFDM como uma das técnicas mais promissoras para as futuras redes de telecomunicações. A OFDM é um sistema de multiportadoras, ou seja, os dados são transmitidos por meio de subportadoras espaçadas entre si, diferentemente de sistemas de portadora única, onde a cada informação é enviada por meio de uma portadora, de modo que as portadoras utilizadas são separadas por uma banda de proteção, evitando possíveis interferências. Dentre os sistemas de multiportadoras existentes, a OFDM se destaca por algumas características, como a capacidade de equalizar o canal por meio de subportadoras moduladas conhecidas como subportadoras piloto. Logo, a OFDM foi escolhida para ser implementada neste trabalho.

Entre as diferentes tecnologias disponíveis para a implementação de redes de acesso, as redes ópticas passivas são as que oferecem o maior produto de taxa de transmissão por distância. Consequentemente, para uma determinada taxa de transmissão, os enlaces de fibra óptica permitem uma distância maior. Comparada a uma rede metálica por exemplo, as redes ópticas possuem menos cabos e centrais de distribuição, o que torna mais fácil a manutenção e o gerenciamento de tais redes, além disso, o modo de como o sistema é formado permite uma flexibilidade que possibilita a evolução da rede em larga escala. Os dispositivos comutadores encontrados nas centrais também possuem diversas portas, o que possibilita uma maior distribuição de dados na rede, aumentando a capacidade do número de usuários.

O menor número de cabos em uma rede de fibra óptica é justificado quando a tecnologia dos seus dispositivos são analisados, onde em apenas um cabo, a fibra óptica é capaz de transmitir dados de telefonia, serviços digitais de televisão e de Internet. A maior capacidade da fibra ocorre devido a sua banda de transmissão e a ausência de efeitos indutivos e capacitivos em enlaces ópticos. Além disso, a fibra não possui sensibilidade à interferências eletromagnéticas, cujo fenômeno é encontrado em outros meios [3].

O custo de implementação também diminui conforme a expansão do sistema e o aumento da densidade dos usuários, logo, analisando o tempo de vida útil dos cabos de fibra óptica e as suas vantagens tornam o produto com um custo benefício superior ao cabo coaxial, por exemplo. A redução do consumo de energia também deve ser levado em conta. Uma rede óptica passiva é basicamente formada pelos concentradores, também conhecidos por Terminal de Linha Óptica (*Optical Line Terminal*, OLT), a rede de distribuição e pelos modems localizados nas residências dos clientes. Assim, o pequeno número de dispositivos resulta em uma menor dissipação de energia, não sendo necessários sistemas que efetuam a climatização dos equipamentos e evitando problemas de superaquecimento devido a conversão da energia em calor, ocorrente em sistemas eletrônicos de alta frequência. Como a quantidade de equipamentos é pequena, a probabilidade de

grandes impactos ambientais causados pelo sistema também diminui.

A Fig. 1 mostram as áreas de análise para a elaboração de um sistema energético eficiente para redes ópticas. Basicamente, as linhas de pesquisa são divididas em fontes de energia, infraestrutura da rede e métodos de engenharia. As fontes de energia são divididas em fontes controláveis e fontes não controláveis, de modo que as controláveis permitem o gerenciamento da produção e conservação da energia elétrica. A *Fuel cell energy servers* são geradores que convertem óleo em eletricidade por meio de um processo eletroquímico e se encaixam como fontes de energia controláveis [4]. Por outro lado, as fontes não controláveis são independentes das ações do homem, como o vento e a luminosidade solar, por exemplo.

A infraestrutura da rede pode ser dividida em arquitetura e roteamento. Para a área da arquitetura, são analisadas as disposições de todos os dispositivos encontrados na rede, com o propósito de localizar uma estrutura ótima que proporcione a melhor eficiência energética. Já em roteamento, são analisados os modos de transmissão dos dados até o modem do assinante, evitando métodos ou estratégias que gerem um consumo de energia maior que o necessário. Nesta classe, por exemplo, se encaixam os esquemas de modulação avançados.

Por fim, a classe engenharia pode ser dividida em tecnologia verde e redução do sistema. Ambos os métodos levam em consideração o aprimoramento dos dispositivos na rede, porém, a tecnologia verde foca na alta eficiência energética e no baixo impacto ambiental de um equipamento na rede e não possui foco no número de dispositivos no sistema. A redução do sistema tem como base o estudo geral da diminuição da complexidade e do número de dispositivos na rede, contudo, não analisa de forma significativa cada componente de forma separada.

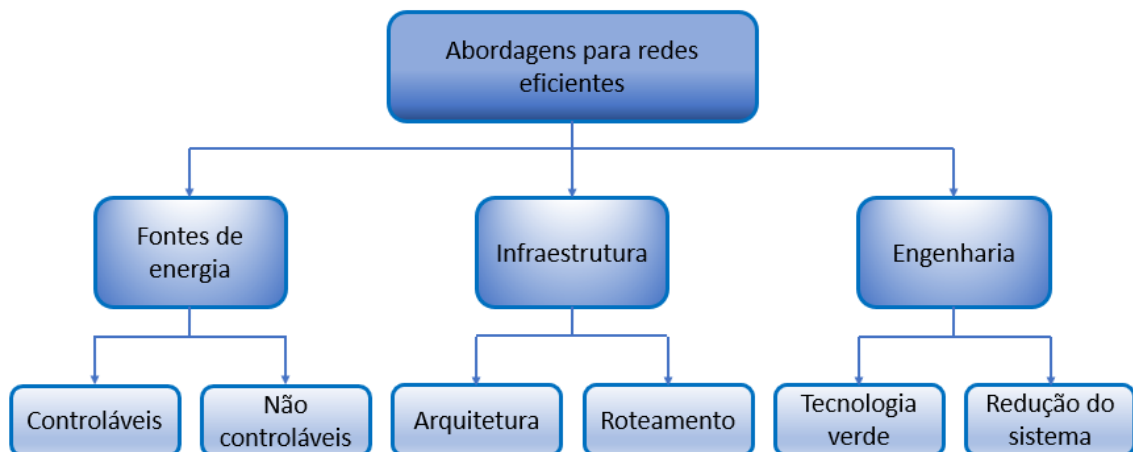


Figura 1 – Esquematização de abordagens para a elaboração de redes ópticas energeticamente eficientes. Fonte: Do autor.

1.2 TRABALHOS RELACIONADOS

Atualmente, existem diversas pesquisas que analisam sistemas ópticos nos quais utilizam técnicas de modulação de sinais específicos, com o propósito de desenvolver redes mais eficientes e com uma maior capacidade de assinantes. Em [5], é realizado um estudo da OFDM em PONs utilizando algoritmos de carregamento adaptativo, abordando diversas questões, como o uso da detecção direta em redes ópticas.

Em [6], é proposto um algoritmo de predição para a realização de intervalos de tempo para o envio de mensagens entre uma unidade de rede óptica (*Optical Network Unit*, ONU) e um Terminal de Linha Óptica (*Optical Line Terminal*, OLT), a fim de melhorar o controle do atraso de propagação de tais mensagens, porém, não é utilizado a técnica OFDM no sistema. Em [7], é proposto um esquema de uma LR-PON baseado em OFDM de detecção direta auxiliada por subportadoras pilotos, evidenciando as vantagens de utilizar tal técnica de modulação em uma rede óptica de longo alcance, contudo, não é analisado um valor ótimo de pilotos para o processamento dos sinais.

O trabalho realizado por [9] descreve detalhadamente o sinal OFDM em sistemas ópticos com detecção coerente, mas, o modelo não é implementado em redes de longo alcance e não possui as subportadoras pilotos como foco principal.

Além dos trabalhos citados, existem outras publicações que relacionam a técnica OFDM em redes ópticas, contudo, os trabalhos realizados não possuem o foco principal na otimização dos pilotos para a modulação e demodulação do sinal em LR-PONs, justificando assim, o interesse em abordar este tema no presente trabalho de conclusão de curso, de modo que os resultados obtidos colaborariam diretamente em trabalhos futuros realizados não só pelo grupo de pesquisa, mas sim toda a comunidade científica da área redes ópticas e processamento de sinais.

1.3 CONTRIBUIÇÕES E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Mediante a proposta do presente de trabalho de otimizar o número de subportadoras pilotos e a amplitude relativa das subportadoras piloto implementadas no sistema OFDM, espera-se atingir um número ótimo de subportadoras que resulte na menor Taxa de Erro de Bit (*Bit Error Rate*, BER) após a demodulação do sinal, tornando as redes ópticas passivas de longo alcance mais confiáveis e com melhor desempenho.

Os capítulos seguintes deste trabalho são organizados da seguinte maneira:

- **Capítulo 2:** Neste capítulo, apresenta-se toda a fundamentação teórica da técnica OFDM, bem como o seu modelo matemático, alguns dos padrões atuais que utilizam tal sistema de modulação e as tecnologias futuras que pretendem operar por meio da OFDM. Também é encontrado uma comparação entre a técnica atual e a sua

antecessora, conhecida por Multiplexação por Divisão de Frequência (*Frequency Division Multiplexing*, FDM).

- **Capítulo 3:** Apesar da OFDM atuar em diversos cenários, o presente trabalho utiliza a técnica em uma rede de acesso óptico, devido a isso, este capítulo apresenta os conceitos gerais de uma PON, descrevendo os dispositivos utilizados, suas vantagens e por fim, especificando as características encontradas em uma LR-PON e as detecções diretas utilizadas nos sistemas ópticos.
- **Capítulo 4:** O estudo do desempenho de OFDM em sistemas PON foi realizado por meio de simulações. Para isso, foi necessário a implementação de um modem OFDM e uma rede óptica. Desse modo, todos os parâmetros calculados e avaliados necessários para a execução do modem, tal como os componentes e dispositivos presentes na rede óptica são explicados neste capítulo. Para que a simulação fosse executada, foi necessário implementar uma co-simulação, de modo que o modem OFDM e a rede óptica foram implementados em *softwares* distintos.
- **Capítulo 5:** Neste capítulo, os resultados numéricos são apresentados, sendo possível analisar os valores obtidos e a influência dos principais parâmetros que compõem o sistema.
- **Capítulo 6:** Por fim, as conclusões deste trabalho são apresentadas.

2 OFDM

2.1 CRONOLOGIA DA OFDM

A ideia dos sistemas de multiportadoras foi introduzida na década de 50, por meio da tecnologia chamada de Multiplexação por Divisão de Frequência (*Frequency Division Multiplexing*, FDM). A FDM era utilizada amplamente para fins militares, contudo, a necessidade de novos esquemas de modulação perante o aumento do número de usuários e a complexidade para a sincronização das portadoras fizeram com que os sistemas FDM deixassem de ser utilizados em algumas aplicações, por não possuir o desempenho requerido.

No ano de 1966 surge o conceito da OFDM em uma publicação, na qual descrevia a transmissão de sinais limitados em banda usando a sobreposição espectral ortogonal de sinais de multifrequência na comunicação de dados. Em 1971, Weinstein e Elbert propuseram a utilização da Transformada Discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform*, DFT) para a modulação e demodulação dos sinais OFDM. Tal fato permitiu uma maior facilidade na elaboração dos modems OFDM, eliminando a necessidade da presença de bancos osciladores no sistema [9].

A continuidade da ortogonalidade nos sistemas OFDM foi resolvido por Peled e Ruiz [8] com a introdução do conceito da extensão cíclica, ou Prefixo Cíclico (*Cyclic Prefix*, CP), como é normalmente chamado. Tal ferramenta estende o período do símbolo OFDM ao invés de aplicar intervalos de guarda no sinal. A partir disso, foi possível ampliar a área de atuação da tecnologia OFDM e inserindo-a em diversos cenários, como as Comunicações Móveis em 1985 e, mais recentemente, na área das comunicações ópticas em 2005.

Apesar das vantagens existentes na OFDM atualmente, o sistema apresenta algumas desvantagens, como a alta Razão da Potência de Pico e Média (*Peak to Average Power Ratio*, PAPR). A presença desse efeito provoca uma distorção no sinal transmitido, podendo gerar o ceifamento do sinal e consequentemente, a perda de dados. Além disso o sinal OFDM é muito afetado na presença de não linearidades, causando uma quebra de ortogonalidade entre as portadoras [10].

2.2 MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE FREQUÊNCIA

A multiplexação se define pelo envio de um número específico de canais, gerando esquemas de acesso ao meio. A finalidade de uso dessa técnica envolve a economia de linhas necessárias para o envio dos canais, além da maior facilidade na manutenção e suporte do sistema. Dentre diversas técnicas, destaca-se por ser uma das primeiras a ser

utilizadas a FDM.

No método da FDM, o espectro da frequência do canal é dividido nos chamados canais lógicos, assim, cada usuário do sistema possui uma largura de banda própria. A partir disso, cada sinal é modulado usando uma frequência específica, evitando que ocorram possíveis interferências entre os usuários. Um exemplo básico de utilização da FDM pode ser visto na Fig. 2, onde existem três sinais de telefone com uma largura de banda de 4 kHz que são multiplexados na faixa de 12 kHz a 24 kHz. Analisando as faixas de frequência, observa-se que cada canal possui a mesma largura de banda original, porém, com a frequência deslocada no espectro. Após a multiplexação, a demultiplexação possui o mesmo procedimento, deslocando o sinal para a frequência inicial do canal.

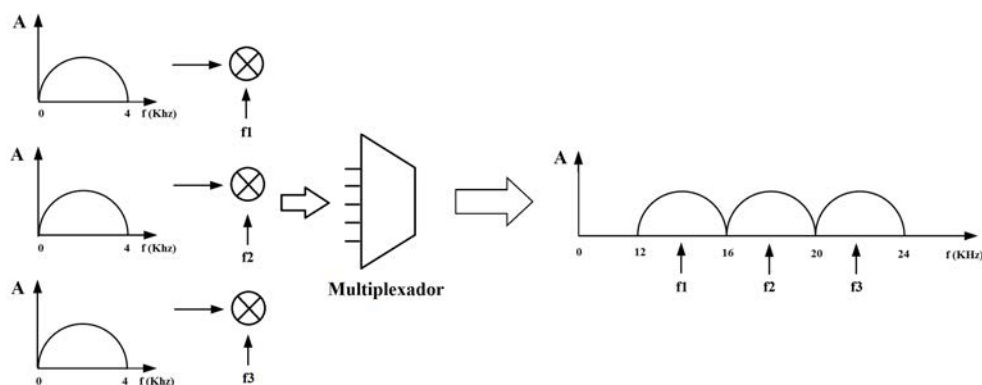


Figura 2 – Multiplexação três sinais de telefone. Fonte: Do autor.

Com o tempo a FDM sofreu uma série de mudanças, tornando o sistema mais robusto a fim de atender a necessidade de todos os usuários, de modo que ao longo de uma ligação a comunicação de voz percorre distâncias aleatórias e o fluxo de dados trafega por diversos tipos de meios, como par de fios e microondas, resultando em sucessivas multiplexações e demultiplexações até o sinal atingir o seu destino [11]. Tradicionalmente usam-se formatos de modulação de portadora única para modular o sinal na frequência desejada. Contudo, esta técnica é pouco eficiente e por isso, foi desenvolvida a OFDM, com a finalidade de possibilitar a modulação de um sinal de uma forma mais eficiente, como poderá ser visto na Seção 2.3.

2.3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Considerada como uma evolução da FDM, a técnica de modulação OFDM realiza a sobreposição do espectro de subportadoras ao invés de utilizar as bandas de proteção para a divisão das subportadoras na recepção do sinal [12].

A sua implementação foi proposta a fim de solucionar os problemas de transmissões com taxas de bits/s elevadas e proporcionar um alto desempenho quando analisada a qualidade do serviço empregado, a partir de efeitos que causam prejuízos para a transmissão

do sinal, como o efeito do multipercurso. Uma alternativa para tal correção envolve a utilização de sistemas equalizadores em dispositivos de recepção de dados, contudo, a equalização simultânea de taxas na ordem de Mbps realizadas por um dispositivo de baixo custo torna o projeto extremamente complexo. Assim, a OFDM foi implementada originalmente para sistemas sem fio terrestres, resolvendo questões que anteriormente não podiam ser solucionadas ou requeriam um sistema eletrônico complexo que consumia grande energia [12]. O ambiente de propagação terrestre é severo devido à existência de muitas ondas refletidas, ou seja, um cenário com a presença do multipercurso, provocando o desvanecimento seletivo do sinal transmitido.

Em um sistema de transmissão de dados com portadora única, os símbolos que possuem a informação são enviados em apenas uma portadora de modo sequencial. Nesse sistema, o espectro de frequência ocupa toda a faixa disponível, porém, com a técnica de OFDM é possível transmitir os dados de modo paralelo, usando um determinado número de subportadoras, cuja modulação normalmente é realizada por Deslocamento de Fase (*Phase Shift Keying*, PSK) ou por Modulação de Amplitude em Quadratura (*Quadrature Amplitude Modulation*, QAM). Por meio da OFDM, é possível aumentar o período dos símbolos que são enviados por cada subportadora, ou seja, podem-se reduzir as taxas de transmissão por subportadora, mas mantendo a taxa utilizada constante.

A redução da taxa de símbolo está totalmente associada com a dispersão no tempo, de modo que há uma diminuição da sensibilidade associada a seletividade em frequência causada pelo efeito do multipercurso e pela interferência entre símbolos. Isto é, ao dividir a taxa de transmissão x de um sinal e transmiti-los em n subportadoras, a taxa de transmissão de cada subportadora será igual a x/n , de modo que o sinal presente na subportadora irá sofrer menos impactos do desvanecimento [13].

A Fig. 3 apresenta o espectro de um pulso retangular o qual pode estar modulado em fase e amplitude. Nota-se que o sinal atinge a amplitude zero em pontos múltiplos de $1/T$, sendo que T representa a duração do símbolo na modulação QAM (exceto quando $T = 0$). Na modulação OFDM, as subportadoras são organizadas de modo que cada subportadora do sistema esteja localizada em frequências onde os espectros das demais subportadoras moduladas se anulam, conforme a Fig. 4. Com respeito a sua implementação, podem-se citar dois modos, o Multitom Discreto (*Discrete multitone*, DMT) e a Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*, FFT). O Multitom Discreto é um modo de separação de um sinal com intervalos de bandas semelhantes e utiliza a FFT pra realizar a modulação e demodulação do sinal. A modulação utilizada é a QAM e a variação do número de bits por símbolo dentro do canal permite tornar o modem flexível perante a taxa.

Na técnica OFDM, as frequências das subportadoras devem ser determinadas de modo que elas sejam ortogonais sobre o período de símbolo, indicando que eventuais interferências entre os canais são excluídas, não havendo a necessidade de uma banda de proteção

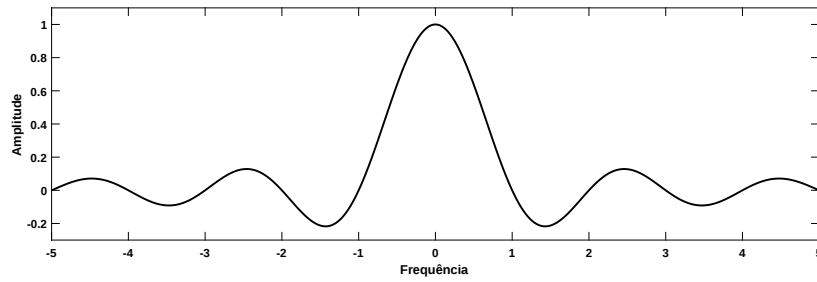


Figura 3 – Espectro de um pulso retangular modulado em QAM. Fonte: Do autor.

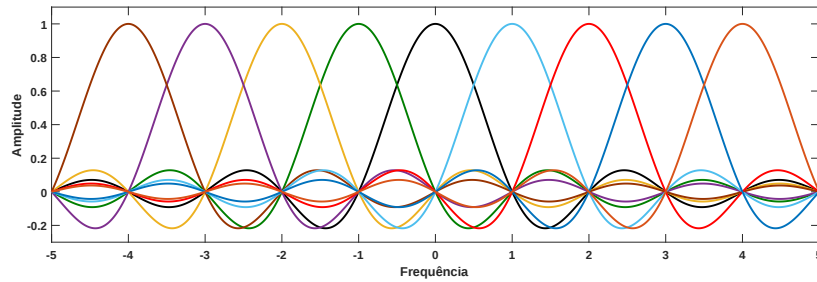


Figura 4 – Subportadoras do sinal transmitido. Fonte: Do autor.

entre as portadoras. Tal fato também elimina a presença de filtros para cada sub-canal, presentes em sistemas de transmissão FDM, por exemplo. Além disso, a mínima separação que verifica a ortogonalidade possibilita uma alta eficiência espectral, próxima à taxa máxima de Nyquist.

Com a sobreposição espectral, a banda necessária para a transmissão é menor, diferentemente da técnica FDM, na qual utiliza toda a faixa disponível. Assim, torna-se possível a inclusão de um maior número de informações, como mostra a Fig. 5, onde se exemplifica a diferença do uso da banda nas duas técnicas.

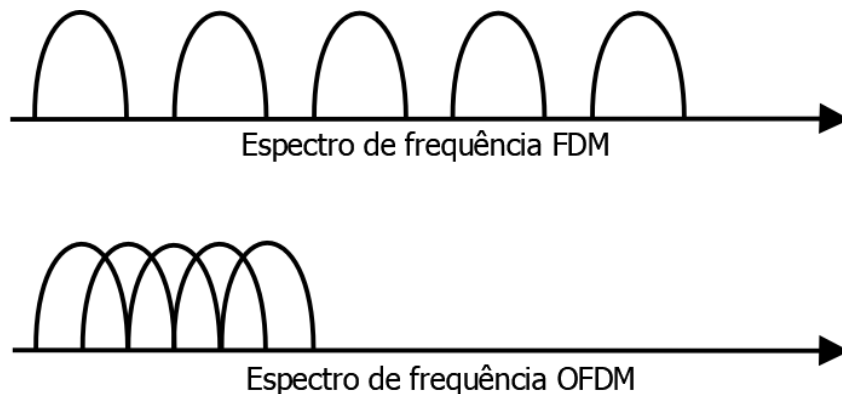


Figura 5 – Diferença do uso de banda entre as modulações FDM tradicional e OFDM. Fonte: Do autor.

2.3.1 Mapeamento de subportadoras

Como mencionamos anteriormente, na OFDM cada subportadora é modulada usando PSK ou QAM, de forma que vários bits são mapeados em cada subportadora. O mapeamento indica a associação de cada ponto da constelação a um conjunto de bits que representam um determinado elemento. O diagrama de constelação é a representação de um sinal modulado na forma digital em um plano complexo. A sua finalidade envolve em representar de forma bidimensional o valor do sinal nos instantes de amostragem, onde a cada instante de tempo o símbolo do sinal ocupa somente uma posição no diagrama. O plano complexo do diagrama é representado pelo sinal por meio do componente em fase, localizado no eixo horizontal (real), e pelo sinal por meio do componente em quadratura, indicado pelo eixo vertical (imaginário). Assim, dependendo das características do sinal e o formato de modulação, o diagrama de constelação possui um número de pontos posicionados nos eixos de modo distinto. Quanto maior for a dispersão do símbolo no diagrama, maior é a probabilidade do sinal se localizar em determinadas posições do plano, ou seja, mais significativo é a presença do ruído no sistema.

Os pontos no diagrama são denominados por pontos de constelação e normalmente, são representados por uma codificação em dados binários. A Fig. 6 exemplifica o mapeamento 64-QAM, onde existem sessenta e quatro pontos de constelação, divididos em dezesseis pontos por quadrante do plano, de forma que cada símbolo possua sua representação binária.

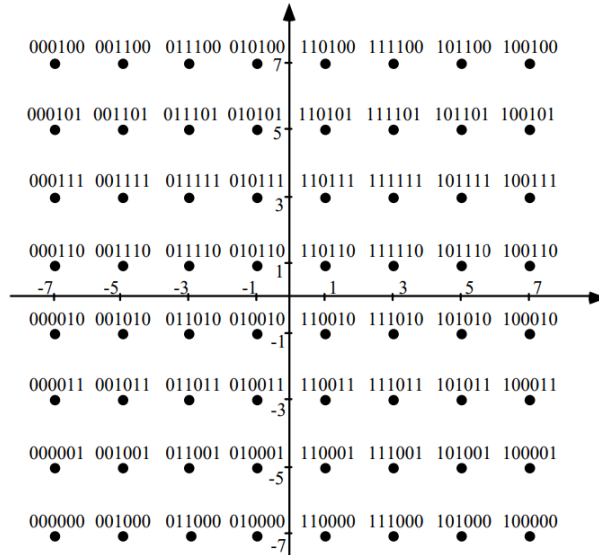


Figura 6 – Diagrama de constelação de um 64-QAM. Fonte: [26].

Normalmente é utilizada a codificação Gray no mapeamento do sinal. Nesse sistema, a diferença dos códigos entre dois pontos adjacentes é dado pela variação de um bit. A utilização do código Gray foi implementado devido a necessidade de reduzir o efeito do ruído em dispositivos elétricos quando uma falha no ponto da constelação resultava

em mais de um erro de bit. A Tabela 1 esquematiza o formato dos números decimais representados por quatro bits, tanto em código *standart*, como em código Gray. Para a OFDM, a codificação Gray é utilizada para reduzir a taxa de erro de bits [14].

Tabela 1 – Sistemas de codificação no padrão binário e Gray.

Código decimal	Código Binário	Código Gray
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010
13	1101	1011
14	1110	1001
15	1111	1000

2.3.2 Prefixo Cíclico

Quando um sinal é transmitido por um canal dispersivo, as diferentes componentes frequenciais viajam em velocidades de fase distintas, podendo surgir espalhamentos gerados pelo efeito da dispersão, o que resulta no surgimento de uma Interferência Intersímbolica (*Intersymbol Interference*, ISI), além de ocasionar falhas no processo de ortogonalidade, algo que não é desejado em sistemas OFDM.

O Prefixo Cíclico (CP) é uma técnica em que se repetem um conjunto de amostras presentes no início do sinal semelhantes às amostras existentes no fim do mesmo [14]. A Fig. 7 representa esquematicamente a técnica do Prefixo Cíclico.

O CP é amplamente utilizado em sistemas de Quarta Geração, ou seja, que utilizam a tecnologia de Evolução a Longo Prazo (*Long Term Evolution*, LTE). Com isso, o tamanho do símbolo aumenta significativamente, entretanto, o fato de evitar a ISI torna a técnica vantajosa e eficiente. A Fig. 8 mostra o aumento do tamanho do símbolo devido a inclusão do prefixo cíclico e a diferença do sinal coletado quando a técnica é implementada [15].

Usando o CP, o receptor consegue receber um trecho do sinal livre de ISI que contém toda a informação necessária para a sua demodulação. Como o CP aumenta o tamanho símbolo, a latência na transmissão do sinal também aumenta. Além disso, a variação da distância que será realizada a transmissão acarreta na aleatoriedade da interferência ge-

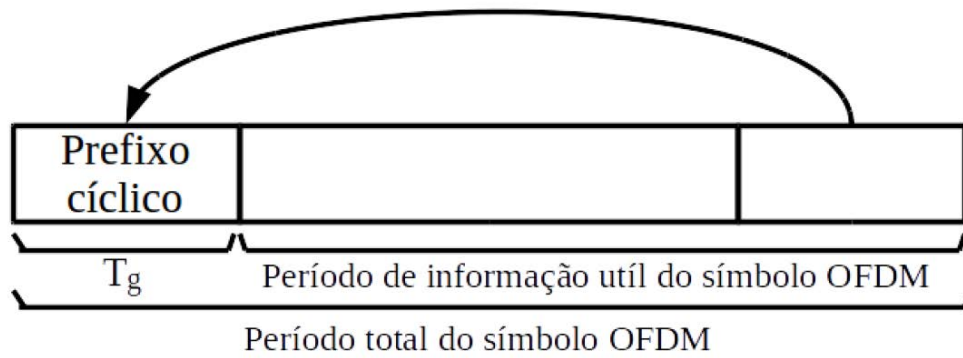


Figura 7 – Inclusão de um Prefixo Cíclico. Fonte: [27]

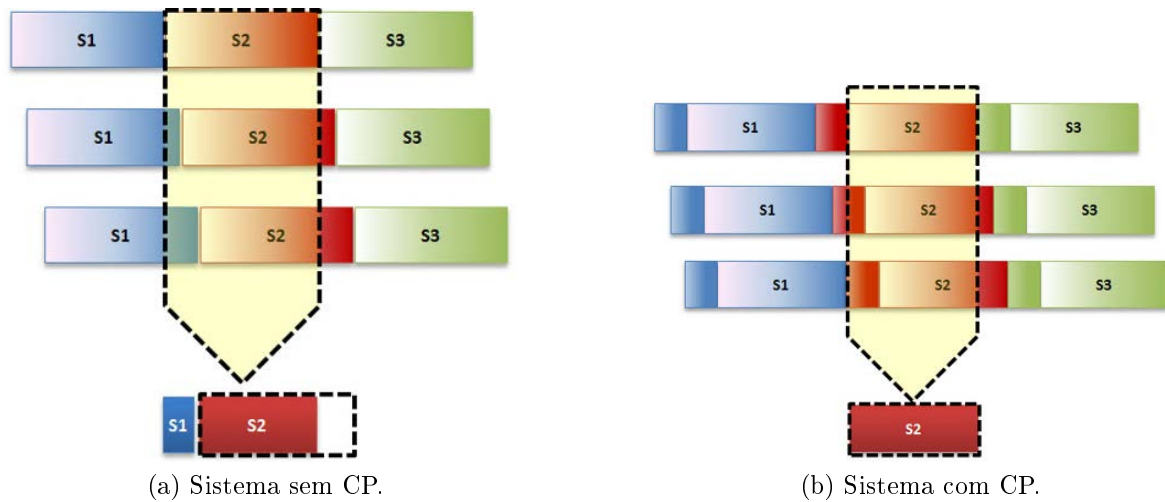


Figura 8 – Compensação da ISI mediante a inclusão do CP. Fonte: [27]

rada pelo efeito do multipercursos. Tais fatos demonstram o motivo do CP ser importante na implementação OFDM, logo, seu comprimento deve ser otimizada considerando as características de dispersão ou multipercursos do canal, garantindo resultados satisfatórios que comprovam a inclusão da ferramenta no sistema.

2.4 EQUALIZAÇÃO AUXILIADA POR PILOTOS

A equalização do canal possui a finalidade de compensar as variações de fase e amplitude das subportadoras causadas pelo efeito da dispersão ou do multipercursos, assim como outros efeitos seletivos em frequência. Porém, para que o equalizador opere corretamente, é necessário caracterizar a resposta em frequência do canal. Tais informações são obtidas através das chamadas subportadoras pilotos, localizadas em frequências específicas do símbolo transmitido. Os pilotos não carregam dados específicos do sinal, mas a sua estrutura permite a estimativa da função transferência do canal.

Além da equalização, os pilotos podem gerar um sinal de referência, proporcionando o sincronismo entre o modulador e o demodulador. Contudo, os pilotos são utilizados

principalmente para gerar a estimativa do canal, medindo atenuações e defasagens sofridas pelas portadoras [25]. Tal estimativa depende da distribuição dos pilotos no sinal, mas, normalmente é efetuada a partir de interpolações, conforme as Fig. 9a e Fig. 9b.

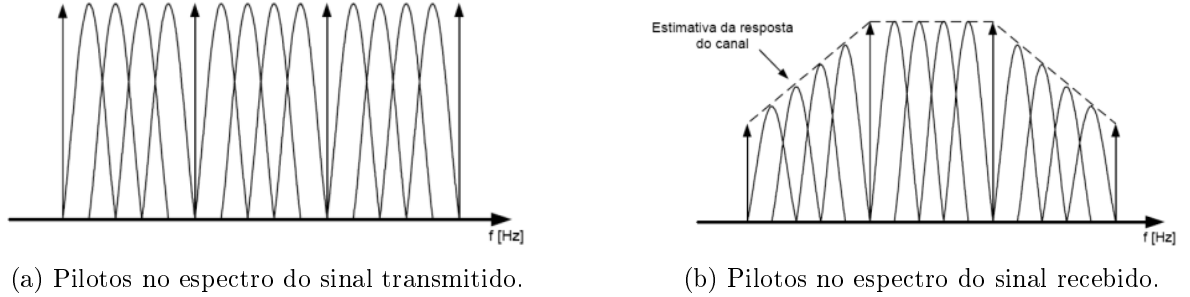


Figura 9 – Equalização do sinal utilizando pilotos. Fonte: [19]

A estimativa do canal pode ser feita porque os pilotos são portadoras que não são moduladas, desse modo, a posição dos pilotos é conhecida e a resposta de frequência do canal é estimada. A equalização por pilotos é adequada para sistemas de comunicações sem fio altamente dinâmicas, onde a resposta do canal é monitorada. Em sistemas de comunicações ópticas, a resposta do canal não possui uma variação significativa ao longo do tempo. Contudo, essa técnica de equalização combate o ruído de fase, normalmente encontrados em sistemas ópticos coerentes, e por isso, os pilotos também são utilizados em sistemas pertencentes a esta área.

2.5 MODELO MATEMÁTICO

Esta seção apresenta o modelo matemático no qual descreve o sinal ao longo do processo de modulação e demodulação. Os conceitos teóricos que explicam as ferramentas que a OFDM possui podem ser encontradas Seção 2.3. Por outro lado, os blocos que formam o modem OFDM e a sua metodologia podem ser vistas adiante, na Seção 4.1.

Admitindo a n -ésima portadora de um sinal, é possível descrevê-la como uma onda complexa da seguinte forma:

$$S_n(t) = A_n(t) \cdot e^{j[\omega_n t + \phi_n(t)]} \quad (2.1)$$

Onde $S_n(t)$ é o sinal da portadora, $A_n(t)$ indica o valor da sua amplitude, ω_n a sua frequência angular e ϕ_n representa a fase do sinal.

Em um pulso retangular, tanto a amplitude, bem como a fase da portadora podem variar de símbolo por símbolo ao longo do sinal, porém, seus valores são constantes durante um determinado período t . Como a técnica consiste da utilização de várias portadoras, o

sinal OFDM complexo ($S_s(t)$) pode ser representado por:

$$S_s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_n(t) \quad (2.2)$$

$$S_s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cdot e^{j[\omega_n t + \phi_n(t)]} \quad (2.3)$$

Sendo que

$$\omega_n = \omega_0 + n\Delta\omega \quad (2.4)$$

De forma que ω_0 indica a frequência angular inicial e $\Delta\omega$ envolve a menor separação frequencial entre subportadoras que verifica a ortogonalidade no período do símbolo.

Para exponenciais complexas, $\Delta\omega$ adquire o valor de $1/T_{\text{sym}}$, onde T_{sym} é o período de um símbolo OFDM. Devido a amplitude e a fase serem constantes ao longo de um período de símbolo, é possível reescrevê-las com a seguinte estrutura:

$$\phi_n(t) = \phi_n \quad (2.5)$$

$$A_n(t) = A_n \quad (2.6)$$

Se o sinal for amostrado utilizando uma frequência de amostragem $1/T_s$, onde T_s se refere ao período de amostragem, sinal resultante é dado por:

$$S_s(kT_s) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cdot e^{j[(\omega_0 + n\Delta\omega)kT_s + \phi_n]} \quad (2.7)$$

Para não ter perda de informação, são necessárias de ao menos N amostras por símbolo, de forma que $T_{\text{sym}} = N \cdot T_s$. Assumindo o sinal sem perda de generalidade, onde $\omega_0 = 0$ rad/s, a Equação pode ser simplificada apresentando o seguinte formato:

$$S_s(kT_s) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cdot e^{j\phi_n} e^{j(n\Delta\omega)kT_s} \quad (2.8)$$

De forma que $0 \leq k \leq N - 1$ e $0 \leq n < N$.

A Equação 2.8 pode ser comparada com a Transformada Inversa de Fourier:

$$g(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} G\left(\frac{n}{NT}\right) e^{j2\pi n \frac{k}{N}} \quad (2.9)$$

Pode-se observar que na Equação 2.8 a função $A_n e^{j\phi_n}$ representa a definição do sinal amostrado no domínio da frequência e $S_s(kT)$ representa o sinal no domínio do tempo. Assim, as Equações 2.8 e 2.9 são equivalentes se

$$\Delta_f = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = \frac{1}{NT_s} = \frac{1}{T_{\text{sym}}} \quad (2.10)$$

Na qual a Equação 2.10 indica a condição necessária para a ortogonalidade no período de símbolo. A manutenção da ortogonalidade permite que o sinal OFDM seja definido usando a Transformada de Fourier, por meio da FFT.

A FFT é uma ferramenta extremamente utilizada para a realização de processamentos digitais de sinais. As componentes na saída da FFT correspondem a oscilações presentes em frequências distintas, indicando as características do sinal, desse modo, cada componente possui uma amplitude e fase específica. A FFT é utilizada em algumas aplicações, como determinações de espectro, integrais de convolução, implementação de filtros, codificação e decodificação de sinais e processamento de imagens.

O código que efetua a FFT calcula a chamada Transformada Discreta de Fourier (DFT) e a Transformada Discreta de Fourier Inversa (*Inverse Fast Fourier Transform*, IDFT), porém, com uma maior eficiência de processamento. A função da DFT normalmente envolve a conversão do sinal apresentado no domínio do tempo, para o domínio da frequência. A FFT basicamente realiza uma fatoração das matrizes DFT, reduzindo a complexidade imposta pela DFT, onde uma operação com complexidade $F(x^2)$ é convertida para $F(x \log x)$, sendo x o tamanho dos blocos dos dados. Assim, a FFT reagrupa os cálculos dos coeficientes de uma DFT, decompondo a matriz de um sinal em frequências específicas para gerar um padrão de leitura e análise.

A definição da DFT de N pontos é dada por:

$$X_p[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x_p[n] e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)kn} \quad (2.11)$$

Na forma inversa (IDFT), o sinal altera seus coeficientes, sendo descrito por:

$$x_p[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_p[k] e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)kn} \quad (2.12)$$

Portanto, este método permite geração de subportadoras ortogonais no período de símbolo. Considerando uma sequência de dados $(d_0, d_1, d_2, \dots, d_{N-1})$, onde cada d_n é um número complexo dado por $d_n = a_n + jb_n$, correspondente com as componentes em fase (real) e em quadratura (imaginário) da constelação desejada, as amostras do sinal OFDM podem ser calculadas por meio de:

$$D_k = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{-j\left(2\pi \frac{nk}{N}\right)} \quad (2.13)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{-j2\pi f_n t_{ksym}} \quad (2.14)$$

Onde

$$f_n = \frac{n}{NT_{sym}t} \quad (2.15)$$

$$t_{ksym} = kT_{sym}t \quad (2.16)$$

sendo T_{sym} a duração escolhida do símbolo da sequência de dados na forma serial. A parte real do vetor T_{symk} é indicada por:

$$Y_k = Re(T_{symk}) = \sum_{n=0}^{N-1} [(a_n \cos(2\pi f_n t_{symk})) + (b_n \sin(2\pi f_n t_{symk}))] \quad (2.17)$$

sendo $k = 0, 1, \dots, N - 1$.

Aplicando um Filtro Passa Baixa (*Low Pass Filter*, LPF) em intervalos de tempo, o sinal obtido é próximo do sinal multiplexado por divisão de frequência:

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [(a_n \cos(2\pi f_n t_{symk})) + (b_n \sin(2\pi f_n t_{symk}))] \quad (2.18)$$

Onde $0 \leq t < N\Delta t$.

2.6 APLICAÇÕES DA TÉCNICA

O formato de modulação OFDM é considerado como um dos mais promissores para as futuras redes de telecomunicações, desse modo, diversos padrões e sistemas de rede projetados para a transmissão de dados em inúmeros equipamentos utilizam tal tecnologia, seja a rede dependente ou não de transmissões via cabo.

A OFDM possui uma robustez perante a seletividade frequencial do canal e a ISI na qual é causada pelo efeito do multipercurso em canais sem fio e pela dispersão da fibra em sistemas de comunicações ópticas. A partir disso, a OFDM se tornou uma ferramenta valiosa para a transmissão de sinais de alta eficiência espectral [16].

Por outro lado, o desempenho do sistema de modulação na presença da ISI não é a única vantagem da OFDM comparada com outros sistemas de modulação, de modo que a sua adaptação ao meio e a flexibilidade para a implementação de esquemas de acesso ao meio auxiliam para a utilização da técnica por desenvolvedores e para a quantidade de pesquisadores na área [17].

Assim, a OFDM passou a ser implementada em diversos padrões importantes utilizados pela sociedade, como a Transmissão de Vídeo Digital Terrestre (*Digital Video Broadcast*, DVB-T), as redes de Fidelidade sem Fio (*Wireless Fidelity*, *Wi-Fi*), a Linha Digital de Assinante (*Digital Subscriber Line*, DSL) e o sistema celular LTE de quarta geração (4G). Além dos sistemas supracitados, projetos futuros de redes telecomunicações foram propostos possuindo como base o uso da OFDM. Entre eles, podem-se citar os sistemas celulares de quinta geração (5G), as Redes Ópticas Passivas de Próxima Geração (*Next-Generation Passive Optical Networks*, NG-PONs), e o padrão IEEE 802.11ad, no qual envolvem as redes sem fio *WiGig* (*Wireless Gigabit*) [18].

Devido ao grande uso da técnica, existem algumas codificações nas quais seguem o formato básico da OFDM, porém possuem ferramentas adicionais. Entre elas, podem se destacar a Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência Codificada (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, COFDM), o Acesso Rápido de Baixa Latência OFDM (*Fast Low-Latency Access with Seamless Handoff Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, Flash-OFDM) e o Acesso Múltiplo da Divisão de Frequência Ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*, OFDMA).

A COFDM é utilizada nos sistemas de DVB-T e nos Serviços Integrados de Transmissão Digital (*Integrated Services Digital Broadcasting*). Sua arquitetura permite a inserção de códigos de correção de erros e utilização de métodos de aleatorização e entrelaçamento de dados [19]. Tal técnica é comparada com a chamada Faixa Lateral de Oito Vestígios (*Eight-Vestigial Side Band*, 8-VSB) devido a ambas serem utilizadas para a transmissão do sinal digital de televisão. Contudo, a COFDM possui algumas vantagens, de modo que as suas multiportadoras ortogonais entre si permitem o envio de diversas informações no mesmo espectro, diferentemente da técnica 8-VSB.

A codificação da modulação COFDM é parcialmente semelhante a 8-VSB, tendo apenas uma diferença. No modulador, existe o chamado splitter, dispositivo capaz de separar o sinal de entrada em classificações específicas, ou seja, é possível separar as informações de acordo com as aplicações determinadas, como faixas de vídeos organizadas de acordo com as suas resoluções.

A Flash-OFDM se trata de uma tecnologia utilizada para a transferência de dados, baseada em uma rede por comutação de pacotes [21]. Desse modo, os serviços de voz permitidos pela ferramenta são possíveis apenas com o chamado Voz sobre Protocolo de Internet (*Voice over Internet Protocol*, VoIP).

Desenvolvido para competir com as tecnologias de Sistema Global Móvel (*Global System Mobile*, GSM) e o Sistema Móvel de Telecomunicações Universal (*Universal Mobile Telecommunication System*, UMTS), conhecidos como as tecnologias 2G (Segunda Geração) e 3G (Terceira Geração), respectivamente, o Flash-OFDM possui diversas características, como a baixa latência na rede, salto de frequência e a robustez perante o desvanecimento causado por multipercurso. Como a tecnologia está associada com os protocolos IP, é possível relacioná-la com as camadas da pilha de protocolos TCP/IP, de modo que o Flash-OFDM abrange as camadas física e enlace, conforme a Fig. 10.

O Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência Ortogonal (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*, OFDMA) é uma técnica de acesso que possui como base o método da OFDM para a modulação de sinais, contudo, a OFDMA possui um aspecto que a difere da OFDM comum. A ideia da OFDM envolve utilizar a banda disponível no sistema para apenas um usuário, diferentemente da OFDMA, na qual utiliza a mesma banda para diversos usuários, tornando a faixa em questão compartilhada e operada simultaneamente por um conjunto de assinantes, como pode ser visto na Fig. 11. Devido a isso, a tecnologia

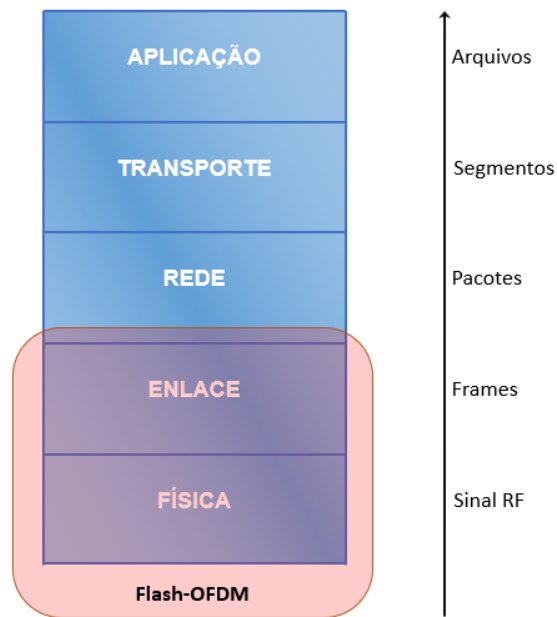


Figura 10 – Relação das camadas TCP/IP com a tecnologia Flash-OFDM. Fonte: Do autor.

LTE utiliza a OFDMA para a transmissão de dados via *downlink* [22].

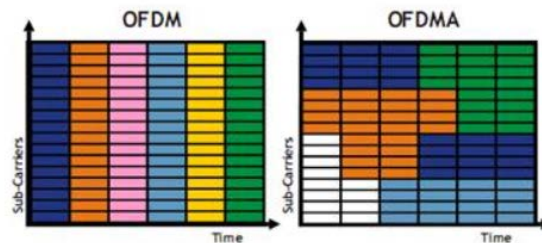


Figura 11 – Esquematização da utilização das subportadoras por usuários nas tecnologias OFDM e OFDMA. Fonte: [22]

3 REDES ÓPTICAS PASSIVAS

3.1 CONCEITOS GERAIS

As Redes Ópticas Passivas (*Passivel Optical Networks*, PON) são redes de acesso ou redes de área local, que interligam diversos dispositivos por meio da fibra óptica, formando uma rede de comunicação na qual possui uma alta velocidade no tráfego, além de suportar uma alta capacidade de dados no processo de transferência de dados. Normalmente, sua topologia é estruturada em estrela, ou seja, toda a informação transmitida por um dispositivo que está contida na rede é enviada para uma estação central inteligente de processamento, cuja função envolve a distribuição do tráfego para a estação correta.

A rede de distribuição é composta por elementos passivos, não necessitam de alimentação elétrica entre a central para o seu funcionamento, conhecidos por OLT e ONU. A OLT fornece operações disponíveis em uma rede óptica para os assinantes de determinado serviço, além de ser responsável por gerenciar a Qualidade de Serviço (*Quality of Service*, QoS), por exemplo. No sistema óptico, a OLT possui a tarefa de realizar a multiplexação de usuários distintos na fibra óptica. Os primeiros OLTs produzidos operavam de forma semelhante a tecnologia de Multiplexação por Divisão do Tempo (*Time Division Multiplexing*, TDM), onde a faixa de frequência completa é alocada para um determinado usuário, ou seja, a utilização dessa banda era exclusivamente do assinante, não sendo acessada por outros usuários. Atualmente a alocação da banda disponível se tornou dinâmica, de modo que a reutilização da banda leva em consideração as características do tráfego. Já a ONU converte o sinal óptico para as portas dos equipamentos encontrados nas residências dos usuários [23].

Além disso, as OLTs e as ONUs possuem a finalidade de realizar filtragem do sinal e gerenciamento de dados, evitando a colisão de pacotes de usuários distintos. O fato da rede de distribuição não necessitar de energia elétrica é extremamente vantajoso em comparação com as Redes de Comunicação Metálicas, nas quais exigem a presença de componentes ativos entre os terminais, o que requer a necessidade de alimentação elétrica no sistema [24]. Além disso, o custo de implementação da rede diminui ao passo de que não é necessário a presença de elementos ativos, algo relevante no planejamento da escolha de uma rede de comunicação.

Diante da arquitetura da rede PON, é possível transportar altas taxa de bits, suportando a transmissão de dados de voz e vídeo em um curto espaço de tempo. Contudo, a desvantagem de uma PON envolve o seu alcance, sendo limitada a aproximadamente 20 km, devido às perdas da transmissão por fibra e a sensibilidade do receptor.

A arquitetura de uma PON pode ser vista na Fig. 12. Os elementos passivos são

localizados na rede de distribuição óptica, na qual são implementadas por divisores ópticos ou acopladores. Os dispositivos ativos da rede são o OLT, encontrado na central de processamento, e os ONUs, instalados próximos às localidades dos usuários assinantes do serviço. O sinal da rede é dividido entre os usuários com taxas distintas, de modo que cada assinante contrata uma taxa de tráfego específica. Para que tal função seja efetuada, o sinal óptico é direcionado a um *splitter*, que realiza a divisão do sinal para cada cliente.

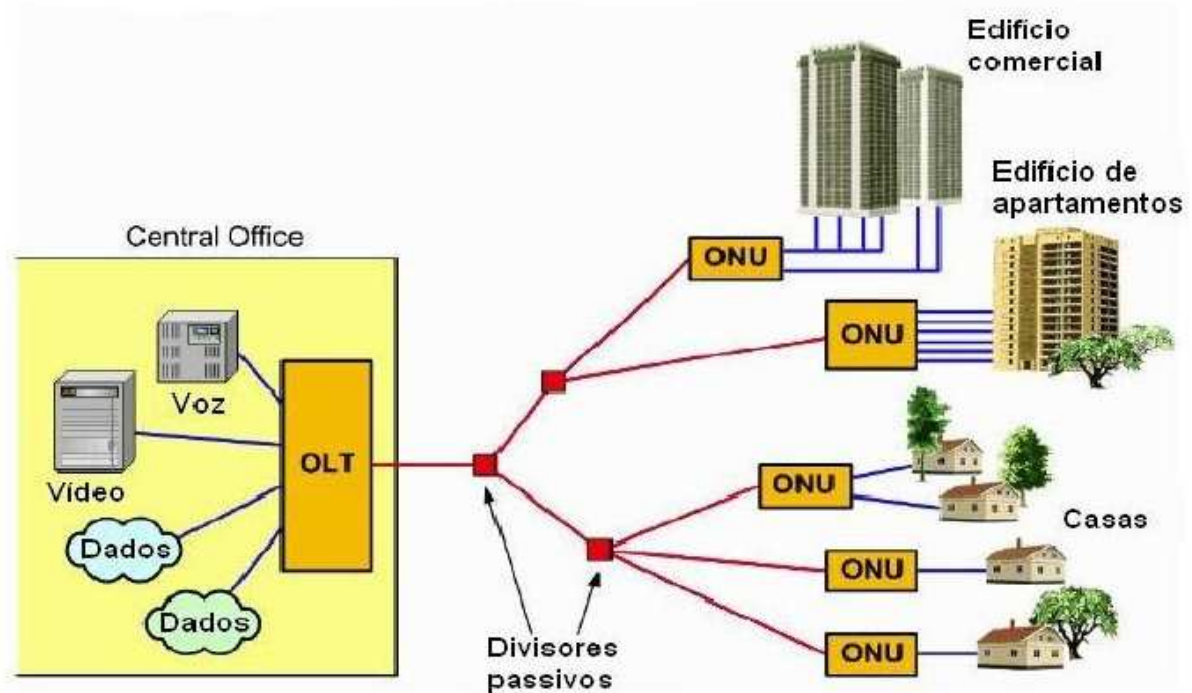


Figura 12 – Arquitetura básica de uma rede PON. Fonte: [28]

As topologias PON são flexíveis, logo, podem alterar a sua infraestrutura de acordo com as necessidades dos usuários, ou a necessidade da localidade em que se encontra o sistema óptico. Em uma topologia de rede em árvore, por exemplo, as ONUs se conectam em uma OLT por apenas uma ligação. Após passar pela OLT, os dados são enviados para um *splitter* a fim de realizar a divisão do sinal. Já em uma topologia de rede em anel, duas ONUs são conectadas em uma OLT, resultando em um melhor gerenciamento e garantindo uma redundância da rede. As Fig 13(a) e Fig 13(b) ilustram a esquematização das topologias de árvore e anel, respectivamente.

3.2 LR-PON

Atualmente as redes ópticas são desenvolvidas visando um baixo custo de implementação, mas que seja capaz de oferecer uma alta capacidade e uma grande cobertura. Em conjunto com os temas mencionados, o crescimento dos usuários da Internet e a utilização da computação em nuvem ocasionaram na limitação da largura de banda disponível. As-

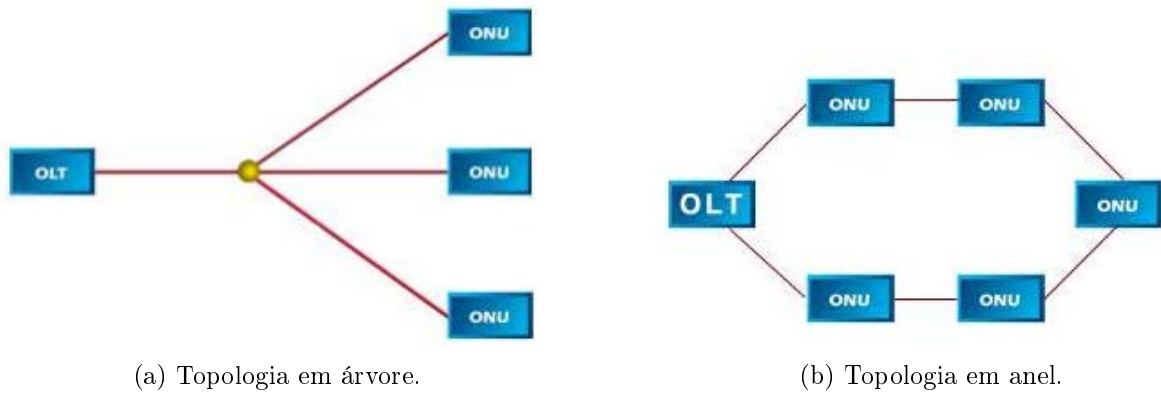


Figura 13 – Esquematização de topologias utilizadas em PONs. Fonte: Do autor.

sim foi proposta a elaboração das LR-PONs, cuja arquitetura apesar de ser simplificada quando comparada com outros sistemas ópticos, possui todas as características requisitadas, sendo considerada como uma das redes mais promissoras para a segunda geração das redes ópticas passivas (NG-PON2). A Fig. 14 ilustra um exemplo de uma LR-PON, na qual é formada por uma OLT para o gerenciamento, os *splitters* para efetuar a distribuição do sinal e as ONUs encontradas nas localidades do assinante. Além disso, a rede não possui Amplificador de Fibra Óptica Dopada com Érbio (*Erbium Doped Fiber Amplifier*, EDFA) ou Amplificador Óptico Semicondutor (*Semiconductor Optical Amplifier*, SOA), mas pode conter dispositivos de roteamento.

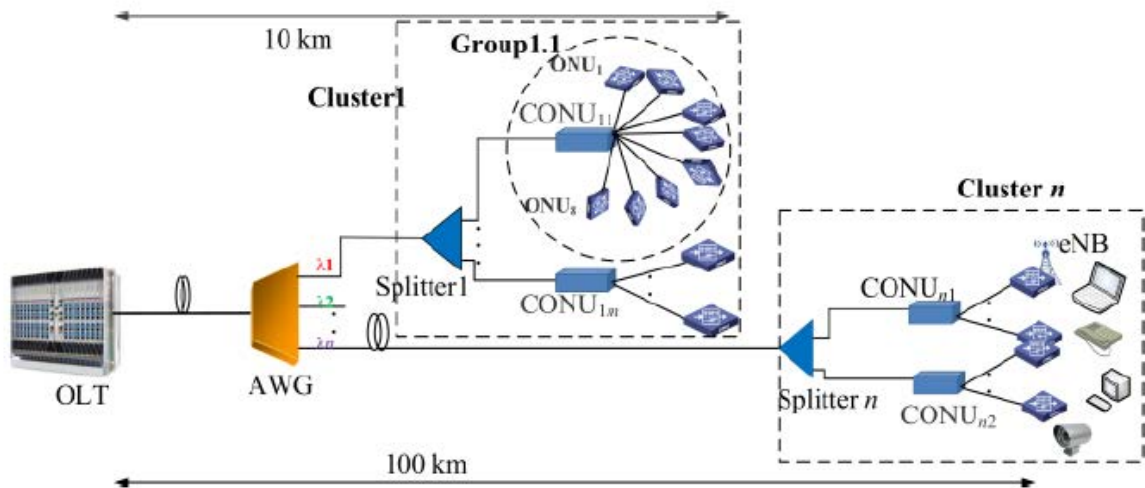


Figura 14 – Exemplo de uma rede LR-PON. Fonte: [30]

Além de possuir uma tecnologia de baixo custo comparada a outros sistemas de telecomunicações, as LR-PONs apresentam uma arquitetura capaz de atingir um alcance de 100 km, valor extremamente significativo de modo que as redes PON convencionais possuem uma cobertura de 20 km aproximadamente. Em seu sistema, são utilizados detectores diretos ou coerentes para a modulação do sinal, sendo que a detecção direta possui um baixo custo e uma menor complexidade quando comparado com a detecção

coerente. Contudo, a detecção coerente possui um melhor desempenho em termos de sensibilidade, garantindo um sinal com uma menor taxa de erros de bits. Para combater a largura de banda limitada do sistema, são utilizadas algumas modulações específicas, como a Modulação por Amplitude de Pulso (*Pulse Amplitude Modulation*, PAM), mas a OFDM é considerada como a melhor técnica para atuar em uma LR-PON, devido ao seu modo de operação nas alocações de banda [29]. O atual desafio de um sistema OFDM em uma LR-PON envolve no combate as não linearidades e a sensibilidade ao ruído de fase dos lasers empregados em sistemas de detecção coerente.

3.3 TÉCNICAS DE DETECÇÃO

Existem dois tipos de receptores ópticos utilizados em sistemas OFDM, que são os receptores de detecção direta e os de detecção coerente. Basicamente, o detector direto identifica a potência óptica em um símbolo, diferentemente da detecção coerente, onde o sinal transmitido é modulado por amplitude ou fase e assim é detectado por meio de técnicas heteródinas ou homódinas [9].

A detecção coerente pode ser feita de modo homódino ou heteródino. Basicamente, a técnica envolve em combinar o sinal óptico recebido com uma onda óptica gerada localmente e detectar a interferência existente por meio de um fotodiodo. Em um sistema homodino, o sinal óptico de entrada se combina com várias replicas do oscilador local com diferentes mudanças de fases, sendo de 0 e $\pi/2$ para a detecção não balanceada, e 0 e $\pi/2$, π e $3\pi/2$ para a detecção balanceada. A interferência gerada entre os sinais ópticos gera uma fotocorrente na qual possui informações sobre a amplitude, frequência ou fase do sinal implementado.

Deste modo, é possível obter as componentes em fase e em quadratura que podem ser usadas para reconstruir o sinal complexo que contém toda a informação de amplitude e fase do sinal óptico recebido.

Os receptores de detecção coerente possuem uma maior sensibilidade comparado aos receptores de detecção direta. A mistura dos sinais ópticos faz com que a Relação Sinal Ruído (*Signal to Noise Ratio*, SNR) seja melhor na saída do receptor e, consequentemente, a BER passa a ser menor.

4 SISTEMA IMPLEMENTADO

4.1 MODEM OFDM

O modem elaborado é formado por diversas ferramentas, onde cada uma representa uma parte da efetuação da técnica OFDM implementado no *software* MATLAB. Basicamente, o sistema é composto por um modulador e um demodulador mQAM - OFDM, onde entre eles, encontra-se um canal de transmissão, conforme a Fig. 15. Em conjunto com o modem, é realizado também a equalização do canal, a partir do auxílio efetuado pelos pilotos.

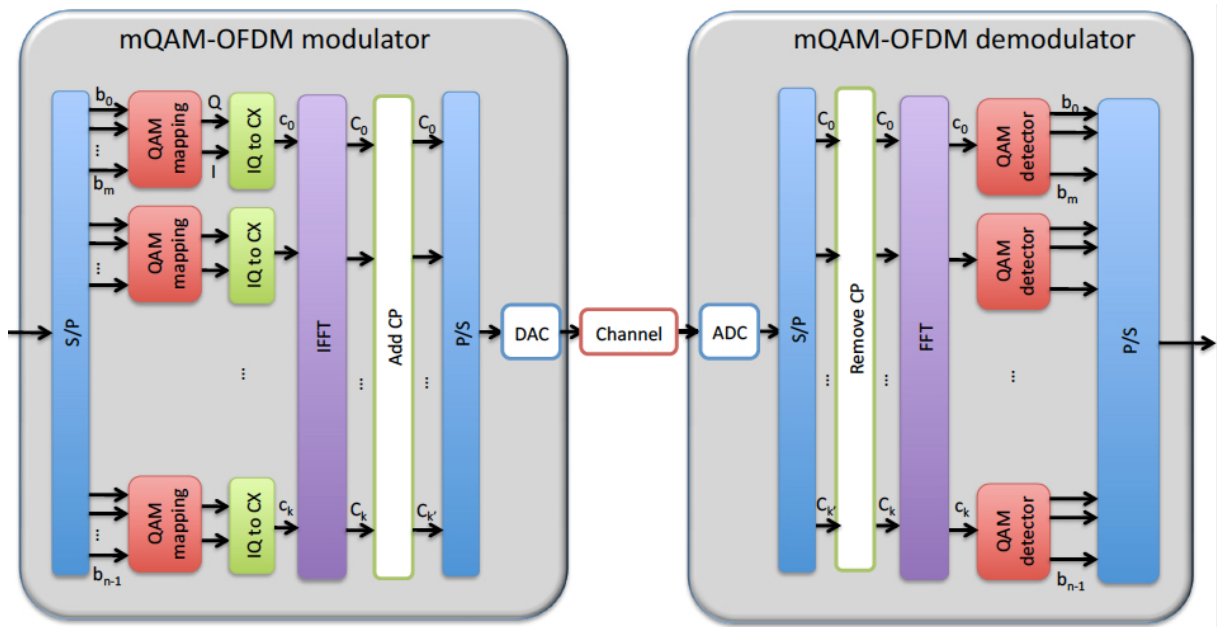


Figura 15 – Diagrama de blocos do modem OFDM elaborado. Fonte: Do autor.

Basicamente, o modem implementado opera da seguinte forma: um bloco de N_b bits é convertido de serial para paralelo (S/P) e agrupados em conjuntos de N_{bps} bits, no qual indica o número de bits que são codificados em cada subportadora. A partir disso, cada conjunto de dados são mapeados em uma constelação QAM com código Gray para reduzir a taxa de erro de bit. Os símbolos gerados são convertidos em dados complexos (IQ to CX) baseados em uma Transformada Rápida de Fourier Inversa (*Inverse Fast Fourier Transform*, IFFT) com pontos que indicam o Número de Subportadoras (*Number of Sub-carriers*, NSC). Posteriormente, ocorre a adição do prefixo cíclico (*Add CP*), a conversão de paralelo para serial (P/S) das amostras do sinal e a conversão para o domínio analógico utilizando um Conversor Digital-Analógico (*Digital to Analogic Converter*, DAC).

O sinal é transmitido pelo canal (*Channel*) e enviado para o demodulador, onde ocorre o processo inverso do modulador, ou seja, a discretização do sinal através de um Conversor

Analógico-Digital (*Analogic to Digital Converter*, ADC), conversão serial para paralelo dos dados (S/P), remoção do CP, implementação da FFT, equalização auxiliada por pilotos, demodulação do QAM, e por fim, a conversão do sinal para o modo serial (P/S). A Fig. 16 representa a esquematização do sinal no canal, quando se implementa a equalização auxiliada por pilotos no modem.

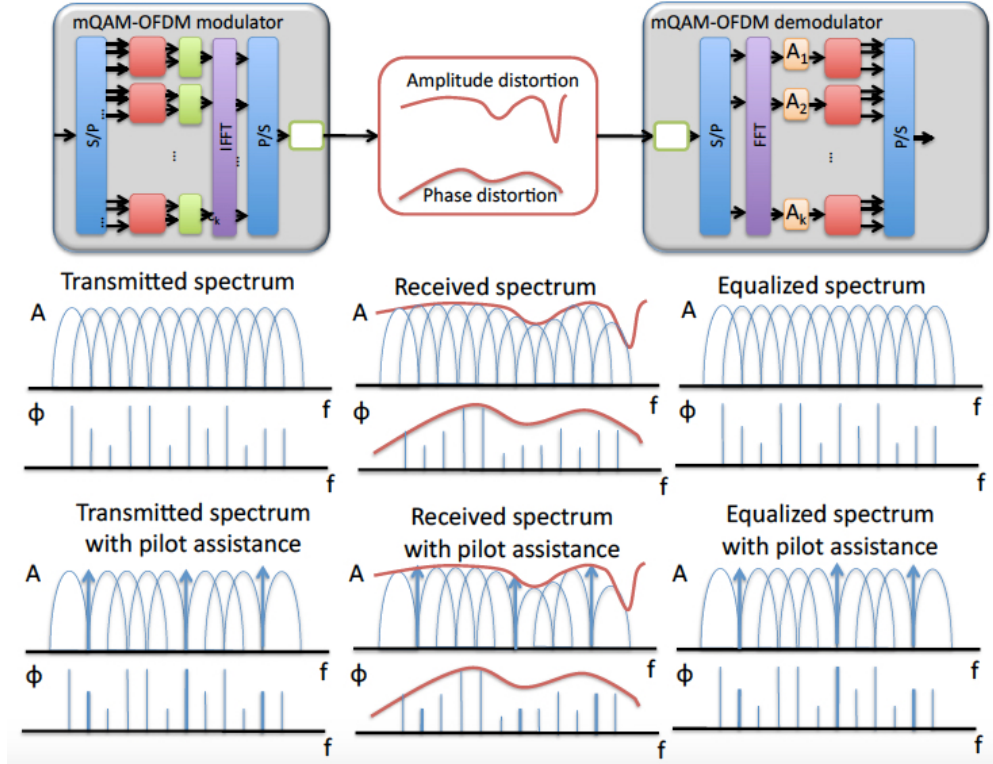


Figura 16 – Espectro do sinal ao longo do modem OFDM utilizando um equalizador.
Fonte: Do autor.

4.1.1 Parâmetros do modulador e demodulador

Antes que seja executado o modulador, é preciso que sejam configurados parâmetros importantes cuja função envolve definir as características do sinal a ser modulado e demodulado. Tais constantes, como o número de símbolos OFDM, o número de bits por símbolo QPSK/16 QAM (2 para QPSK e 4 para 16 QAM), a quantidade de subportadoras de dados e as subportadoras pilotos que devem ser declarados para a construção do sinal. A partir dessas informações, é possível determinar o número total de subportadoras e o número total de bits que serão gerados nas linhas de código. O número total de bit pode ser calculado a partir da Equação (4.1).

$$N_{bt} = N_s OFDM \times N_{scd} \times N_b Q, \quad (4.1)$$

onde N_{bt} é o número total de bits a serem simulados, $N_s OFDM$ é o número de símbolos OFDM, N_{scd} é o número de subportadoras e $N_b Q$ indica o número de bits por símbolo

QPSK/QAM.

Na inclusão do CP, é informado o seu valor em termos de porcentagem, indicando o trecho em que o sinal será replicado. O DAC também possui seus parâmetros, como o número de amostras e o seu período no domínio analógico. Desse modo, é possível definir o período de amostragem no domínio digital, relacionando o período das amostras do sinal, com os valores das subportadoras e dos símbolos indicados, conforme a expressão (4.2).

$$T_{ds} = T_{da} \times \frac{N_{samples}}{N_s OFDM} \times N_{sc}, \quad (4.2)$$

onde T_{ds} indica o valor do período das amostras no domínio digital, T_{da} é o período das amostras no domínio analógico e $N_{samples}$ relaciona o número das amostras do sinal no modo analógico. O número de pilotos determinados para a equalização devem ser informados, indicando os valores da amplitude e de fase. Com isso, os parâmetros iniciais são finalizados, e o sinal passa a ser analisado no modulador.

4.1.2 Modulador

O primeiro grande bloco do sistema é o modulador. A codificação é iniciada com o carregamento dos parâmetros iniciais e a geração de uma Sequência Binária Pseudo Aleatória (*Pseudo Random Binary Sequence*, PRBS). Como a PRBS possui valores aleatórios, a mesma pode ser feita de acordo com a função *randi*, executada conforme a estrutura vista em (4.3).

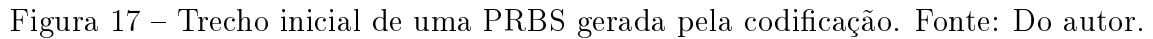
$$randi([Imin, Imax], a, b) \quad (4.3)$$

onde $Imin$ e $Imax$ representam o intervalo de valores que podem ser gerados no sistema aleatório. Como o sinal digital é representado a partir de um comportamento binário, o intervalo se limita entre os valores de 0 e 1. As variáveis a e b relacionam a quantidade de informações e sinais. Se a for igual a 2 por exemplo, duas sequências aleatórias são geradas, do mesmo que se b for igual a 5, irão existir cinco valores aleatórios na sequência. No trabalho em questão, é gerado apenas uma sequência e a quantidade de números na função depende do número total de bits informado nos parâmetros ($Nbits$), de modo que a função implementada pode ser vista na Equação (4.4). A Fig. 17 mostra a estrutura de uma PRBS gerada pela função em um pequeno trecho.

$$s1 = randi([0, 1], 1, Nbits); \quad (4.4)$$

onde $s1$ é a representação do primeiro formato do sinal criado.

Com a PRBS gerada, é possível efetuar o mapeamento, podendo-se gerar o diagrama de constelação e analisar os símbolos do sinal. Essa operação é realizada usando as funções *reshape* e *repmat*, nas quais possuem a finalidade de organizar vetores específicos. A função *reshape* remodela um dado vetor em uma matriz de linhas e colunas determinadas



Feito a relação das duas funções com seus respectivos parâmetros, foi implementado o código Gray para as formas QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*) e 16QAM. Na modulação QPSK, cada símbolo indica uma variação da fase, assim, os bits representados por um símbolo provocam uma variação de fase na portadora. No QPSK, onde dois bits são codificados em um símbolo, a cada dois bits ocorrem uma mudança de 90 graus na fase do sinal. A relação entre o valor binário e a representação complexa (indicando a posição do símbolo no diagrama de constelação) do bit pode ser vista nas Tabela 2. Desse modo, o mapeamento do sinal é implementado da seguinte forma:

na qual, *mapping* é uma função implementada pelo usuário de forma que não se requeira nenhuma *toolbox* específica. O mapeamento é realizado relacionando também o sinal *s1* e o número de bits por símbolo.

16 QAM

A Fig. 18 mostra o resultado obtido do mapeamento do sinal no modo QPSK. Observa-se que a codificação implementada não apresenta erros, de modo que os símbolos gerados estão nas posições calculadas, concluindo que a PRBS foi mapeada de modo satisfatório.

41

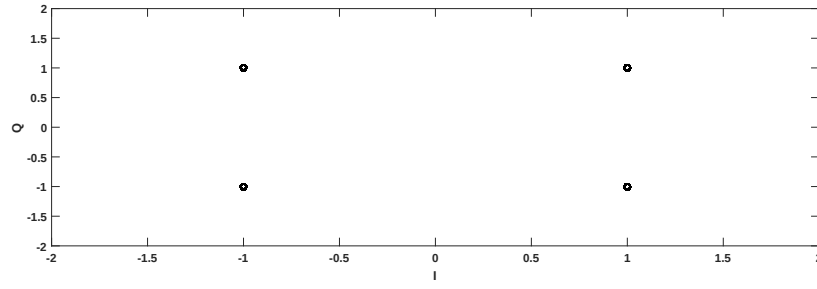


Figura 18 – Mapeamento da modulação QPSK. Fonte: Do autor.

implementado. Com isso, o sinal deixa de possuir um formato serial e passa a transmitir suas informações de modo paralelo. Como foi alterado apenas o modo de organização dos dados, espera-se que o diagrama de constelação não apresente mudanças. Analisando a Fig. 19 e comparando-a com a Fig. 18, percebe-se que não há alterações do sinal, portanto, o sinal foi paralelizado de modo satisfatório.

$$s3 = \text{reshape}(s2, N_{scd}, []); \quad (4.6)$$

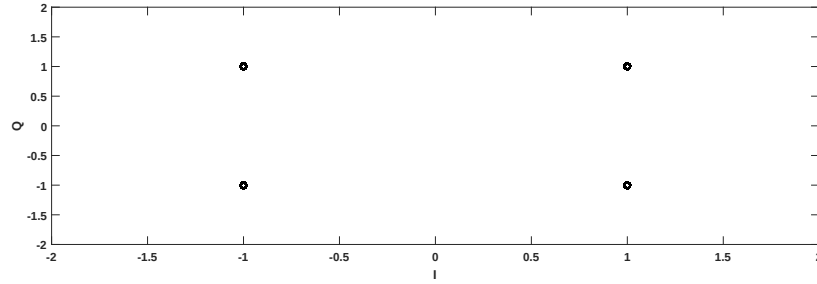


Figura 19 – Constelação após a paralelização da sequência QPSK. Fonte: Do autor.

O próximo passo da codificação envolve uma modificação no sinal, por meio da inclusão das subportadoras pilotos, nas quais serão utilizadas para a equalização dos dados inseridos. Os cálculos do sinal modificado se encontram em uma rotina implementada e adicionada no modulador por meio da seguinte Equação (4.7).

$$s_{out} = Amp \times M_{(1 \times m)} \times e^{j \times Phase} \quad (4.7)$$

onde, na Equação (4.7), Amp representa a amplitude dos pilotos, M representa uma matriz com valores iguais a 1, onde as linhas e colunas dependem das características do sinal mapeado, além da variável $Phase$, que indica o valor da fase do piloto, presente nos parâmetros. Ao executar o código com um valor de amplitude igual a 6 e um valor de fase igual a 0, é possível observar na Fig. 20 a presença do piloto no diagrama de constelação.

Após a inclusão das subportadoras piloto, é necessário implementar no sistema a IFFT. Assim, são utilizadas as funções *ifftshift* e *ifft*, para deslocar a frequência 0 Hz para o centro do espectro gerado e realizar a IDFT, respectivamente. Com isso, é possível observar o

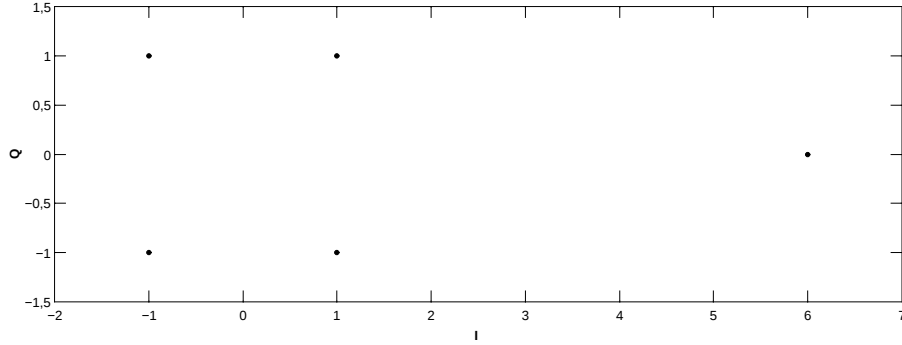


Figura 20 – Inclusão de pilotos com amplitude igual a 6 e fase igual a 0. Fonte: Do autor.

comportamento frequencial da PRBS, no qual apresenta características do sistema que não são possíveis de observar nos gráficos de mapeamento. Com a IFFT adicionada, foi incluído no sistema o módulo de adição do prefixo cíclico, com o objetivo de combater a ISI. Para isso, um número determinado de filas (dependente da porcentagem de CP informada nos parâmetros) é replicado no início da matriz.

Com a codificação do CP finalizada, os dados se convertem novamente para uma sequência serial. Para isso, o comando *reshape* novamente é utilizado. A finalização do modulador envolve na adição do DAC, sobreamostrando o sinal serial mediante a interpolação ideal implementada no domínio da frequência, conforme a Fig. 21, representando o sinal tanto no domínio digital, quanto na sua sobreamostragem. No conversor DAC, é feita uma relação do número de amostras no modo digital, o número de símbolos OFDM e as subportadoras do sinal, gerando a Equação (4.8), dada por:

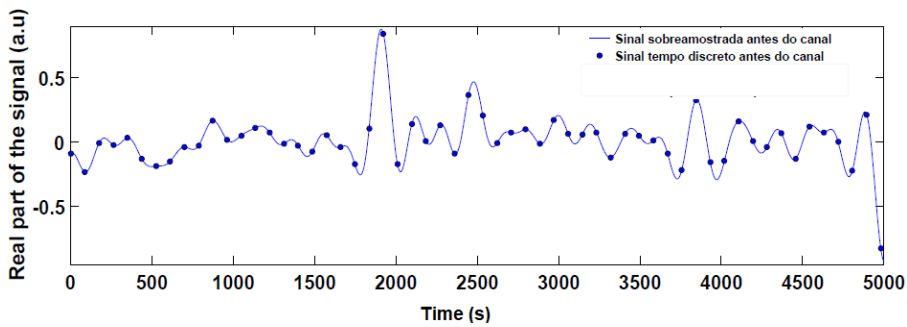


Figura 21 – Implementação do DAC. Fonte: Do autor.

$$N_{ad} = N_{sym} OFDM \times NSC \quad (4.8)$$

onde N_{ad} indica o número de amostras digitais do sinal.

4.1.3 Demodulador

No demodulador, as técnicas de processamento utilizadas no modulador são novamente implementadas, porém, de modo invertido. O modulador e demodulador, contudo, possuem uma diferença significativa, já que o último tem a função de equalizar o canal. O primeiro passo do demodulador envolve a realização ADC, ilustrado na Fig 22, onde o sinal azul representa o sinal digital e o sinal vermelho indica o sinal analógico. Os pontos azuis e vermelhos representam as respectivas interpolações realizadas.

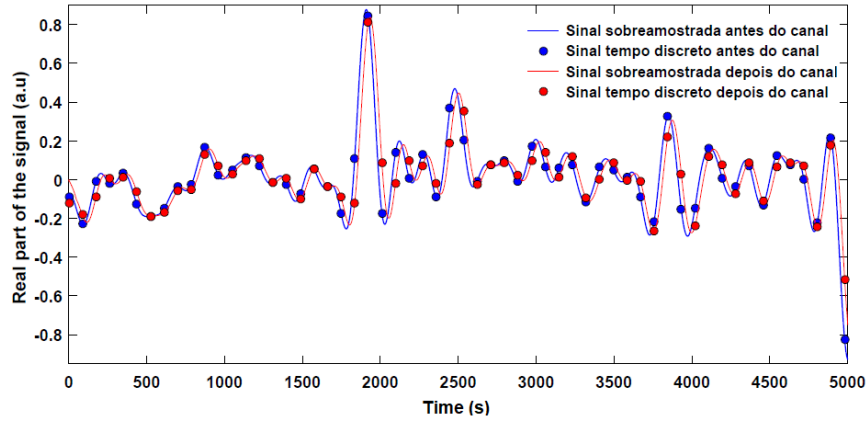


Figura 22 – Sinais em tempo discreto e sobreamostrados antes e depois do canal. Fonte: Do autor.

Com a realização da ADC, é feito o processo de paralelização de modo semelhante ao modulador por meio da função *reshape*, a fim de modificar a estrutura dos dados, contudo, anteriormente foi utilizado a função relacionando o sinal mapeado e o número de dados das subportadoras. Agora, a relação estabelecida envolve o sinal digitalizado e o número de símbolos OFDM.

Assim, é finalizado o processo de equalização dos dados e o sinal retorna às suas características iniciais, ou seja, no modo serial após a conclusão da demodulação. A partir disso, na estrutura do demodulador ocorre a conversão analógica para digital do sinal, seguida da paralelização, remoção do CP, realização de uma FFT, desmapeamento QAM e por fim, a serialização dos dados.

A remoção do CP envolve as funções *round*, *floor* e *ceil*. A função *round* possui o objetivo de arredondar o resultado obtido para o seu valor inteiro ou decimal mais próximo. Na codificação, o modo de implementação de tal função arredonda o valor da multiplicação entre o número de subportadoras do sinal e o valor em porcentagem do CP informado inicialmente nos parâmetros, evitando que o resultado das subportadoras sob atuação do CP seja um valor racional, tornando-o natural. A variável de tal procedimento é denominada por N_{cp} .

A geração da N_{cp} utilizam as funções *floor* e *ceil*. A função *floor* é parecida com a *round*, porém, possui uma particularidade. Enquanto a *round* arredonda o valor para o

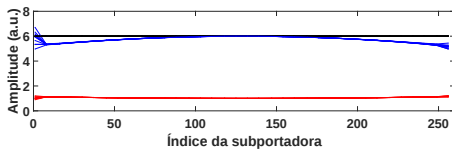
número inteiro mais próximo, a função *floor* possui a finalidade de aproximar um resultado para o seu menor valor inteiro. Com isso, as funções se diferenciam na análise das casas decimais do número. A função *ceil* opera de forma inversa, comparado a *floor*, ou seja, o valor resultante do número será o seu maior valor inteiro. Assim, o valor de N_{cp} é dividido por 2 aplicada as funções descritas em variáveis distintas (N_{cp1}) e (N_{cp2}), conforme as equações (4.9) e (4.10).

$$N_{cp1} = \text{floor} \left(\frac{N_{cp}}{2} \right) \quad (4.9)$$

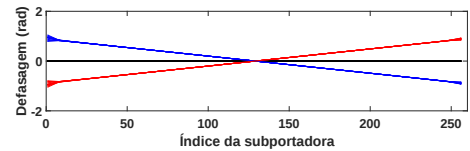
$$N_{cp2} = \text{ceil} \left(\frac{N_{cp}}{2} \right) \quad (4.10)$$

Após a remoção do CP, é aplicado no sinal a Transformada de Fourier. Para isso, foi feito primeiramente a *fftshift* para posicionar o espectro de frequência em 0, e então aplicar a função *fft* no resultado obtido. O próximo passo envolve a equalização do sinal auxiliada pelos pilotos. A posição dos pilotos são dadas gerando um vetor espaçado linearmente formado pela posição das subportadoras do sistema, ou seja, as subportadoras de dados e pilotos. É possível realizar tal técnica a partir da função *linspace*. Com isso, é necessário localizar os índices que são classificados como pilotos, e os índices classificados como dados do sinal. Para localizá-los, pode-se aplicar a função *find*. Tal função possui a finalidade de localizar em uma matriz os valores diferentes de zero.

Desse modo, os pilotos são utilizados para estimar a resposta frequencial do canal, nas frequências onde se encontram os pilotos. A resposta do canal nas frequências onde se codificam os dados é obtida através de interpolação linear dos valores anteriores, resultando na Fig 23. Na Fig 23a, o sinal preto representa a amplitude do sinal desejado, o sinal na cor azul indica o valor dos pilotos na equalização e o sinal em vermelho representa o valor necessário para compensar o canal. A Fig 23b mostra as características de fase, onde o ângulo preto é o desejado de fase, o ângulo azul representa o que se detecta no modem, e o vermelho o valor utilizado para compensar a fase.



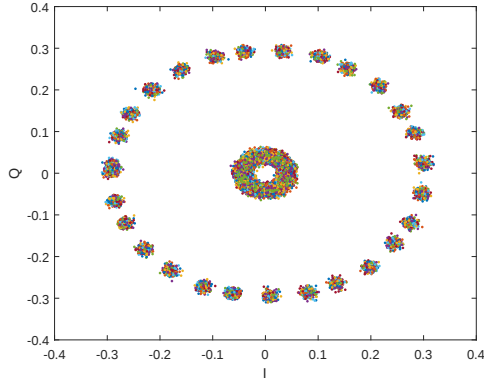
(a) Equalização da amplitude.



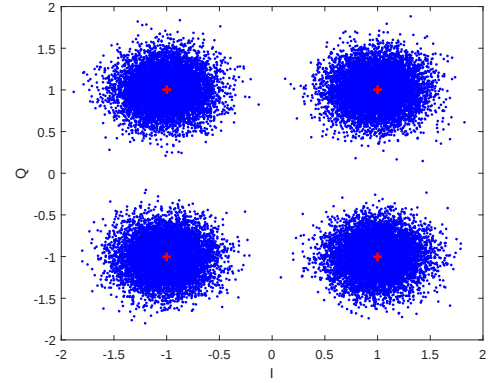
(b) Equalização da fase.

Figura 23 – Equalização do sinal utilizando pilotos. Fonte: Do autor.

Finalizando a equalização auxiliada por pilotos, é realizada a serialização do sinal com o comando *reshape*. Desse modo, é possível realizar o desmapeamento QAM. A Fig. 24a representa a constelação antes da equalização do sinal e a Fig. 24b ilustra a constelação após a equalização do mesmo.



(a) Constelação antes da equalização.



(b) Constelação após a equalização.

Figura 24 – Constelações antes e depois da equalização. Fonte: Do autor.

Com o desmapeamento codificado corretamente, a demodulação da OFDM é finalizada. Para verificar se a ferramenta está operando corretamente, é calculada a BER, mediante a contagem de erros. A BER obtida é igual a zero, o que indica a ausência de falhas ao longo do sistema. A BER foi calculada por Contagem de Erros (*Error Counting*, EC) e por Magnitude do Vetor de Erro (*Error Vector Magnitude*, EVM). A BER por EC é calculada relacionando o sinal após o desmapeamento e comparado com o sinal empregado inicialmente no processamento. Já a BER por meio do EVM é realizada relacionando o sinal mapeado e o sinal após passar pelo processo de serialização. Com isso, o usuário pode escolher qual o método de análise de erro de bits é o mais adequado para o seu cenário.

É possível obter o valor do EVM desejado para que o sistema esteja operando abaixo de uma dada BER. Basta fixar o valor alvo da BER e isolar EVM de acordo com

$$P_b \approx \frac{2(1 - \frac{1}{L})}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\left[\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right] \frac{2}{EVM_{RMS}^2 \log_2 M}} \right], \quad (4.11)$$

em que L é o número de níveis em cada dimensão do sistema de modulação (obtido por meio da constelação) com M símbolos e P_b é a probabilidade de erro.

4.2 SIMULAÇÃO DA REDE ÓPTICA

Apesar do modem OFDM ter sido elaborado por meio do *software* MATLAB, o canal óptico foi implementado no *software* VPI, de modo que o programa apresenta diversas ferramentas nas quais são capazes de elaborar uma rede óptica detalhada. Assim, foi necessário aplicar o que é chamado de co-simulação. O VPI possui um bloco denominado por *CoSimInterface*, capaz de receber, enviar e utilizar ferramentas externas de outros *softwares*, como o MATLAB e Python, por exemplo. Contudo, para que a relação entre o programa óptico e as interfaces funcionem, é preciso alterar a forma de nomear as variáveis, para que o VPI seja capaz de entender as características de todas as informações ao longo das simulações.

A Fig. 25 ilustra a rede óptica de longo alcance na qual atua como canal no sistema. Basicamente, a geração dos sinais OFDM é implementada em MATLAB. O sinal é enviado então para o canal óptico que se encontra no programa VPI, onde o sinal OFDM é convertido ao domínio óptico e transmitido pela rede de distribuição composta por um atenuador que emula o *splitter* e uma fibra óptica de 100 km. O sinal na saída da fibra é combinado com um segundo laser usando uma rede híbrida de 90 graus e detectada usando dois pares de subtratores. Os sinais diferenciais são finalmente demodulados em MATLAB, onde ocorre equalização auxiliada por pilotos e calcular a BER do sinal por EC e EVM.

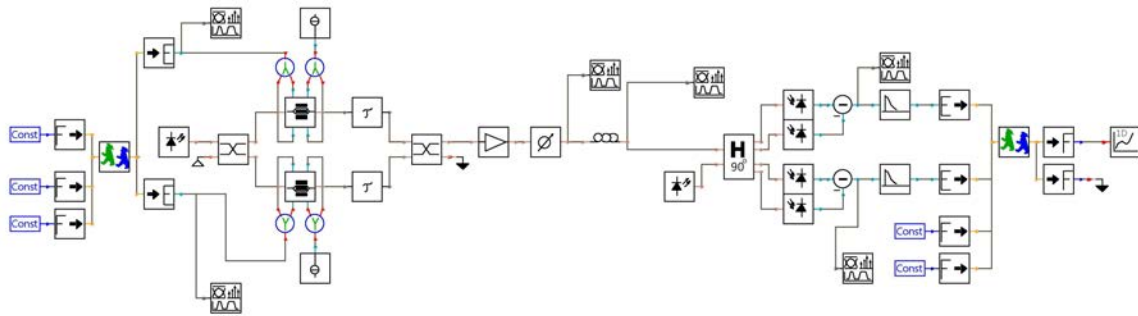


Figura 25 – Rede óptica de Longo Alcance implementada. Fonte: Do autor.

O esquemático se inicia com os blocos *const* responsáveis por adicionar o valor de determinados parâmetros do tipo *float*, nos quais são indicadas no bloco posterior, onde se incluem os nomes dos parâmetros. Com as variáveis informadas, é incluído o bloco de co-simulação, onde se enviam os dados pré-estabelecidos para o MATLAB, onde o sinal OFDM é gerado e modulado.

Após a operação do modulador, os dados retornam para o VPI e o sinal é separado em fase e em quadratura antes de serem enviados para dois módulos de bifurcação. Denominado por *fork*, os módulos de bifurcação separam o sinal em duas trajetórias idênticas, ou seja, com as mesmas informações. Desse modo, foram implementados quatro módulos,

onde dois são conectados com o sinal recebido e os bifurcadores restantes são conectados com fontes DC com amplitude de 2,5 V. Assim, os *forks* são ligados em dois moduladores de Mach-Zehnder, a fim de fornecer sinais ópticos espectralmente eficientes [31]. Para isso, foi necessário implementar um laser de Realimentação Distribuída (*Distributed Feedback*, DBF) produzindo uma Onda Contínua (*Continuous Wave*, CW) com emissão de 193,1 THz e largura de banda de 1 MHz, seguido por um acoplador, responsável por combinar sinais caso necessário, com fator de acoplamento igual a 0,5.

Com a implementação do Mach-Zehnder finalizada, é implementado no sistema um bloco de *delay*, cuja finalidade envolve simular um atraso de propagação de sinais elétricos ou ópticos no sistema. Para as simulações realizadas, não foi inserido um *delay* na rede. Em seguida, o sinal que anteriormente estava separado em fase e quadratura é novamente unificado por meio de um novo acoplador e enviado para os blocos de ganho e atenuação. Contudo, ambos os valores de ganho e atenuação são iguais a 20 dB, a fim de não apresentar influências nos resultados finais.

Realizada toda a modulação, o sinal é enviado para a fibra óptica de 100 km, simulando o alcance projetado para uma LR-PON. A fibra óptica, responsável pela transmissão dos dados, está sujeita a efeitos ruidosos e fenômenos não lineares, logo, é ao longo da transmissão da luz que se pode ocorrer possíveis problemas com os sinais.

Após passar pela fibra o sinal é enviado para o módulo híbrido. Sua função envolve combinar um sinal com um oscilador a fim de gerar quatro sinais ópticos defasados em 90 graus. Na rede em questão foi conectado um Laser CW com as mesmas definições do Laser aplicado no início do sistema. Assim, para a simulação de um detector coerente, o novo sinal combinado é dividido em quatro sinais ópticos e enviado para quatro fotodiodos responsáveis por converter o sinal que está na forma de luz para corrente elétrica. O final da detecção ocorre por meio de dois subtratores, com o propósito de subtrair dois sinais elétricos, ou seja, os quatro sinais enviados pelos fotodiodos são agrupados em dois pares e calculada as suas diferenças. Com isso, são enviados dois sinais resultantes para dois filtros passa baixa de quarta ordem. Apesar da ordem dos filtros serem altas e aumentar o tempo de simulação, o sinal passa a apresentar dados mais precisos. Por fim, os dois sinais são enviados para o demodulador, onde será feita a análise tanto em fase como em quadratura. O processo aplicado no modulador ocorre de forma inversa e assim, a BER do sinal gerado é analisada.

Finalizada a implementação do modem OFDM pelo *software* MATLAB e da rede LR-PON pelo programa VPI, foram realizadas diversas simulações a fim de encontrar o número ótimo de pilotos e o valor da sua amplitude relativa. Para isso, foi utilizado o esquema de modulação QPSK variando o número subportadoras pilotos no sistema e o número total de subportadoras. Assim, foram feitos testes em sistemas de 16, 32, 64 e 128 subportadoras, sendo que a cada caso, o número de subportadoras foi variado entre 5, 10, 15 e 20 pilotos.

As Tabelas 3 e 4 mostram detalhadamente todos os parâmetros aplicados nas simulações realizadas, tanto no MATLAB quanto pelo VPI, de modo que especificamente, o *delay* e a relação de ganho com o amplificador não interferem nos resultados obtidos. Outro fator relevante para as simulações envolve o número total de bits simulado, onde quanto mais bits simulados, mais preciso é a relação do valor da amplitude relativa dos pilotos com a BER. Contudo, o tempo de simulação também aumenta significativamente.

Tabela 3 – Parâmetros estabelecidos para o modem OFDM.

Parâmetros do modem OFDM	
Modulação	QPSK
Nº de subportadoras	32, 64 e 128
Nº de subportadoras piloto	5, 10, 15 e 20
Prefixo Cíclio (%)	17
Frequência intermediária (GHz)	2,5

Tabela 4 – Parâmetros aplicados na rede óptica.

Parâmetros da LR-PON	
Taxa de Bits Padrão (Gb/s)	10
Amplitude relativa dos pilotos	0,5 a 3
Potência aplicada (10^{-3})	2,5 a 800
Tempo da janela (ns)	2048

Além das variáveis citadas nas Tabelas 3 e 4, também são utilizados parâmetros que devem ser declarados nos blocos que representam os dispositivos na rede, indicando a especificação e comportamento de cada dispositivo ao longo das simulações. Tais variáveis podem ser vistas com maiores detalhes na Tabela 5 e vale a ressalva de que seus valores permanecem constantes ao longo de todas as simulações realizadas.

Tabela 5 – Parâmetros inseridos nos dispositivos da rede LR-PON.

Blocos utilizados na rede		
Dispositivo	Características	Valor
Laser CW	Potência média (mW)	10
Laser CW	Largura de linha (MHz)	1
Acoplador	Fator de acoplamento	0,5
Modulador Mach-Zehnder	Perda de inserção (dB)	6
Fonte DC	Amplitude (V)	2,5
Delay	Atraso de propagação (s)	0
Amplificador	Ganho (dB)	20
Atenuador	Atenuação (dB)	20
Fibra óptica	Comprimento (km)	100
Fibra óptica	Atenuação (dB/m)	0,2
Fibra óptica	Frequência (THz)	193,1
Fotodiodo	Responsividade (A/W)	1
Fotodiodo	Ruído Térmico ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$)	10
LPF	Ordem	4
LPF	Largura de banda (GHz)	7,5

5 RESULTADOS OBTIDOS

5.1 SISTEMA COM 32 SUBPORTADORAS

Todas simulações realizadas possuem a finalidade de descobrir qual a menor BER do sistema determinando um número ótimo de subportadoras pilotos e a sua amplitude relativa. Assim, as primeiras simulações realizadas utilizavam um total de 32 subportadoras, sendo que a cada simulação, o número de subportadoras piloto era alterado.

A Fig. 26 ilustra a relação da BER em escala logarítmica com a amplitude relativa dos pilotos para as quatro simulações feitas. Para tal sistema, os melhores resultados foram obtidos quando aplicados 10 subportadoras pilotos. Para 10 pilotos, foi encontrado uma BER equivalente a $1,527 \times 10^{-5}$ ou -4,816 se analisado na escala logarítmica para uma amplitude relativa de pilotos igual a 1,3, indicando que a amplitude do piloto é 30% maior do que a amplitude das subportadoras de dados.

Com exceção ao sistema com 15 subportadoras pilotos, as simulações com 5 e 20 pilotos apresentaram diferenças significativas da BER encontradas conforme a variação da amplitude relativa dos pilotos.

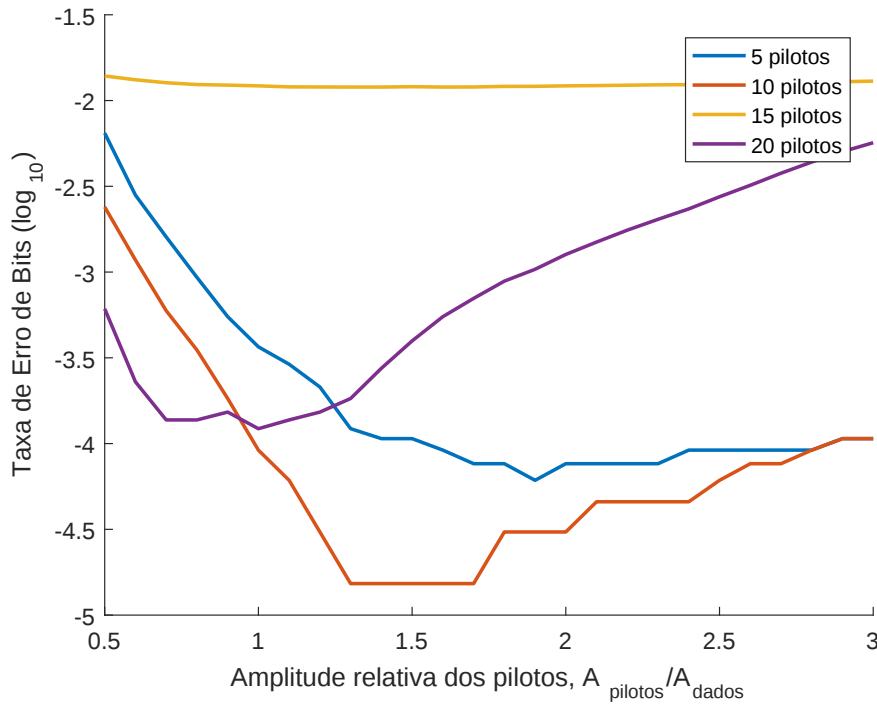


Figura 26 – Relação entre a BER do sistema e a amplitude relativa dos pilotos para 32 subportadoras.

A Fig. 27 mostra a relação das taxas de erro de bit obtidas, as amplitude relativas dos pilotos implementadas e a potência aplicada (grandeza adimensional implementada

pelo *software*) no sistema, por meio de um gráfico de contorno. Assim, a associação dos parâmetros é ilustrada por meio de regiões, de forma que cada cor apresentada no gráfico indica um valor específico da BER.

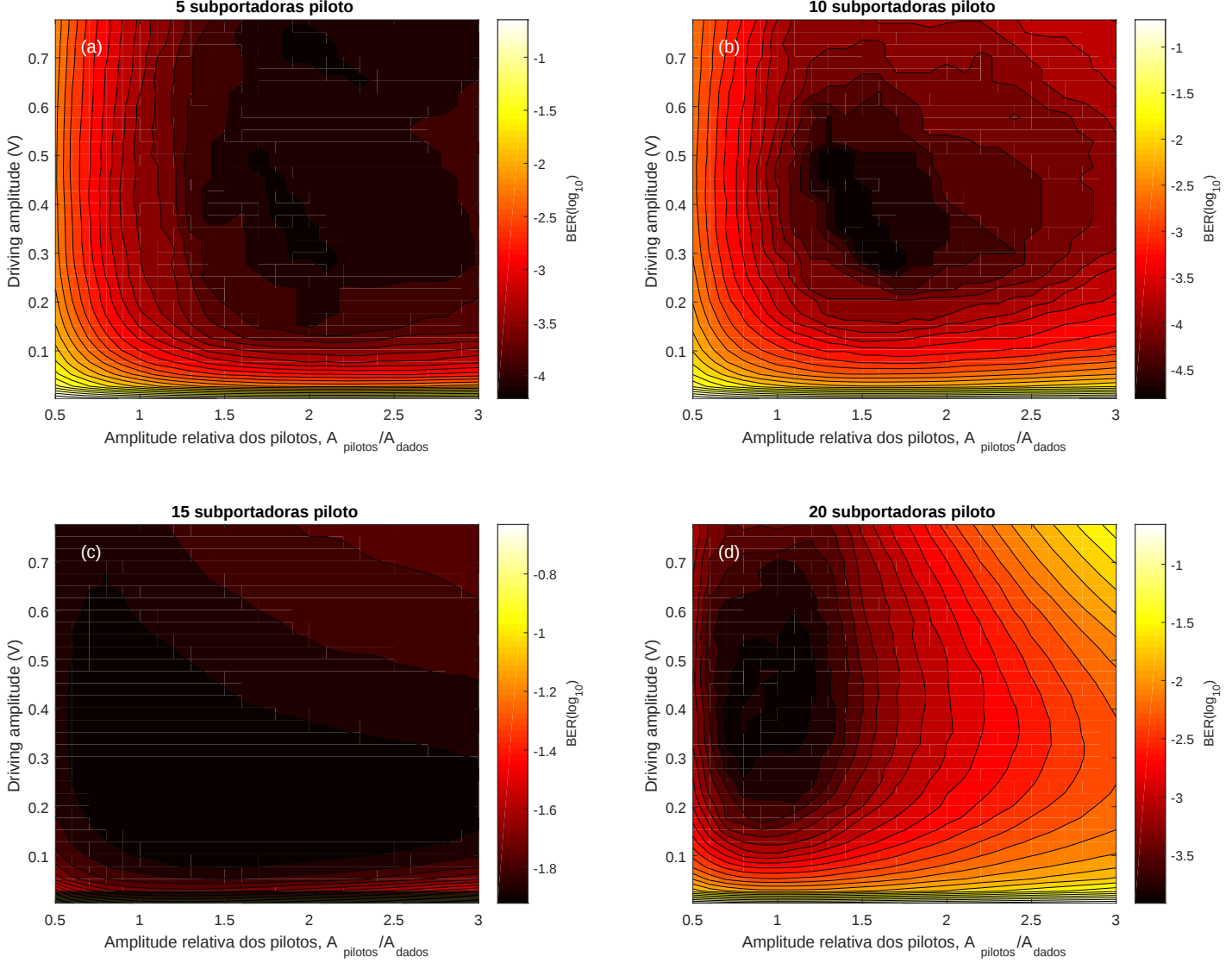


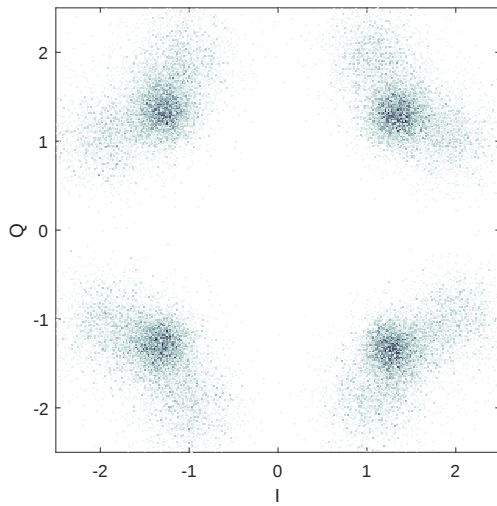
Figura 27 – Mapa de contorno da relação entre os pilotos e a BER do sistema para 32 subportadoras com: a) 5 pilotos; b) 10 pilotos; c) 15 pilotos e d) 20 pilotos.

Para melhores esclarecimentos, os parâmetros calculados para as simulações e os resultados coletados podem ser vistos na Tabela 6:

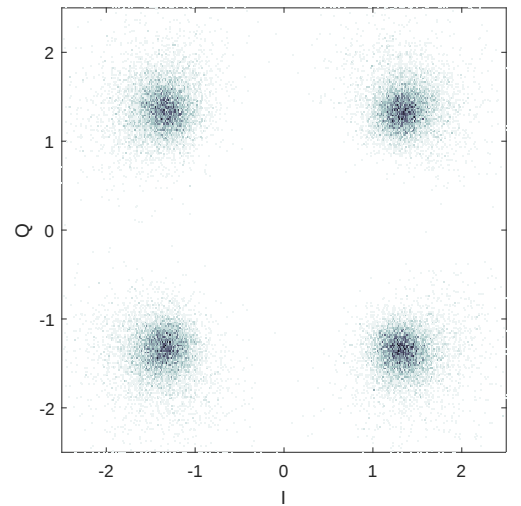
As constelações para as menores taxas de erro para cada simulação podem ser vistas na Fig 28. É possível observar que a constelação onde são incluídos 10 subportadoras pilotos apresenta a menor dispersão, de modo que para 5, 15 e 20 pilotos a BER aumenta, deslocando a posição e tamanho dos símbolos do sinal.

Tabela 6 – Parâmetros obtidos nas simulações com 32 subportadoras.

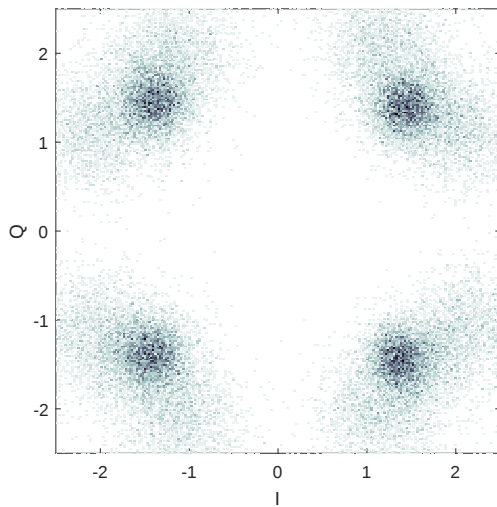
Resultados obtidos para 32 subportadoras				
Parâmetros	5 pilotos	10 pilotos	15 pilotos	20 pilotos
Nº de bits por símbolo OFDM	54	44	34	24
Nº de amostras por símbolo OFDM	37	37	37	37
Período do símbolo OFDM (ns)	3,7	3,7	3,7	3,7
Nº de símbolos OFDM	886	886	886	886
Número de bits simulados	47.844	39.984	30.124	21.264
Menor amplitude relativa de pilotos	1,9	1,3	1,2	1
Menor potência aplicada	0,378	0,278	0,178	0,378
Menor BER obtida	$0,061 \times 10^{-3}$	$0,015 \times 10^{-3}$	0,012	$0,122 \times 10^{-3}$
Menor BER obtida (log)	-4,214	-4,816	-1,921	-3,913



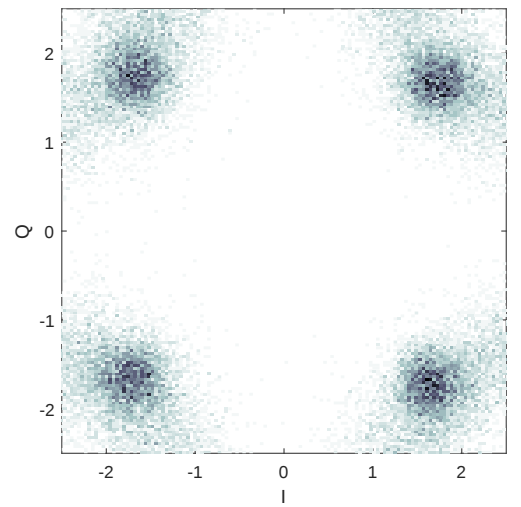
(a) 5 pilotos.



(b) 10 pilotos.



(c) 15 pilotos.



(d) 20 pilotos.

Figura 28 – Constelações obtidas para as simulações realizadas com 32 subportadoras.

5.2 SISTEMA COM 64 SUBPORTADORAS

O mesmo procedimento foi feito para 64 subportadoras. A Fig 29 apresenta os resultados obtidos para as quatro simulações realizadas. Diferentemente das simulações com 32 subportadoras, é possível observar determinados vales ao longo da variação das amplitudes relativos dos pilotos, ou seja, as taxas de erro inicialmente são altas, mas possuem um comportamento decrescente. Quando é atingido um valor significativo da amplitude dos pilotos, a BER volta a aumentar. Tal fato pode ser explicado devido a variação do número de subportadoras e a variação das suas amplitudes.

Inicialmente a BER possui um valor alto quando utilizadas poucas subportadoras pilotos no sistema, tornando o processo de equalização insatisfatório e, conseqüentemente, gerando resultados de baixa confiabilidade. Por outro lado, o alto número de pilotos no sistema permite a presença de efeitos não lineares, que também causam resultados com taxas de erro significativamente altas. A posição do vale obtido também é variável conforme o número de pilotos, de forma que um alto número de subportadoras pilotos minimiza o efeito do ruído e a menor BER possível é rapidamente encontrada, porém, possibilita também uma maior influência de efeitos não lineares após o valor ótimo do sistema.

Além disso, a BER alta também surge quando as subportadoras pilotos possuem uma amplitude menor do que a amplitude das subportadoras de dados, de modo que o sinal enviado no sistema sofre efeito do ruído. O aumento excessivo das subportadoras pilotos, ou seja, com um sistema onde há mais de 10 pilotos, também causa do aumento da BER, devido a presença de não linearidades no sistema que prejudicam a recepção do sinal.

Desse modo, os melhores resultados obtidos para esse sistema se dá quando são utilizadas novamente 10 subportadoras pilotos. A Fig. 30 mostra o mapa de contorno do sistema, indicando a relação da potência aplicada nas quatro simulações. Já a Tabela 7 mostra os resultados obtidos ao longo das simulações realizadas.

Tabela 7 – Parâmetros obtidos nas simulações com 64 subportadoras.

Resultados obtidos para 64 subportadoras				
Parâmetros	5 pilotos	10 pilotos	15 pilotos	20 pilotos
Nº de bits por símbolo OFDM	118	108	98	88
Nº de amostras por símbolo OFDM	74	74	74	74
Período do símbolo OFDM (ns)	7,4	7,4	7,4	7,4
Nº de símbolos OFDM	443	443	443	443
Número de bits simulados	52.274	47.844	43.414	39.984
Menor amplitude relativa de pilotos	2,4	2,1	1,3	1,4
Menor potência aplicada	0,378	0,178	0,253	0,278
Menor BER obtida	$0,130 \times 10^{-3}$	$0,061 \times 10^{-3}$	$0,137 \times 10^{-3}$	$0,137 \times 10^{-3}$
Menor BER obtida (log)	-3,885	-4,214	-3,862	-3,862

Por fim, foram geradas as constelações das quatro simulações efetuadas. Como a

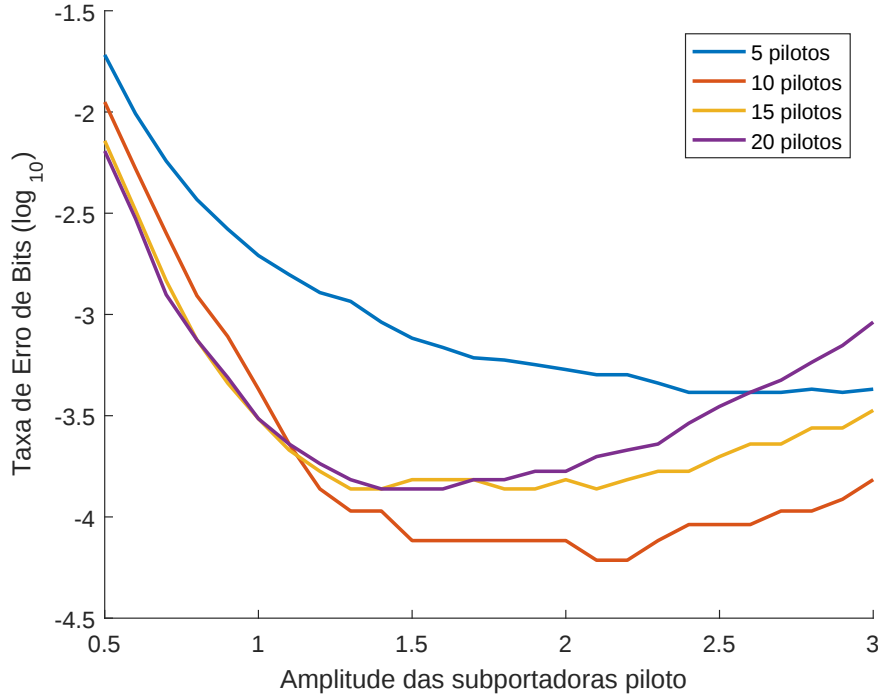


Figura 29 – Relação entre a BER do sistema e a amplitude relativa dos pilotos para 64 subportadoras.

simulação de melhores resultados possuíam 10 subportadoras, a BER do sistema em questão irá possuir a constelação com menor variação de símbolo.

5.3 SISTEMA COM 128 SUBPORTADORAS

As simulações prosseguiram para um sistema com 128 subportadoras. Observando a Fig. 32, o melhor sistema encontrado para 128 subportadoras se dá quando existem 20 pilotos incluídos no sinal. Isso significa que a interpretação do resultado se difere ao comparar com as simulações dos sistemas anteriores, de modo que para 32 e 64 subportadoras, o número ótimo de subportadoras é claramente encontrado no intervalo de 5 a 20 pilotos. Como nesse intervalo em questão o valor ótimo foi encontrado apenas na última simulação, foi incluída uma simulação adicional, contendo 25 pilotos. Contudo, a nova simulação realizada gerou resultados menos satisfatórios comparada a simulação de 20 pilotos. Assim pode se afirmar que para o caso de 128 subportadoras, a inclusão de 20 subportadoras pilotos representa o valor ótimo do sistema. A Fig. 32 ilustra o comportamento da rede com os novos parâmetros aplicados e a Fig. 33 mostra a relação da potência aplicada no sistema.

Na análise da relação entre a BER e a amplitude relativa do piloto, notou-se que as simulações feitas apresentaram um vale semelhante as simulações de 64 subportadoras, porém, foi percebido um comportamento diferente das simulações anteriores, de modo

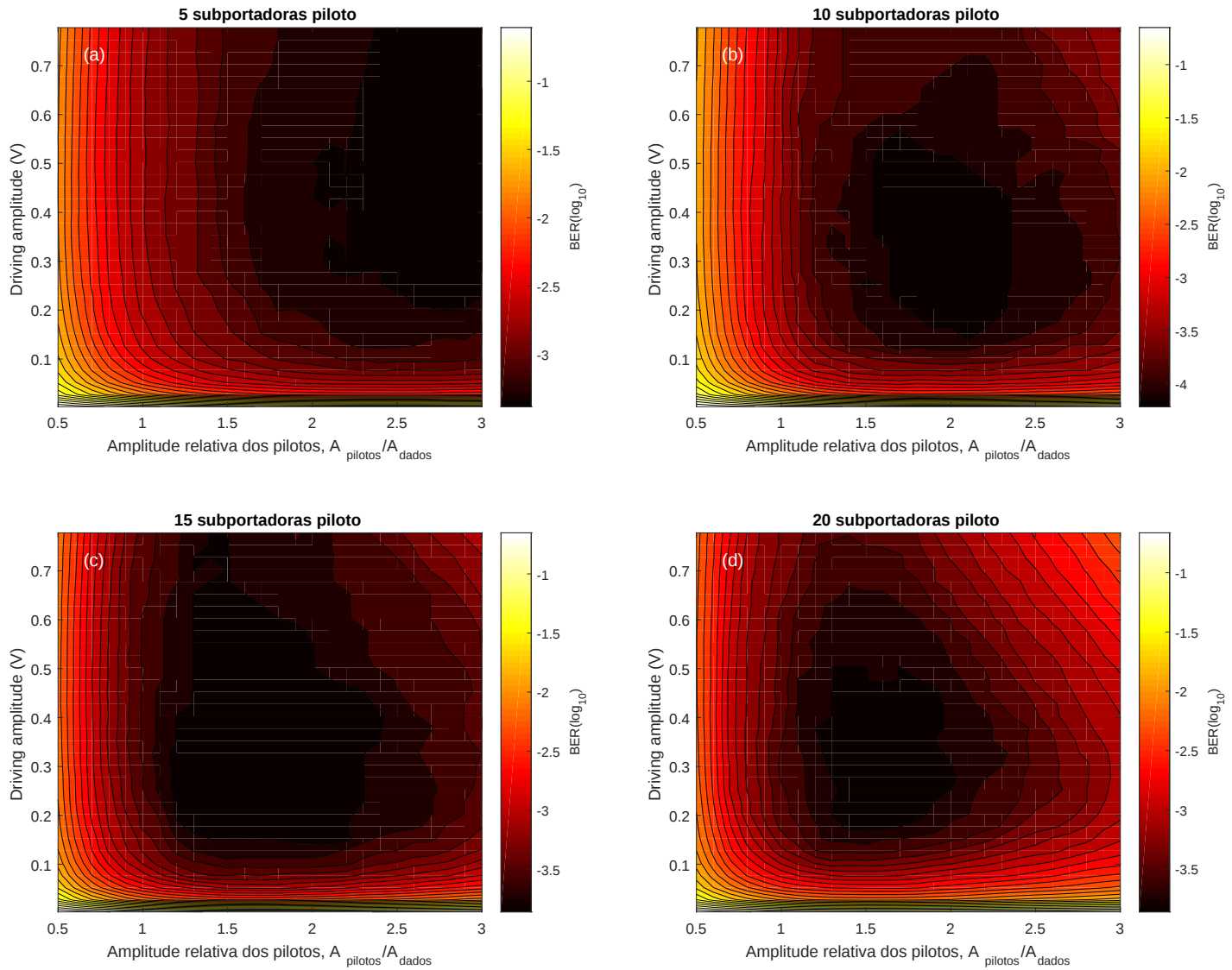
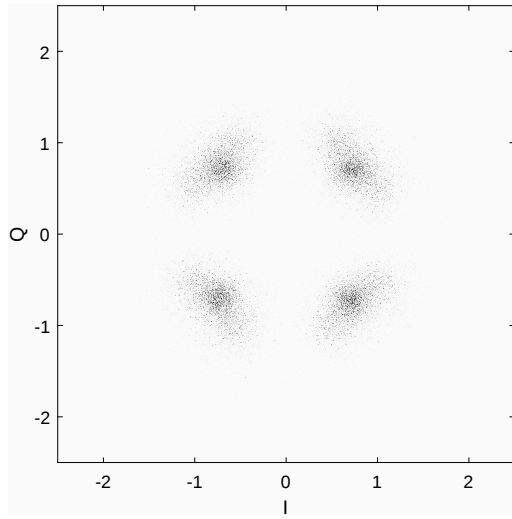


Figura 30 – Mapa de contorno da relação entre os pilotos e a BER do sistema para 64 subportadoras com: a) 5 pilotos; b) 10 pilotos; c) 15 pilotos e d) 20 pilotos.

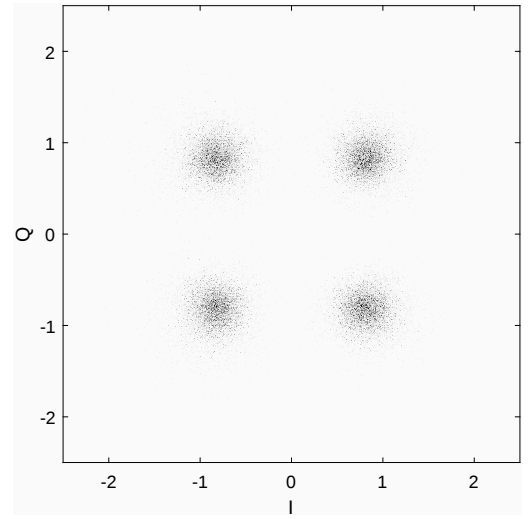
que o sistema ótimo consiste de 20 subportadoras pilotos com uma amplitude relativa igual a 1,9 (90% maior do que a amplitude das subportadoras de dados). Tal fato pode ser explicado devido a diferença do número de subportadoras de dados e subportadoras piloto no sinal, onde um grande número de subportadoras de dados requer de um número maior de pilotos para a equalização do sinal. A Tabela 8 apresenta os resultados obtidos nas simulações.

É possível também observar uma relação interessante entre a BER resultante e a amplitude do piloto para esse sistema, de modo que quando menor o número de subportadoras pilotos, maior deve ser a sua amplitude para o sistema apresentar a sua melhor equalização. A Fig 34 mostra as constelações obtidas em cada simulação.

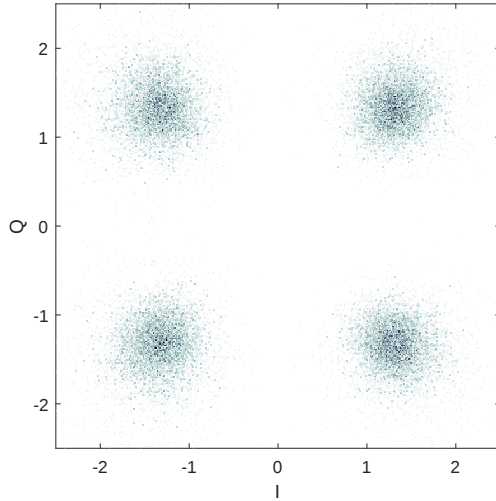
Assim, a partir das simulações realizadas, obteve-se a melhor BER para um sistema



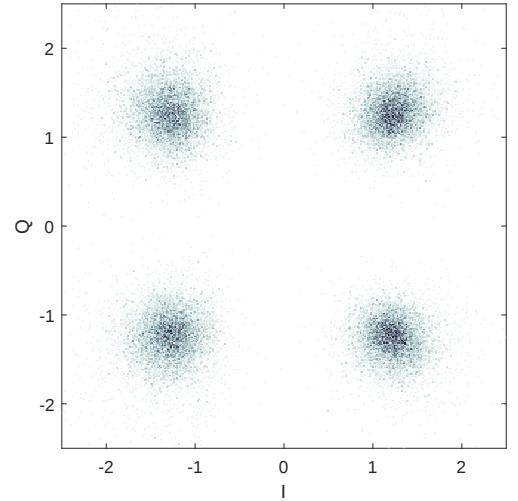
(a) 5 pilotos.



(b) 10 pilotos.



(c) 15 pilotos.



(d) 20 pilotos.

Figura 31 – Constelações obtidas para as simulações realizadas com 64 subportadoras.

de 32 subportadoras, sendo 10 delas subportadoras pilotos.

5.4 DETERMINAÇÃO DE UM SISTEMA ÓTIMO

Do mesmo modo que foi obtido um valor ótimo para o número de pilotos e o valor das suas amplitudes relativas, é possível determinar o sistema ótimo para a LR-PON implementada. Para isso, foi realizada uma nova simulação com 16 subportadoras, sendo 5 delas subportadoras piloto. Nesse sistema, foi obtido uma amplitude relativa de pilotos igual a 1,9, com uma BER equivalente a $2,654 \times 10^{-3}$, valor significativamente maior comparado com as taxas de erros das simulações anteriores. A Fig. 35 apresenta os melhores casos para cada sistema analisado. Analisando a Fig. 35, é possível concluir assim que o melhor sistema para a rede óptica elaborada, na qual apresentam as menores

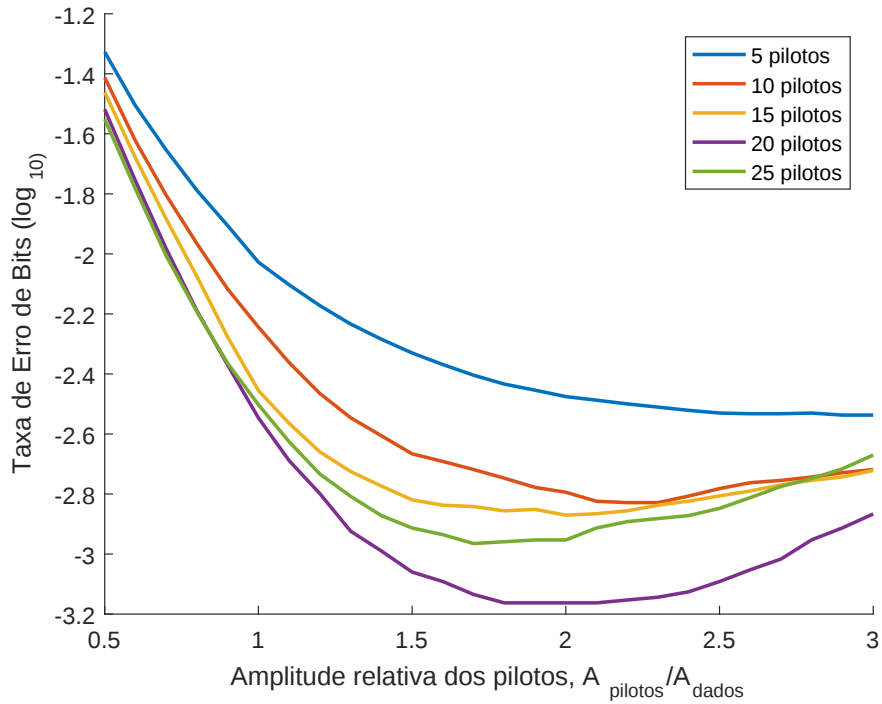


Figura 32 – Relação entre a BER do sistema e a amplitude relativa dos pilotos para 128 subportadoras.

Tabela 8 – Resultados obtidos para 128 subportadoras.

Resultados obtidos para 128 subportadoras					
Parâmetros	5 pilotos	10 pilotos	15 pilotos	20 pilotos	25 pilotos
Bits/símbolo	246	236	226	216	206
Amostras/símbolo	149	149	149	149	149
Período do símbolo (ns)	14,9	14,9	14,9	14,9	14,9
Nº de símbolos	220	220	220	220	220
Bits simulados	54.120	51.920	46.200	44000	41.800
Amplitude relativa	2,9	2,2	2	1,8	1,7
Potência aplicada	0,3275	0,5275	0,3525	0,2275	0,4025
BER	$2,904 \times 10^{-3}$	$1,483 \times 10^{-3}$	$1,345 \times 10^{-3}$	$0,687 \times 10^{-3}$	$1,084 \times 10^{-3}$
BER (log)	-2,537	-2,829	-2,871	-3,163	-2,965

taxas de erros de bit são encontradas em um sistema de 32 subportadoras com 10 pilotos. A Tab. 9 apresenta a comparação dos valores ótimos obtidos em cada sistema, onde se relaciona o número de subportadoras pilotos, a amplitude relativa encontrada e por fim a BER obtida por *Error Counting*.

Apesar disso, para o caso de 32 subportadoras, aproximadamente 30% das subportadoras são pilotos, diferentemente do caso de 64 subportadoras, onde aproximadamente 15% das subportadoras são pilotos. Logo, a inclusão de pilotos no caso de 64 subportadoras requer de uma menor adição energética no sistema, analisando em termos proporcionais. Assim, para uma rede energeticamente eficiente, recomenda-se o uso de 64 subportadoras

Tabela 9 – Valores ótimos para os casos implementados.

Valores ótimos para os melhores casos simulados				
Parâmetros	NSC = 16	NSC = 32	NSC = 64	NSC = 128
Número ótimo de pilotos	5	10	10	20
Amplitude relativa	1,9	1,3	2,1	1,9
BER obtida (log)	-2,576	-4,816	-4,214	-3,163

pilotos, sendo 10 delas pilotos. Com isso, estabelece-se uma relação de compromisso, de modo que o sistema mais eficiente em termos energéticos para uma LR-PON possui 64 subportadoras, porém, tal sistema não é o que apresenta a menor taxa de erros de bit possível, logo, cabe análise do que é melhor para o estabelecimento e execução do projeto.

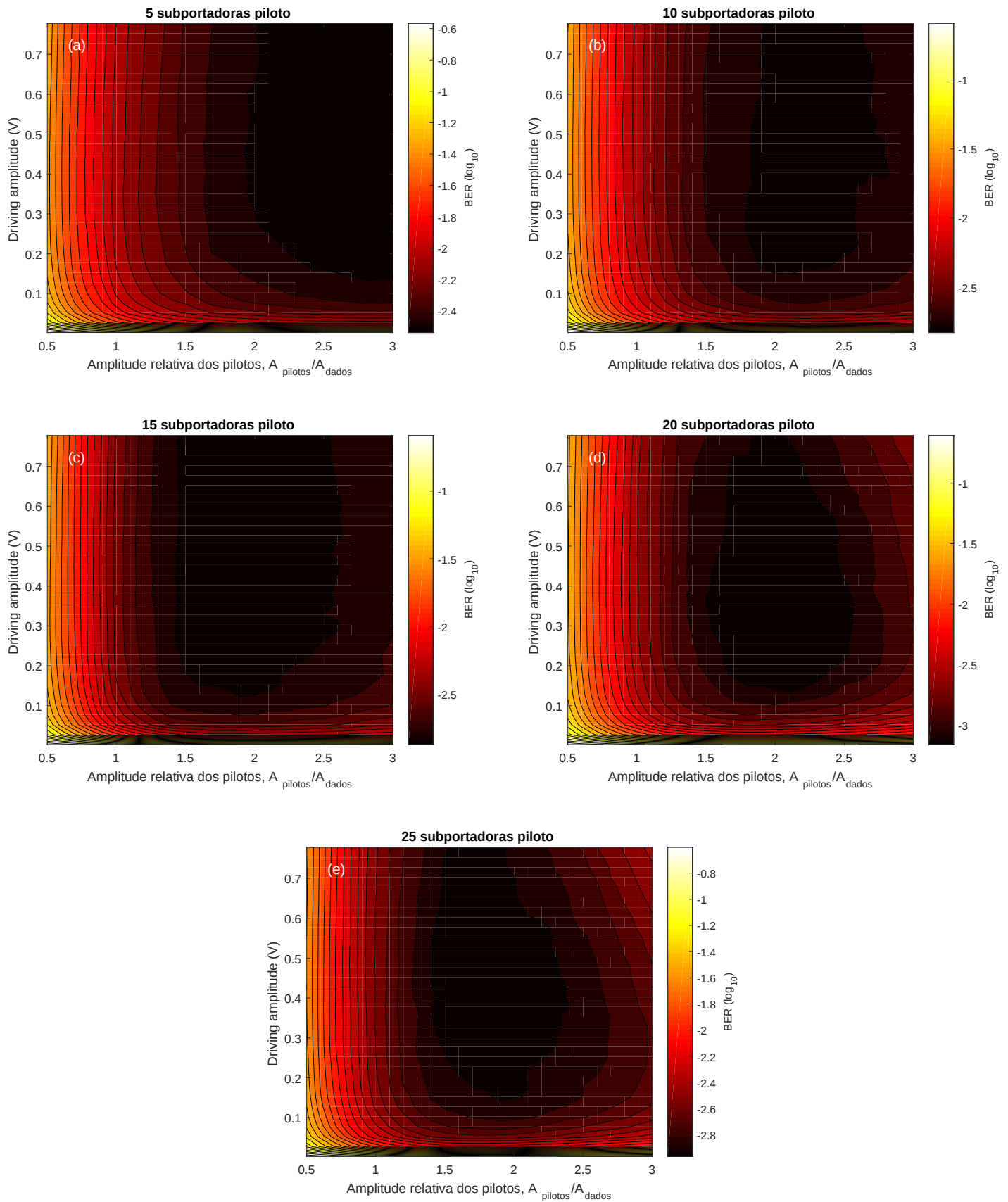
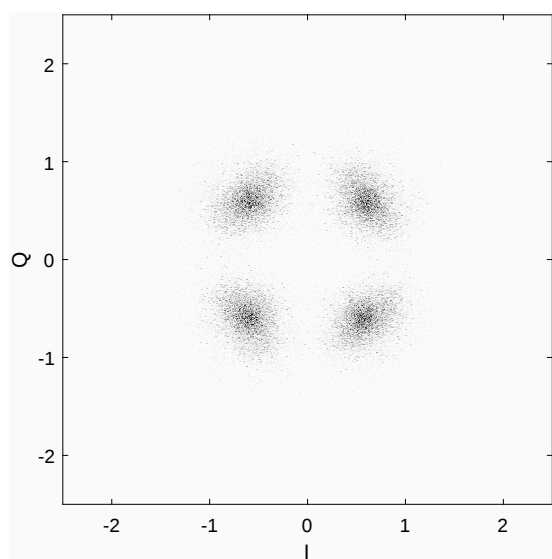
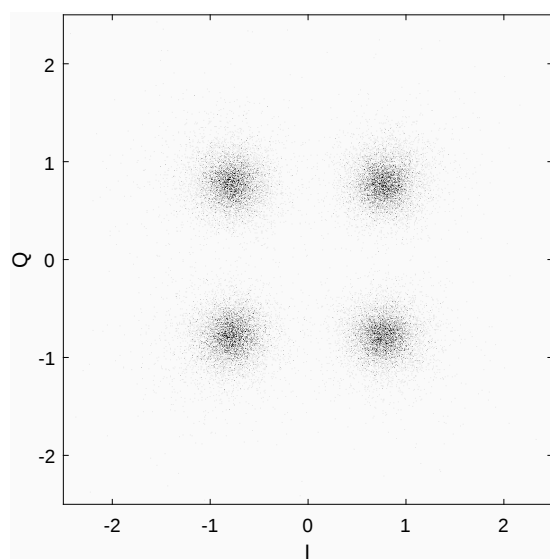


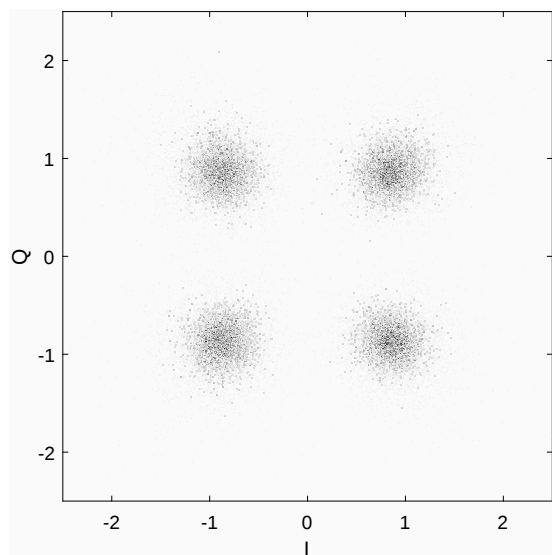
Figura 33 – Mapa de contorno da relação entre os pilotos e a BER do sistema para 128 subportadoras com: a) 5 pilotos; b) 10 pilotos; c) 15 pilotos; d) 20 pilotos e e) 25 pilotos.



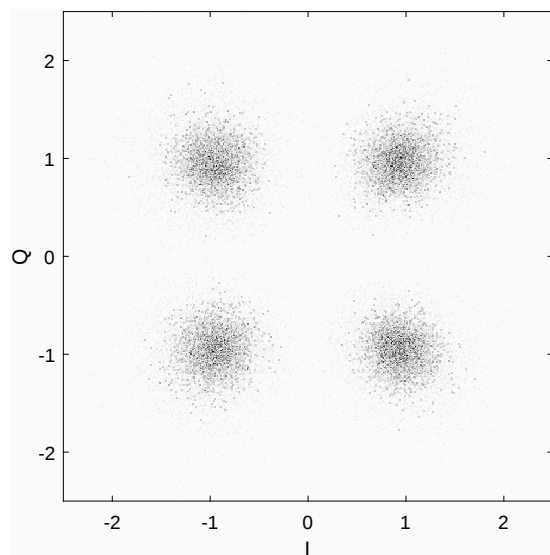
(a) 5 pilotos.



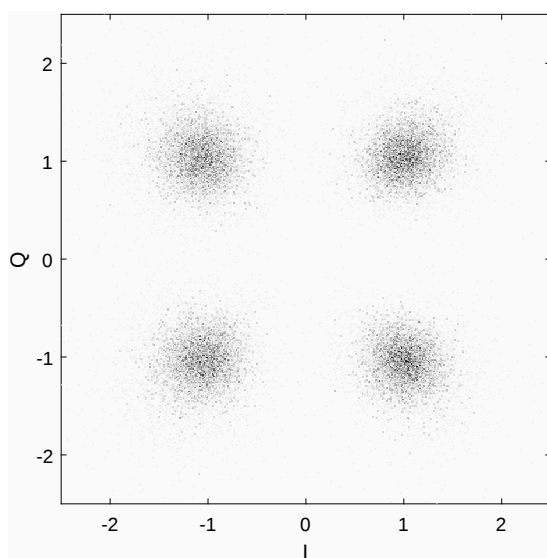
(b) 10 pilotos.



(c) 15 pilotos.



(d) 20 pilotos.



(e) 25 pilotos.

Figura 34 – Constelações obtidas para as simulações realizadas com 128 subportadoras.

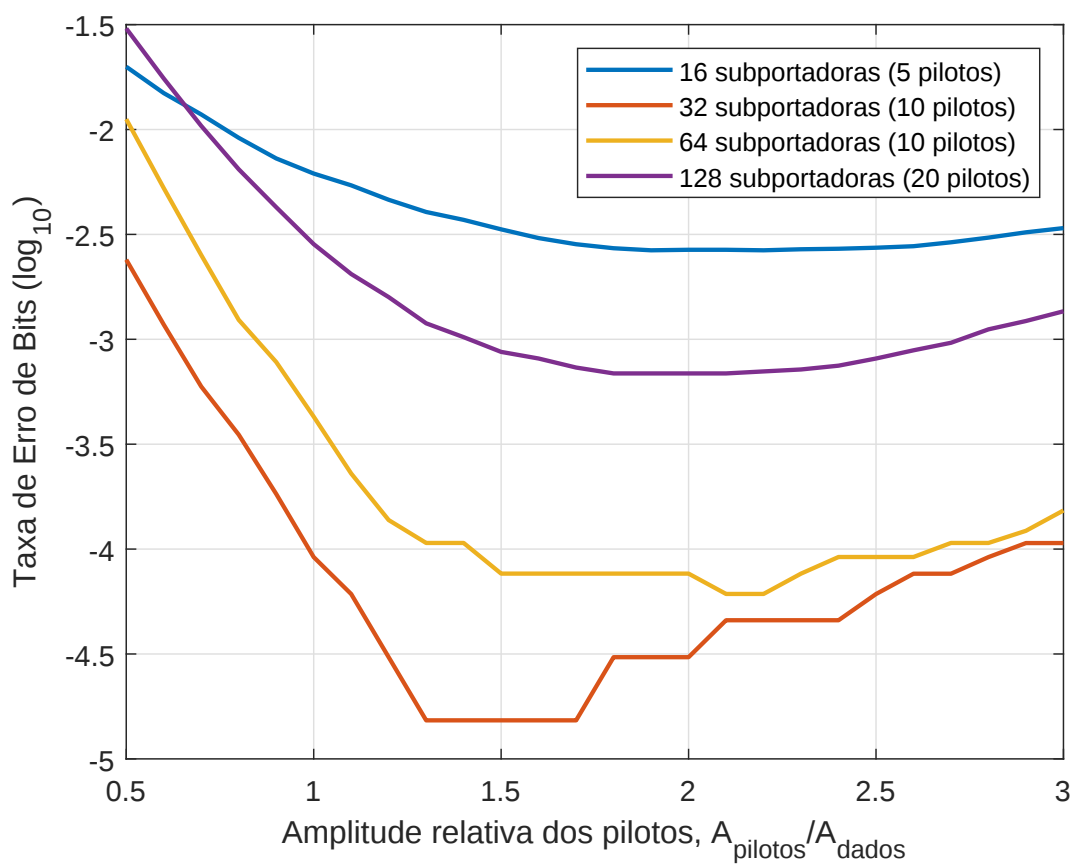


Figura 35 – Relação dos sistemas contendo os valores ótimos das subportadoras pilotos.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

No presente trabalho de conclusão de curso foi estudado a otimização de subportadoras pilotos em um sistema óptico OFDM-PON coerente de longo alcance. Para isso, foi necessário associar a técnica de modulação OFDM a uma rede PON de longa distância com uma fibra de 100 km. A metodologia se baseou em elaborar um modem OFDM e uma rede óptica, de modo que o sinal QPSK ou QAM gerado é modulado e demodulado pelo modem, contudo, antes de passar pelo processo de equalização na demodulação, o sinal atravessa um canal óptico, sujeito a sofrer efeitos ruidosos e fenômenos não lineares. O sinal após sua demodulação é analisado por meio da BER indicando a qualidade do sistema. Visando a menor BER possível na rede, foi proposta a análise profunda da subportadoras piloto, analisando o número de subportadoras inseridas e sua potência relativa, com a finalidade de descobrir valores ótimos para ambos os parâmetros.

Analisando os resultados obtidos, foi observado que para uma LR-PON o melhor sistema atuante é o de 32 subportadoras, de modo que o valor ótimo de subportadoras piloto é equivalente a 10, com uma amplitude relativa igual a 1,3. Para redes energeticamente eficientes, o melhor caso ocorre para 64 subportadoras, sendo 10 delas pilotos.

Apesar das outras simulações possuírem uma BER maior, foi possível concluir que para os melhores casos, em cada sistema analisado, todos indicam que a subportadoras pilotos deve possuir uma amplitude relativa maior do que as subportadoras de dados, a fim de realizar corretamente a sincronização dos dados e equalização do canal. Para os casos simulados, a amplitude relativa é cerca de 90% maior do que as subportadoras de dados.

Além disso, foi notado que a BER é alta para baixas e altas amplitudes relativas. A BER alta para baixas amplitudes relativa dos pilotos se dá devido a presença significativa do ruído, prejudicando a equalização do sinal. Já a alta taxa de erro de bit para amplitudes relativas dos pilotos consideravelmente maiores comparada a amplitude das subportadora de dados pode ser explicada devido a presença de não linearidades no sistema, causando problemas na sincronização e equalização dos dados.

Apesar dos resultados obtidos serem satisfatórios, a sua precisão pode aumentar significativamente aumentando o janelamento de análise, que como consequência, aumenta os bits simulados. Contudo, é necessário um *tradeoff*, de forma que o aumento dos bits simulados aumenta consideravelmente o tempo de simulação. Desse modo, os futuros estudos da pesquisa se baseiam na ideia de alterar todas as variáveis influentes no sistema, a fim de torná-lo mais complexo para se obter resultados mais precisos.

O estudo dos valores ótimos das subportadoras piloto e das suas amplitudes colaboram significativamente para a elaboração das redes ópticas complexas requisitadas atualmente,

e será de grande auxílio não apenas para o grupo de pesquisa, mas sim para toda a comunidade científica da área.

APÊNDICE

A. CODIFICAÇÃO DO MODEM OFDM

Neste apêndice será apresentado o modem OFDM elaborado, formado por uma codificação dos parâmetros necessários para a geração e processamento sinal, além da modulação e demodulação.

```
1 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2 OFDM_flexible_modem
3 Parameters to configure both the modulator and the demodulator
4 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
5
6
7 %%————— Signal parameters —————%%
8
9 RandomSeed = 1; % Random seed for
    PRBS generator (both mod and demod)
10 M = 2; % Number of bits per
    QPSK/QAM symbol
11 Nsc_total = 128; % Number of data
    subcarriers
12 Nsc_pilots = 25; % Number of pilots
    subcarriers
13 %Nsc_total = 64;
14 %Nsc_pilots = 10; % Number of pilots
    subcarriers
15 Nsc_data = Nsc_total-Nsc_pilots; % Number of data
    subcarriers
16 CP_percentage = 17; % Percentage of CP
17
18 %%————— Pilots parameters —————%%
19
20 flag_pilots = 1; % if 1 constant pilots // if 2 variant
    pilots
21
22 % Parameters for constant pilots
```

```

23     %Amp_pilots = 3;                                     %Pilots amplitude1
        *1+2*12+0.75*
24     Phase_pilots = 0;                                     %Pilots phase
25
26     % Parameters for variant pilots
27     Amp_diff_pilots = 3;                                   %Pilots amplitude
28     Phase_diff_pilots = pi/2;                             %Pilots phase
29
30 %%————— IF parameters —————%%
31
32     flag_IF = 0;
33     f_IF = 2.5e9;

1  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2  Modulator function
3  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
4
5  function [s_I, s_Q] = modulator_for_VPI(SampleRateDefault,
        TimeWindow, UserBitRate, Pfinal, Amp_pilots)
6
7  %% Load parameters and validate the configuration
8  parameters_for_VPI;
9  fprintf( '\n' )
10 fprintf( 'The time window to be simulated is: %E s\n', TimeWindow)
        ;
11 fprintf( 'The sample rate default is: %E s\n', SampleRateDefault);
12 fprintf( 'The user bit rate: %E s\n', UserBitRate);
13
14 % Initial parameters and calculations
15 DeltaT = 1/SampleRateDefault;
16 Nsamples = TimeWindow/DeltaT;
17
18 %%————— Previous calculations
        —————%%
19
20 Nsc = Nsc_data + Nsc_pilots;                               % total of subcarriers
21 Nbits_per_OFDM = Nsc_data*M;                               % number of bits per
        OFDM symbol
22 Ncp = round(Nsc*CP_percentage/100);                       % Number of samples per
        OFDM symbol for CP

```

```

23 NS_per_OFDM = Nsc+Ncp; % number of samples per
    OFDM symbol
24 T_OFDM = Nbits_per_OFDM/UserBitRate; % OFDM symbol period
25 Nsym_OFDM = floor(TimeWindow/T_OFDM); % Number of OFDM symbols
26 Nbits = Nsym_OFDM*Nsc_data*M; % number of bits to be
    simulated
27
28 % Time discretization and vectors
29 Ts_OFDM = T_OFDM/NS_per_OFDM; % Sampling period
    digital domain
30 NS_dig = NS_per_OFDM*Nsym_OFDM; % Number of samples of
    OFDM symbols in dig. domain
31 T_OFDM_dig = NS_dig*Ts_OFDM; % Time of OFDM symbols
    in dig. domain
32 td = 0:Ts_OFDM:TimeWindow-Ts_OFDM;
33 ta = linspace(0,TimeWindow,Nsamples+1);
34 ta = ta(1:red-1);
35 Td = td(2)-td(1);
36 Ta = ta(2)-ta(1);
37 OS = Td/Ta; % Oversampling factor
38
39 % Frequency vectors
40 Fsa = 1/Ta; % Sampling frequency in
    the analogue domain
41 ta = (0:Nsamples-1)*Ta; % Time vector in the
    digital domain
42 DeltaFa = 1/ta(red); % Frequency resolution
    in the frequency domain
43 fa = (0:length(ta)-1)*DeltaFa-Fsa/2;
44
45 fprintf('The number of OFDM symbols to be simulated is: %f\n',
    Nsym_OFDM);
46 fprintf('The number of bits to be simulated is: %f\n',Nbits);
47 fprintf('The oversampling constant is: %f\n',OS);
48
49 %%———— PRBS generation —————%%
50 rng(RandomSeed);
51 s_1 = randi([0,1],1,Nbits); %randi
    generate a PRBS

```

```

52 figure ;
53 stairs(s_1)
54 title('PRBS')
55
56 % QPSK/QAM mapping
57 s_2 = mapping(s_1,M); %Mapping
    function
58
59 figure ; plot(real(s_2),imag(s_2),'o')
60 title('mapping')
61 xlabel('I')
62 ylabel('Q')
63
64 % Serial to parallel
65 s_3 = reshape(s_2,Nsc_data,[],[]); %Reshape
    mapping
66 figure ; plot(real(s_3),imag(s_3),'o')
67 title('parallel')
68 xlabel('I')
69 ylabel('Q')
70
71 % AddPilots
72 s_4 = AddPilots(s_3,Amp_pilots); %Add Pilots Function
73
74 % IFFT
75 s_5 = ifft(ifftshift(s_4)); %IFFT
76
77 % Add CP
78 Ncp = round(Nsc*CP_percentage/100); %Use CP in
    percentage (must round values)
79 Ncp_1 = floor(Ncp/2);
80 Ncp_2 = ceil(Ncp/2);
81 s_6 = [s_5(end-Ncp_1+1:end,:);s_5;s_5(1:Ncp_2,:)] ;
82
83 % Parallel to serial
84 s_7 = reshape(s_6,1,[]); %Reshape to
    make the conversion
85 s_7_aux = zeros(size(td));
86 s_7_aux(1:length(s_7)) = s_7;

```

```

87 %
88 figure;
89 subplot(4,1,1); plot(real(s_4),imag(s_4),'o')
90 title('s_4 pilots')
91 subplot(4,1,2); plot(abs(s_4))
92 subplot(4,1,3); plot(real(s_7))
93 subplot(4,1,4); plot(td,real(s_7_aux))
94
95 % Interpolation
96 %s_8 = interpft(s_7_aux,length(ta));
97 s_8 = interp1(td,s_7_aux,ta,'spline','extrap');
98
99 fd = (0:(length(s_7)-1))*(1/(length(s_7)*Td))-1/(2*Td);
100
101 % Signal before CP
102 figure(101); hold on;
103 plot(abs(s_5(:,floor(Nsym_OFDM/2))));
104
105 % Signal before serial to parallel
106 figure(102); hold on;
107 plot(abs(s_6(:,floor(Nsym_OFDM/2))),'o')
108
109 % Analog and digital signals
110 figure(103); hold on;
111 Kaux = sqrt(sum(s_8.^2));
112 plot(ta,real(s_8)/Kaux,'b','linewidth',1)
113 plot(td,real(s_7_aux)/Kaux,'ok','markerfacecolor','b')
114
115 % Conversion to f_IF if necessary
116 if flag_IF == 0
117     s_tx = s_8;
118 else
119     s_9 = real(s_8.*exp(1j*2*pi*f_IF*ta));
120     s_tx = s_9;
121     figure;
122     size(s_9)
123     size(fa)
124     plot(fa,20*log10(abs(fftshift(fft(s_9)))));
125 end

```

```

126
127 Psignal = sum(abs(s_tx).^2)/length(s_tx);
128 s_tx = s_tx/sqrt(Psignal)*sqrt(Pfinal);
129 % Create the structures for VPI
130
131 % Analog I and Q signals
132 figure(104); hold on;
133 plot(ta,real(s_tx),'b','linewidth',1)
134 plot(ta,imag(s_tx),'r','linewidth',1)
135
136 figure(105)
137 plot(10*log10(fftshift(abs(fft(real(s_tx)))))))
138
139 fprintf('The power of the in-phase signal is: %f\n',sum((real(
    s_tx)).^2)/length(s_tx))
140 fprintf('The power of the quadrature signal is: %f\n',sum((imag(
    s_tx)).^2)/length(s_tx))
141
142 %pause(5)
143 %close all;
144
145 % s_I
146 s_I.type = 'esignal';
147 s_I.boundaries = 'Periodic';
148 s_I.dt = 1/SampleRateDefault;
149 s_I.df = 1/TimeWindow;
150 s_I.t0 = 0;
151 s_I.T = TimeWindow/s_I.dt;
152 s_I.fs = TimeWindow/s_I.dt;
153
154 band.type = 'eband';
155 band.fs = TimeWindow/s_I.dt;
156 band.E = real(s_tx);
157 band.labelset = {};
158 s_I.band = band;
159
160 % s_Q
161 s_Q.type = 'esignal';
162 s_Q.boundaries = 'Periodic';

```

```

163 s_Q.dt = 1/SampleRateDefault;
164 s_Q.df = 1/TimeWindow;
165 s_Q.t0 = 0;
166 s_Q.T = TimeWindow/s_Q.dt;
167 s_Q.fs = TimeWindow/s_Q.dt;
168
169 band.type = 'eband';
170 band.fs = TimeWindow/s_Q.dt;
171 band.E = imag(s_tx);
172 band.labelset = {};
173 s_Q.band = band;
174
175 end

1 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2 Mapping function
3 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
4
5 function [symbol dec_signal] = mapping(data,M)
    % Function structure
6 i = sqrt(-1);
7
8
9 if M==2 %QPSK
10     l = 1;
11     symbol=[];
12     % Vectors
13     dec_signal =[];
14     % Vectors
15
16     data_mat= reshape(data,2,[]);
17     % Reshape data with vector
18     symbol=data_mat;
19     weight_mat = repmat([2; 1],1,length(data)/2);
20     % Replicate and tile array
21     dec_signal = sum(data_mat.*weight_mat);
22
23     % grey code for DQPSK
24     %
25     % 01 11      1 3

```

```

22     % 00    10        0    2
23
24     grey_table = [
25
26                                     % Structure
27         of mapping for DQPSK
28         -1+i;
29         -1-i;
30         1+i;
31         1-i ];
32
33     symbol=grey_table(dec_signal+1);
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
elseif M==4 %16QAM
    l = 1; %data1 = data;
    data_mat = reshape(data,4,[]);
    symbol=data_mat;
    weight_mat = repmat([8; 4; 2; 1],1,length(data)/4);
    dec_signal = sum(data_mat.*weight_mat);
    %data(1:12)
    %data_mat(:,1:4)
    %dec_signal(1:4)
    % grey code for 16QAM
    %
    % 0010    0110    1110    1010        2    6    14    10
    % 0011    0111    1111    1011        3    7    15    11
    % 0001    0101    1101    1001        1    5    13    9
    % 0000    0100    1100    1000        0    4    12    8
    grey_table = [
        -3-3i; -1-3i; 3-3i; 1-3i;
        -3-i;  -1-i;  3-i;  1-i;
        -3+3i; -1+3i; 3+3i; 1+3i;
        -3+i;  -1+i;  3+i;  1+i ];
    symbol=grey_table(dec_signal+1);
end

```

```

1  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2      AddPilots function
3  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
4
5
6  function s_out = AddPilots(s_in,Amp_pilots)
7
8  % Load parameters
9  parameters_for_VPI;
10
11 % Calculate the vector indicating whether the subcarrier is a
    pilot or not
12 is_pilot = PilotPosition(Nsc_data,Nsc_pilots);
13
14 % size of the input signal (before pilots)
15 [n,m] = size(s_in);
16
17 data_counter = 1;
18 s_out = zeros(Nsc_pilots+Nsc_data,m);
19 counter_aux = 0;
20 for counter = 1:length(is_pilot)
21     if is_pilot(counter) == 1
22         if flag_pilots == 1
23             s_out(counter,:) = Amp_pilots*ones(1,m)*exp(1j*
                Phase_pilots);
24         else flag_pilots == 2
25             s_out(counter,:) = Amp_diff_pilots*ones(1,m)*exp(1j*
                Phase_diff_pilots*counter_aux);
26             counter_aux = counter_aux+1;
27         end
28     else
29         s_out(counter,:) = s_in(data_counter,:);
30         data_counter = data_counter+1;
31     end
32 end
33
34 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
35      Demodulator function
36 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
37
38

```

```

5 function [BER_ec,BER_EVM] = demodulator(Input_I,Input_Q,
    SampleRateDefault,TimeWindow,UserBitRate,Amp_pilots)
6     %close all;
7
8     % Load parameters
9     parameters_for_VPI;
10
11     % Initial parameters and calculations
12     DeltaT = 1/SampleRateDefault;
13     Nsamples = TimeWindow/DeltaT;
14
15     %%----- Previous calculations
16     -----%%
17     Nsc = Nsc_data + Nsc_pilots;           % total of
        subcarriers
18     Nbits_per_OFDM = Nsc_data*M;           % number of bits per
        OFDM symbol
19     Ncp = round(Nsc*CP_percentage/100);    % Number of samples
        per OFDM symbol for CP
20     NS_per_OFDM = Nsc+Ncp;                 % number of samples
        per OFDM symbol
21     T_OFDM = Nbits_per_OFDM/UserBitRate;   % OFDM symbol period
22     Nsym_OFDM = floor(TimeWindow/T_OFDM);  % Number of OFDM
        symbols
23     Nbits = Nsym_OFDM*Nsc_data*M;           % number of bits to
        be simulated
24
25     % Time discretization and vectors
26     Ts_OFDM = T_OFDM/NS_per_OFDM;          % Sampling period
        digital domain
27     NS_dig = NS_per_OFDM*Nsym_OFDM;        % Number of samples
        of OFDM symbols in dig. domain
28     T_OFDM_dig = NS_dig*Ts_OFDM;           % Time of OFDM
        symbols in dig. domain
29     td = 0:Ts_OFDM:TimeWindow-Ts_OFDM;
30     ta = linspace(0,TimeWindow,Nsamples+1);
31     ta = ta(1:end-1);
32     Td = td(2)-td(1);

```

```

33     Ta = ta(2)-ta(1);
34     OS = Td/Ta;                                     % Oversampling
        factor
35
36     % Frequency vectors
37     Fsa = 1/Ta;                                     % Sampling frequency
        in the analogue domain
38     ta = (0:Nsamples-1)*Ta;                         % Time vector in the
        digital domain
39     DeltaFa = 1/ta(end);                             % Frequency
        resolution in the frequency domain
40     fa = (0:length(ta)-1)*DeltaFa-Fsa/2;
41
42     %————— Capture the signal ————— %%
43     s_rx = Input_I.band.E+1i*Input_Q.band.E;
44
45     % Read the received signal
46     s_9 = s_rx;
47
48     % Conversion to f_IF if necessary
49     if flag_IF == 0
50         s_8 = s_9;
51     else
52         s_9_aux = hilbert(s_9);
53         s_8 = s_9_aux.*exp(-1j*2*pi*f_IF*ta);
54         figure;
55         plot(fa,20*log10(abs(fftshift(fft(s_8)))));
56     end
57
58     % Interpolation
59     s_7 = interp1(ta,s_8,td);
60
61     figure(103); hold on;
62     Kaux = sqrt(sum(s_8.^2));
63     plot(ta,real(s_8)/Kaux,'r')
64     plot(td,real(s_7)/Kaux,'ok','markerfacecolor','r')
65     title('ADC')
66
67     % Serial to parallel

```

```

68     s_7_aux = s_7(1:NS_dig);
69     s_6 = reshape(s_7_aux,[],Nsym_OFDM);
70     figure;
71     plot(real(s_6),imag(s_6),'o')
72     title('Paralelization')
73     xlabel('I')
74     ylabel('Q')
75
76     % Remove CP
77     Ncp = round(Nsc*CP_percentage/100);
78     Ncp_1 = floor(Ncp/2);
79     Ncp_2 = ceil(Ncp/2);
80     s_5 = s_6(Ncp_1+1:end-Ncp_2,:);
81
82     figure;
83     plot(abs(fftshift(fft(s_5))))
84
85     figure; hold on;
86     plot(abs(s_6(:,floor(Nsym_OFDM/2))))
87     title('paral 102')
88
89     % M is the number of points in the constellation
90     L = sqrt(M);
91
92     figure; hold on;
93     plot(abs(s_5(:,floor(Nsym_OFDM/2))))
94
95     % FFT
96     s_4 = fftshift(fft(s_5));
97     %s_4 = (fft(s_5));
98
99     figure; plot(real(s_4(1,:)))
100
101     figure;
102     h= histogram2(reshape(real(s_4),[],1),reshape(imag(s_4),
        [],1),300,...
103         'DisplayStyle','tile','linestyle','none');
104     colormap(flipud(bone))
105     axis([-3e-3,3e-3,-3e-3,3e-3])

```

```

106     axis('square')
107     box on
108     xlabel('I')
109     ylabel('Q')
110     set(gca,'xtick',[-2e-3:1e-3:2e-3]);
111     set(gca,'ytick',[-2e-3:1e-3:2e-3]);
112
113
114     % Pilot-aided equalization
115     [s_3,s_3_pilots] = PilotEqualization(s_4,Amp_pilots);
116
117     figure; plot(real(s_3),imag(s_3),'.')
118     title('s_3 (dem)')
119
120     % Parallel to serial
121     s_2 = reshape(s_3,(Nbits/M),1);
122     figure; plot(real(s_2),imag(s_2),'o')
123     title('s_2 demodulado serial')
124
125
126     % demapping
127     s_1 = demapping(s_2,M);
128
129     % error counting
130     rng(RandomSeed);
131     s_tx = randi([0,1],1,Nbits);
132
133     figure; hold on;
134     plot(s_1==s_tx,'b')
135
136
137     BER = sum(1-(s_1==s_tx))/Nbits;
138     fprintf('The BER by error counting is %f\n',BER)
139     BER_ec = BER;
140
141     % error estimation through EVM
142     s_2_EVM = mapping(s_tx,M);
143     error_1 = s_2-s_2_EVM;
144

```

```

145     figure; hold on
146     h= histogram2( real(s_2),imag(s_2),600,...
147         'DisplayStyle','tile','linestyle','none');
148     colormap(flipud(bone))
149     set(gca,'Color','w')
150     axis([-2.5,2.5,-2.5,2.5])
151     axis('square')
152     box on
153     xlabel('I')
154     ylabel('Q')
155     set(gca,'xtick',[-2:2]);
156     set(gca,'ytick',[-2:2]);
157
158
159     EVM = sqrt(mean(abs(error_1).^2)/mean(abs(s_2).^2));
160
161
162     M = 2^M;
163     L = sqrt(M);
164     Q1 = sqrt((3*log2(L)/(L^2-1))*2/(EVM^2*log2(M)));
165     BER_EVM=2*(1-1/L)/log2(L)*erfc(Q1/sqrt(2))/2;
166
167
168     fprintf('The EVM is %f\n',EVM)
169
170     fprintf('Finished, please quit!\n')
171 end
172 %{
173     % Read the received signal
174     s_9 = s_rx;
175
176     % Conversion to f_IF if necessary
177     if flag_IF == 0
178         s_8 = s_9;
179     else
180         s_9_aux = hilbert(s_9);
181         s_8 = s_9_aux.*exp(-1j*2*pi*f_IF*ta);
182         figure;
183         plot(fa,20*log10(abs(fftshift(fft(s_8)))));

```

```

184     end
185
186     figure ;
187     plot(abs(fftshift(fft(s_8))));
188
189     % ADC (using ideal sampling)
190
191     % Interpolation
192     s_7 = interp1(ta,s_8,td);
193
194     figure(103);
195     plot(ta,real(s_8),'r')
196     plot(td,real(s_7),'ok','markerfacecolor','r')
197     title('ADC 103')
198
199     % Serial to parallel
200
201     s_7_aux = s_7(1:NS_dig);
202     s_6 = reshape(s_7_aux,[],Nsym_OFDM);
203     figure;
204     plot(real(s_6),imag(s_6),'o')
205     title('Paralelization')
206     xlabel('I')
207     ylabel('Q')
208
209     % Remove CP
210     Ncp = round(Nsc*CP_percentage/100);
211     Ncp_1 = floor(Ncp/2);
212     Ncp_2 = ceil(Ncp/2);
213     s_5 = s_6(Ncp_1+2:end-Ncp_2+1,:);
214
215     figure;
216     plot(abs(fftshift(fft(s_5))));
217
218
219     figure(102); hold on;
220     plot(abs(s_6(:,floor(Nsym_OFDM/2))));
221     title('paral 102')
222

```

```

223 % M is the number of points in the constellation
224 L = sqrt(M);
225
226 %Pb = (2*(1-1/L)/log2(L))*erfc(sqrt()) (3*log2(L)/(L^2 - 1)
      )*(2/
227 figure(101); hold on;
228 plot(abs(s_5(:, floor(Nsym_OFDM/2))))
229 title('Remove CP')
230
231 % FFT
232 s_4 = fftshift(fft(s_5));
233
234 figure; plot(real(s_4(1,:)))
235 %kaixo
236
237 figure; plot(real(s_4),imag(s_4),'.')
238 title('s_4 (dem)')
239
240 % Pilot-aided equalization
241 [s_3,s_3_pilots] = PilotEqualization(s_4);
242
243 figure; plot(real(s_3),imag(s_3),'.')
244 title('s_3 (dem)')
245
246 % Parallel to serial
247 s_2 = reshape(s_3,(Nbits/M),1);
248 figure; plot(real(s_2),imag(s_2),'o')
249 title('s_2 demodulado serial')
250
251 % demapping
252 s_1 = demapping(s_2,M);
253
254 % error counting
255 rng(RandomSeed);
256 s_tx = randi([0,1],1,Nbits);
257 BER = sum(1-(s_1==s_tx))/Nbits;
258 fprintf('The BER by error counting is %f\n',BER)
259 BER_ec = BER;
260

```

```

261     % error estimation through EVM
262     s_2_EVM = mapping(s_tx,M);
263     error_1 = s_2-s_2_EVM;
264
265     figure; hold on
266     plot(real(s_2),imag(s_2),'.b')
267     plot(real(s_2_EVM),imag(s_2_EVM),'+r','linewidth',2)
268
269     EVM = sqrt(mean(abs(error_1).^2));
270     Q0=3*log2(L)/(L*L-1);
271     Q1=Q0*2/((EVM^2)*log2(M));
272     Q3=erfc(sqrt(Q1)/sqrt(2));
273     P=2*(1-(1/L))/(log2(L));
274     BER_EVM=P*Q3/2;
275
276     fprintf('The EVM is %f\n',EVM)
277
278 end

1  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2  Pilot Position function
3  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
4
5  function ind_pilots = pilot_position(Nsc_data,Nsc_pilots)
6
7  Nsc = Nsc_data + Nsc_pilots; %%%total of subcarriers
8
9  index_pilots = round(linspace(1,Nsc,Nsc_pilots));
10
11 ind_pilots = zeros(1,Nsc_pilots);
12 ind_pilots(index_pilots) = 1;

1  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2  AddPilots function
3  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
4
5  function [s_out_data,s_out_pilots] = PilotEqualization(s_in,
    Amp_pilots)
6
7  % Load parameters

```

```

8     parameters_for_VPI;
9
10
11     % Calculate the vector indicating whether the subcarrier is
        a pilot or not
12     is_pilot = PilotPosition(Nsc_data,Nsc_pilots);
13
14     % We find the indeces of the pilots and the data
15     ind_pilots = find(is_pilot == 1);
16     ind_data = find(is_pilot == 0);
17
18     % We estimate the channel transfer function for each symbol
19     [m,n] = size(s_in);
20
21
22     % We inititalize the equalization matrix
23     equalization_matrix = [];
24     for aux_symbol = 1:n
25         % Ideal pilot values
26         if flag_pilots == 1
27             pilot_values = Amp_pilots*exp(1j*Phase_pilots)*ones(
                length(ind_pilots),1);
28         elseif flag_pilots == 2
29             pilot_values = [];
30             for aux_counter = 1:length(ind_pilots)
31                 aux_value = pi/2;
32                 pilot_values = [pilot_values; Amp_diff_pilots*
                    exp(1j*aux_value)];
33                 aux_value = aux_value+Phase_diff_pilots;
34             end
35         end
36         rx_pilot_values = s_in(ind_pilots,aux_symbol);
37
38         plot(ind_pilots,unwrap(angle(rx_pilot_values)),'.-b')
39
40         % We calculate the equalization vector
41         eq_vect_pilots = pilot_values./rx_pilot_values;
42
43         plot(ind_pilots,unwrap(angle(eq_vect_pilots)),'.-r')

```

```

44
45     % Interpolation (note that it has to be in amp. and
46         phase)
47     eq_vect_pilots_abs = abs(eq_vect_pilots);
48     eq_vect_pilots_angle = unwrap(angle(eq_vect_pilots));
49
50     eq_vector_abs = interp1(ind_pilots,eq_vect_pilots_abs,1:
51         m);%, 'spline ');
52     eq_vector_angle = interp1(ind_pilots ,
53         eq_vect_pilots_angle,1:m);%, 'spline ');
54
55     eq_vector = eq_vector_abs.*exp(-1j*eq_vector_angle);
56     equalization_matrix = [equalization_matrix ,eq_vector '];
57
58 end
59
60
61 s_out = s_in.*equalization_matrix;
62 s_out_data = s_out(ind_data,:);
63 s_out_pilots = s_out(ind_pilots,:);
64
65 end
66
67 s_out_pilots = s_equal(ind_pilots,:);
68
69 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
70
71 Demapping function
72 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
73
74
75 function [bin_output,Dec] = demapping(dataIQ,M)
76
77
78 if M == 2 %Number per symbol (BPSK)
79     l=1
80     bin_output = [];
81     Dec = [];
82     Icomp =real(dataIQ);
83     Qcomp =imag(dataIQ);
84
85
86     for aux = 1:length(dataIQ)
87         if (Icomp(aux)<=0)&&(Qcomp(aux)<=0)
88             bin_output = [bin_output , [0 1]];
89             Dec = [Dec 0];

```

```

18         elseif (Icomp(aux)>0)&&(Qcomp(aux)<=0)
19             bin_output = [bin_output, [1 1]];
20             Dec = [Dec 1];
21         elseif (Icomp(aux)<=0)&&(Qcomp(aux)>0)
22             bin_output = [bin_output, [0 0]];
23             Dec = [Dec 2];
24         elseif (Icomp(aux)>0)&&(Qcomp(aux)>0)
25             bin_output = [bin_output, [1 0]];
26             Dec = [Dec 3];
27         end
28     end
29
30     elseif M == 4 %Number per symbol (QPSK)
31
32         % Grey code inversion
33         % 0010 0110 1110 1010
34         % 0011 0111 1111 1011
35         % 0001 0101 1101 1001
36         % 0000 0100 1100 1000
37
38         bin_output = [];
39         Dec = [];
40         Icomp = real(dataIQ);
41         Qcomp = imag(dataIQ);
42
43         for aux = 1:length(dataIQ)
44             if (Icomp(aux)<=-2)&&(Qcomp(aux)<=-2)
45                 bin_output = [bin_output, [0 0 0 0]];
46                 Dec = [Dec 0];
47             elseif (Icomp(aux)<=-2)&&(-2<Qcomp(aux))&&(Qcomp(aux)
<=0)
48                 bin_output = [bin_output, [0 1 0 0]];
49                 Dec = [Dec 4];
50             elseif (Icomp(aux)<=-2)&&(0<Qcomp(aux))&&(Qcomp(aux)<=2)
51                 bin_output = [bin_output, [1 1 0 0]];
52                 Dec = [Dec 12];
53             elseif (Icomp(aux)<=-2)&&(2<Qcomp(aux))
54                 bin_output = [bin_output, [1 0 0 0]];
55                 Dec = [Dec 8];

```

```

56     elseif (Icomp(aux)>-2)&&(Icomp(aux)<=0)&&(Qcomp(aux)
      <=-2)
57         bin_output = [bin_output, [0 0 0 1]];
58         Dec = [Dec 1];
59     elseif (Icomp(aux)>-2)&&(Icomp(aux)<=0)&&(-2<Qcomp(aux))
      &&(Qcomp(aux)<=0)
60         bin_output = [bin_output, [0 1 0 1]];
61         Dec = [Dec 5];
62     elseif (Icomp(aux)>-2)&&(Icomp(aux)<=0)&&(0<Qcomp(aux))
      &&(Qcomp(aux)<=2)
63         bin_output = [bin_output, [1 1 0 1]];
64         Dec = [Dec 13];
65     elseif (Icomp(aux)>-2)&&(Icomp(aux)<=0)&&(2<Qcomp(aux))
66         bin_output = [bin_output, [1 0 0 1]];
67         Dec = [Dec 9];
68
69     elseif (Icomp(aux)>0)&&(Icomp(aux)<=2)&&(Qcomp(aux)<=-2)
70         bin_output = [bin_output, [0 0 1 1]];
71         Dec = [Dec 3];
72     elseif (Icomp(aux)>0)&&(Icomp(aux)<=2)&&(-2<Qcomp(aux))
      &&(Qcomp(aux)<=0)
73         bin_output = [bin_output, [0 1 1 1]];
74         Dec = [Dec 7];
75     elseif (Icomp(aux)>0)&&(Icomp(aux)<=2)&&(0<Qcomp(aux))
      &&(Qcomp(aux)<=2)
76         bin_output = [bin_output, [1 1 1 1]];
77         Dec = [Dec 15];
78     elseif (Icomp(aux)>0)&&(Icomp(aux)<=2)&&(2<Qcomp(aux))
79         bin_output = [bin_output, [1 0 1 1]];
80         Dec = [Dec 11];
81
82     elseif (Icomp(aux)>2)&&(Qcomp(aux)<=-2)
83         bin_output = [bin_output, [0 0 1 0]];
84         Dec = [Dec 2];
85     elseif (Icomp(aux)>2)&&(-2<Qcomp(aux))&&(Qcomp(aux)<=0)
86         bin_output = [bin_output, [0 1 1 0]];
87         Dec = [Dec 6];
88     elseif (Icomp(aux)>2)&&(0<Qcomp(aux))&&(Qcomp(aux)<=2)
89         bin_output = [bin_output, [1 1 1 0]];

```

```

90         Dec = [Dec 14];
91     elseif (Icomp(aux)>2)&&(2<Qcomp(aux))
92         bin_output = [bin_output, [1 0 1 0]];
93         Dec = [Dec 10];
94     else
95         bin_output = [bin_output, [0 0 0 0]];
96         Dec = [Dec 1];
97     end
98 end
99
100 end
101 end

```

REFERÊNCIAS

- [1] Jim Zyren and Wes McCoy. *Overview of the 3GPP long term evolution physical layer*. Freescale Semiconductor, Inc., white paper, 2007.
- [2] Santos, J. G. Desempenho do OFDM em um sistema óptico no espaço livre na presença de turbulência. UFES, Vitória, BA, Mai 2011.
- [3] Forouzan, Behrouz A. Comunicação de dados e redes de computadores. 3. ed. Porto Alegre: Bookman, 2006. 840 p.
- [4] Valdivia, N. C. L. Redes ópticas WDM com base em economia de energia. USP, São Carlos, SP. 2014.
- [5] Giacomidis, E. *Pilot optimization for time-delay and channel estimation in OFDM systems*. Journal of Optical Communications and Networking. Out 2012.
- [6] Araujo, M. R. Santos, A. S. França, T. S. Pires, S. S. Peixoto, M. L. M. Rios, R. Figueiredo, G. B. Alocação dinâmica de largura de banda com predição dos próximos GRANT em redes Long-Reach PON. UFBA, Salvador, BA. Simpósio Brasileiro de Redes de Computadores. Mai 2017.
- [7] Hu, R. Yang, Q. Xiao, X. Gui, T. Li, Z. Luo, M. Yu, S. You, S. *Direct-detection optical OFDM superchannel for long-reach PON using pilot regeneration*. Wuhan, China. Optics Express Vol. 21, Issue 22, pp. 26513-26519 (2013).
- [8] Peled, A.; Ruiz, A. *Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms*. In: *Acoustics, Speech, and Signal Processing*, IEEE International Conference on ICASSP '80. [S.l.: s.n.], 1980. v. 5, p. 964–967.
- [9] Pereira, E. V. Transmissão de Sinais OFDM com Envoltória Constante em Sistemas Ópticos com Detecção Coerente. UFES, Vitória, ES. Mar 2017.
- [10] Kumar, A. Gupta, M. *A review on OFDM and PAPR reduction techniques*. Department of ECE, JECRC University, Jaipur, India. Feb 2015.
- [11] Multiplexação por divisão de tempo e transmissão digital. Curso de telefonia digital. Disponível em: <http://www.sj.ifsc.edu.br/~fabiosouza/Tecnologo/Telefonia%201/Telefonia%20Digital%20TDM%20antiga.pdf>. Acesso em: 03 dez. 2018.
- [12] Pinto E. L, Albuquerque C. P. A técnica de transmissão OFDM. Instituto Militar de Engenharia, IME, Rio de Janeiro, RJ, Jun 2002.

- [13] David R. P., Técnica de Estimação de Canal Utilizando Símbolos Pilotos em Sistemas OFDM, PUC-RJ, Rio de Janeiro, RJ, Mai 2007.
- [14] Pereira R. J., Estudo da estimação de canal para sistemas OFDM baseada no arranjo *comb-type*, IFSC, São José, SC, Out 2015.
- [15] O que é Prefixo Cíclico (CP) no LTE?. Disponível em: <http://www.telecomhall.com.br/o-que-e-prefixo-ciclico-cp-no-lte.aspx>. Acesso em: 29 mar. 2018.
- [16] J. Armstrong. OFDM for optical communications. *Journal of Lightwave Technology*. 27(3):189-204, Feb 2009.
- [17] Junyi Li, Xinzhou Wu, and Rajiv Laroia. *OFDMA mobile broadband communications: A systems approach*. Cambridge University Press, 2013.
- [18] Neda Cvijetic. OFDM for next-generation optical access networks. *Journal of lightwave technology*, 30(4):384-398, 2012.
- [19] TV Digital I: Codificação, Formatação e Modulação. Disponível em: http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialaltvdiel1/pagina_3.asp. Acesso em: 10 nov. 2018.
- [20] *COFDM: CODED ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING*. Disponível em: <https://silvustechnologies.com/why-silvus/technology/introduction-to-cofdm/>. Acesso em: 28 nov. 2018
- [21] *FLASH-OFDM TECHNOLOGY*. Disponível em: <http://ic.mycdt.se/projectweb/42c13bdf2e759/Flash%20OFDM.html>. Acesso em: 30 dez. 2018.
- [22] LTE I: LTE. Disponível em: http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialltevoz1/pagina_3.asp. Acesso em 01 jan. 2019.
- [23] PON: Redes Ópticas de Acesso de Baixo Custo. Disponível em: <http://www.teleco.com.br/pdfs/tutorialpon.pdf>. Acesso em 07 jan. 2019.
- [24] J. M. S. Pinheiro. Redes Ópticas Passivas. Disponível em: <http://www.projetoederedes.com.br/artigos/artigo-redes-opticas-passivas-PON.php>. Acesso em 05 nov. 2018.
- [25] TV Digital I: Modulação OFDM. Disponível em: http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialtvdentr1/pagina_3.asp. Acesso em: 30 mar. 2018.
- [26] Sousa, M. A. A. *An FPGA-based SOM circuit architecture for online learning of 64-QAM data streams*. Instituto Federal de São Paulo, São Paulo, Brasil. Jul 2018.

- [27] O que é Prefixo Cíclico (CP) no LTE? Disponível em: <http://www.telecomhall.com.br/o-que-e-prefixo-ciclico-cp-no-lte.aspx>. Acesso em 20 Mar. 2018.
- [28] *Passive Optical Network (PON)*. Topologia. Disponível em: https://www.gta.ufrj.br/ensino/eel879/trabalhos_vf_2008_2/rafael_ribeiro/Topologia.html. Acesso em: 07 nov. 2018
- [29] Zhang, J. *Frequency-Domain Nonlinear Estimation and Equalization Using Intra-Symbol Averaging for 40-Gb/s/wavelength LR-PON*. Asia Communications and Photonics Conference (ACP). Out 2018.
- [30] Liu, J. *Clustered LR-PON with Hierarchical Architecture and WDM-OFDM-Combined DBA Scheme*. Opto-Electronics and Communications Conference (OECC). Jul 2015.
- [31] Keiser, G. *Optical fiber communications*. New York, McGraw-Hill, 1983.