

Tiago Augusto Duque Gomes da Costa

# **Avaliação Experimental de um Modem OFDM Adaptativo Descrito em VHDL**

Vitória, ES  
Dezembro de 2016



Tiago Augusto Duque Gomes da Costa

## **Avaliação Experimental de um Modem OFDM Adaptativo Descrito em VHDL**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica - Telecomunicações.

Universidade Federal do Espírito Santo

Departamento de Engenharia Elétrica

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Jair Adriano Lima Silva

Coorientador: Marcelo Eduardo Vieira Segatto

Vitória, ES

Dezembro de 2016

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)  
(Biblioteca Setorial Tecnológica,  
Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

---

C837a Costa, Tiago Augusto Duque Gomes da, 1988-  
Avaliação experimental de um modem OFDM adaptativo  
descrito em VHDL / Tiago Augusto Duque Gomes da Costa. –  
2016.  
133 f. : il.

Orientador: Jair Adriano Lima Silva.  
Coorientador: Marcelo Eduardo Vieira Segatto.  
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) –  
Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Multiplexação ortogonal por divisão de frequência.  
2. VHDL (Linguagem descritiva de hardware). 3. Modulação em  
amplitude. 4. Sistema óptico IM/DD. 5. Estimação e equalização  
de canal. 6. CAZAC (Amplitude constante com correlação zero).  
I. Silva, Jair Adriano Lima. II. Segatto, Marcelo Eduardo Vieira.  
III. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico.  
IV. Título.

CDU: 621.3

---

**TIAGO AUGUSTO DUQUE GOMES DA COSTA**

**AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DE UM MODEM OFDM  
ADAPTATIVO DESCRITO EM VHDL**

Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 02 de dezembro de 2016.

**COMISSÃO EXAMINADORA**

---

Prof. Dr. Jair Adriano Lima Silva  
Universidade Federal do Espírito Santo - Brasil  
Orientador

---

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto  
Universidade Federal do Espírito Santo - Brasil  
Coorientador

---

Prof. Dr. Jorge Leonid Aching Samatelo  
Universidade Federal do Espírito Santo - Brasil

---

Prof. Dr. Paulo de Tarso Neves Junior  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná- Brasil



# Agradecimentos

Deixo meu agradecimento, primeiramente, à minha família, que me deu suporte inquestionável e essencial a cada passo da minha jornada, me orientando nos momentos em que esta se mostrava tortuosa. Aos meus mestres, tanto de conhecimento, como de exemplo de caráter, Jair A. L. Silva e Marcelo E. V. Segatto, que me aconselharam e me guiaram em uma parceria que perdura por diversos anos. Aos meus amigos de mais longa data Arthur Maioli, Caio Maioli, David Maioli e Victor Fossi pelos momentos de descontração e amizade indubitável. Aos meus colegas de Labetel, que proporcionam um ambiente de trabalho produtivo, com pessoas de alta capacidade técnica e científica, mas sem deixar de ser um local agradável e de cumplicidade. Por fim, agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro oferecido. Muitos são os que auxiliaram e contribuíram para a conclusão deste trabalho, e, por isso, deixo a todos um agradecimento pleno e contínuo.





# Resumo

Nesta Dissertação de Mestrado propõe-se a implementação e a avaliação experimental de um circuito digital descrito em VHDL (*Very-High Hardware Description Language*), para comunicação de dados utilizando a técnica de multiplexação por divisão em frequências ortogonais OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). O circuito desenvolvido é apto para adequar-se a diferentes tipos de sistemas de comunicação, uma vez que possui flexibilidade nos parâmetros que configuram a quantidade de subportadoras, tanto de dados quanto de pilotos, tamanho em amostras do símbolo OFDM com extensão, duração da sequência para sincronismo de quadro, nível de modulação QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) nas subportadoras, quantidade de símbolos OFDM por quadro e resolução das operações realizadas. Além da capacidade de realizar diferentes níveis de modulação em cada subportadora transmitida, podendo isso ser modificado pós-síntese de acordo com o interesse do usuário, destaca-se o uso de uma sequência do tipo CAZAC (*Constant Amplitude Zero Autocorrelation*) durante o período de sincronismo de quadro, bem como uma proposta de estimador de canal com baixa complexidade computacional. Análises experimentais foram realizadas para a observação do comportamento do circuito proposto, avaliando-se a quantidade de recursos utilizados, a frequência de operação e a latência. A avaliação de suas características como sistema de comunicação foi feita em um sistema óptico com modulação de intensidade e detecção direta IMDD (*Intensity-Modulation and Direct-Detection*). Os resultados alcançados comprovaram a viabilidade técnica do modem desenvolvido.

**Palavras-chaves:** Modulação/multiplexação OFDM, descrição em VHDL, sistema óptico IMDD, estimação e equalização de canal, sequência de CAZAC, mapeamento QAM.



# Abstract

An implementation and an experimental evaluation of a digital circuit, described in very-high hardware description language, for data communication using orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is proposed in this Master's degree dissertation. The developed circuit has flexibility in the parameters that configure the number of data and pilot subcarriers, the cyclic extension of the OFDM symbol, the synchronization sequence size, the quadrature amplitude modulation (QAM) subcarrier level, the number of OFDM symbols per frame and operation's bit width. Hence, the proposed system is able to adapt to different communication systems. Beyond its ability to perform distinct levels of QAM mapping on each transmitted subcarrier, which can be done even post-synthesis, it should be highlighted the use of a constant amplitude zero autocorrelation sequence to perform frame synchronization, and the development of a low complexity algorithm for channel estimation. In order to assess the performance of the proposed modem as a digital circuit, experimental analysis are carried to evaluate the number of used resources, system operation's frequency and latency. As a communication system, its performance was experimentally evaluated in an intensity-modulation and direct-detection optical system. The results reached in this Dissertation proves the technical feasibility of the proposed modem.

**Key-words:** OFDM modulation, VHDL implementation, IMDD optical systems, channel estimation and equalization, CAZAC sequence and QAM subcarrier mapping.



# Lista de ilustrações

Figura 1 – Comparativo entre espectro do sinal FDM e OFDM. . . . .	32
Figura 2 – Inserção de portadoras piloto no sinal OFDM. . . . .	35
Figura 3 – Inserção do prefixo cíclico no sinal OFDM. . . . .	35
Figura 4 – CFO . . . . .	36
Figura 5 – Efeito do IMD em sistemas DD-OFDM. . . . .	39
Figura 6 – Fluxograma do processo de desenvolvimento. . . . .	43
Figura 7 – Digrama Funcional do Modem OFDM. . . . .	44
Figura 8 – Instâncias do Transmissor OFDM. . . . .	46
Figura 9 – Instâncias do Receptor OFDM. . . . .	47
Figura 10 – Exemplo de diagrama de constelação segundo um mapeador M-QAM. . . . .	48
Figura 11 – Funcionamento do Mapeador M-QAM para uma porta de 8 bits e M=16. . . . .	50
Figura 12 – Codificador Gray. . . . .	52
Figura 13 – Decodificador Gray. . . . .	52
Figura 14 – Codificação binária e codificação Gray unidimensional aplicada à constelação 16-QAM. . . . .	53
Figura 15 – Codificação Gray Aplicada aos eixos I e Q separadamente. . . . .	54
Figura 16 – Circuito Codificação Gray. . . . .	54
Figura 17 – Pausa na aquisição de dados para inserção de prefixo cíclico. . . . .	60
Figura 18 – Diagrama Funcional do Transmissor OFDM. . . . .	61
Figura 19 – Estrutura do quadro de transmissão. . . . .	62
Figura 20 – Estrutura do símbolo OFDM. . . . .	62
Figura 21 – Aquisição de dados do Transmissor. . . . .	63
Figura 22 – Implementação do Transmissor OFDM. . . . .	63
Figura 23 – (I)FFTs operando em paralelo. . . . .	64
Figura 24 – Detecção de Início de Quadro. . . . .	68
Figura 25 – Estimação de canal a partir das subportadoras piloto. . . . .	70
Figura 26 – Modelo de canal do tipo Dostert. . . . .	72
Figura 27 – Variação de EVM no método de subportadoras piloto . . . . .	73
Figura 28 – Diagrama de constelação para diferentes valores de $A_p$ . . . . .	74
Figura 29 – Modelo de Canal, <i>back to back</i> elétrico. Na figura (a), vislumbra-se o comportamento do código descrito em VHDL. Na figura(b) é possível observar, por exemplo, que o canal de transmissão é praticamente estático ao longo do tempo. . . . .	76
Figura 30 – Exemplo de saída do operador de divisão complexa. . . . .	80
Figura 31 – Funcionamento do Decisor <i>Hard Decode</i> (16-QAM). . . . .	81

Figura 32	– Implementação do Receptor OFDM. . . . .	82
Figura 33	– Início da operação do receptor. . . . .	83
Figura 34	– Dados saindo do receptor.. . . .	83
Figura 35	– Configuração dos experimentos em laboratório . . . . .	86
Figura 36	– Função de transferência do modulador Mach-Zehnder. . . . .	87
Figura 37	– Uso de LUTs no Transmissor. . . . .	90
Figura 38	– Uso de Registradores no Transmissor. . . . .	90
Figura 39	– Uso de LUTs no Receptor. . . . .	91
Figura 40	– Uso de Registradores no Receptor. . . . .	91
Figura 41	– Máxima frequência de operação. . . . .	92
Figura 42	– Latência por Tamanho de (I)FFT/FFT. . . . .	93
Figura 43	– Taxa de Erro de Sincronismo. . . . .	94
Figura 44	– EVM por resolução em bits, Transmissor. . . . .	95
Figura 45	– EVM por resolução, em bits, no Receptor. . . . .	96
Figura 46	– Diagrama de Constelação, <i>back to back</i> digital. . . . .	100
Figura 47	– Modelo de canal para transmissão <i>back to back</i> digital ao longo do tempo.100	
Figura 48	– Análise estatística do modelo de canal digital. . . . .	101
Figura 49	– Diagrama de Constelação (16 QAM), <i>back-to-back</i> elétrico. . . . .	101
Figura 50	– Modelo estimado de canal, <i>back to back</i> elétrico. . . . .	102
Figura 51	– Diagrama de Constelação ( <i>back-to-back</i> óptico). . . . .	102
Figura 52	– Modelo de canal ( <i>back-to-back</i> óptico). . . . .	103
Figura 53	– Diagrama de Constelação para enlace com 40 km de SSMF. . . . .	103
Figura 54	– Modelo de canal para enlace com 40 km de SSMF. . . . .	104
Figura 55	– Modelo de Canal Sistema Elétrico . . . . .	105
Figura 56	– Modelo de canal Sistema Óptico . . . . .	105
Figura 57	– Modelo da Fibra (SMF-40km) . . . . .	106
Figura 58	– EVM por tensão de bias e curva característica do MZM. . . . .	107
Figura 59	– BER por EVM. . . . .	108
Figura 60	– BER por EVM Teórico . . . . .	108
Figura 61	– Diagrama de Constelação ( <i>back-to-back</i> óptico). . . . .	109
Figura 62	– EVM médio por Subportadora ( <i>back to back</i> Ótico). . . . .	109
Figura 63	– Estimativa de Canal ( <i>back to back</i> Ótico) (Módulo). . . . .	110
Figura 64	– Estimativa de Canal ( <i>back to back</i> Ótico) (Fase). . . . .	110
Figura 65	– Análise de BER do sistema DD-OFDM implementado. . . . .	111
Figura 66	– Diagrama de constelação para diferentes níveis de potência. . . . .	111
Figura 67	– EVM por potência recebida no fotodetector. . . . .	112
Figura 68	– Diagrama de blocos do circuito de Sincronismo. . . . .	124
Figura 69	– Cálculo de $R(d)^2$ . . . . .	125

Figura 70 – Cálculo de $ P(d) $ .	125
Figura 71 – Módulo do sinal do transmissor.	125
Figura 72 – $ P(d) ^2$ .	126
Figura 73 – $M(d)$ , autocorrelação do sinal recebido.	126
Figura 74 – Módulo do sinal do transmissor com ruído AWGN.	127
Figura 75 – $M(d)$ - Divisao realizada no Matlab (Com ruído AWGN).	127
Figura 76 – $M(d)$ (Com ruído AWGN).	127
Figura 77 – Diagrama de constelacao ilustrativo.	130
Figura 78 – Relação EVM, SNR e BER para Modulação 16-QAM de um sistema OFDM em canal AWGN.	133
Figura 79 – Relação EVM, MER e BER para Modulação 4,16 e 64-QAM de um sistema OFDM em canal AWGN.	133





# Lista de tabelas

Tabela 1 – Bloco QAM. . . . .	49
Tabela 2 – Codificação Gray. . . . .	51
Tabela 3 – Interface do bloco para codificação Gray. . . . .	54
Tabela 4 – Interface do bloco para decodificação Gray. . . . .	55
Tabela 5 – Interface do componente (I)FFT. . . . .	58
Tabela 6 – Atributos genéricos do componente (I)FFT. . . . .	58
Tabela 7 – Atributos genéricos do componente FFT. . . . .	58
Tabela 8 – Interface do componente FFT. . . . .	59
Tabela 9 – Interface do componente <i>cazac_rom</i> . . . . .	61
Tabela 10 – Atributos Genéricos do componente <i>cazac_rom</i> . . . . .	61
Tabela 11 – Interface do componente <i>ofdm_modulator</i> . . . . .	66
Tabela 12 – Interface do componente <i>time_sync_core</i> . . . . .	68
Tabela 13 – Atributos Genéricos do componente <i>time_sync_core</i> . . . . .	68
Tabela 14 – Atributos genéricos do componente <i>channel_estimation_core</i> . . . . .	76
Tabela 15 – Interface do componente <i>channel_estimation_core</i> . . . . .	77
Tabela 16 – Interface do componente <i>one_tap_equalizer_core</i> . . . . .	79
Tabela 17 – Atributos genéricos do componente <i>one_tap_equalizer_core</i> . . . . .	79
Tabela 18 – Interface do componente <i>qam_demap</i> . . . . .	81
Tabela 19 – Atributos genéricos do componente <i>qam_demap</i> . . . . .	82
Tabela 20 – Interface do componente <i>rx_core</i> . . . . .	83
Tabela 21 – Configurações do Experimento 1. . . . .	99
Tabela 22 – Configurações do Experimento 2. . . . .	107
Tabela 23 – Uso de Registradores pelo Transmissor . . . . .	128
Tabela 24 – Uso de Registradores pelo Receptor . . . . .	128
Tabela 25 – Uso de LUTs pelo Transmissor . . . . .	128
Tabela 26 – Uso de LUTs pelo Receptor . . . . .	128
Tabela 27 – Latência dos componentes $T_x$ e $R_x$ (em Pulsos de <i>clock</i> ). . . . .	128



# Lista de abreviaturas e siglas

ADC	<i>Analogic Digital Converter</i>
ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>
ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>
ASIC	<i>Application Specific Integrated Circuit</i>
AWG	<i>Arbitrary Waveform signal Generator</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
B2B	<i>Back to Back</i>
B2BD	<i>Back to Back Digital</i>
B2BE	<i>Back to Back Eléctrico</i>
B2BO	<i>Back to Back Óptico</i>
BER	<i>Bit Error Ratio</i>
BPL	<i>Broadband over Power Lines</i>
CAZAC	<i>Constant Amplitude Zero Auto Correlation</i>
CDF	<i>Cumulative Distribution Function</i>
CFO	<i>Carrier Frequency Offset</i>
CI	Circuito Integrado
CORDIC	<i>Coordinate Rotational Digital Computer</i>
CO-OFDM	<i>Coherent Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
CP	<i>Ciclic Prefix</i>
CW	<i>Continuous Wave</i>
DAC	<i>Digital Analogic Converter</i>
DDO-OFDM	<i>Direct Detection Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>

DPO	<i>Digital Phosphor Oscilloscope</i>
DSB	<i>Double Side-Band</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
Gbps	<i>Giga bits per second</i>
GSps	<i>Giga Samples per second</i>
GVD	<i>Group Velocity Dispersion</i>
ICI	<i>Inter-Carrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
(I)FFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IMD	<i>Intermodulation distortions</i>
IMDD	<i>Intensity-Modulation and Direct-Detection</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
ISI	<i>Inter-Symbol Interference</i>
Labtel	Laboratório de Telecomunicações da Universidade Federal do Espírito Santo
LAN	<i>Local Area Network</i>
LPRM	Laboratório de Pesquisas em Redes e Multimídia
LUT	<i>Look-up Table</i>
MACC	<i>Multiply and Accumulate</i>
Mbps	<i>Mega Bits per second</i>
MCM	<i>Multi-Carrier Modulation</i>

MSps	<i>Mega Samples per second</i>
MZM	<i>Mach Zehnder Modulator</i>
OBM-OFDM	<i>Orthogonal Bandwidth Multiplexing Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OOFDM	<i>Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OSI	<i>Open Systems Interconnection</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PB	<i>Petabyte</i>
PD	<i>Photodiode</i>
PDF	<i>Probability Distribution Function</i>
PLD	<i>Programmable Logic Devices</i>
PLC	<i>Power Line Communication</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
RF	<i>Radio Frequência</i>
ROM	<i>Read Only Memory</i>
SCM	<i>Single Carrier Modulation</i>
sll	<i>Shift Left Logical</i>
SMF	<i>Single Mode Fiber</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SQNR	<i>Signal to Quantization Noise Ratio</i>
sra	<i>Shift Right Arithmetic</i>
SRAM	<i>Static Random Access Memory</i>
SSB	<i>Single-Side Band</i>
SSBI	<i>signal-to-signal beating interferences</i>

SSE	<i>Sistem Spectral Eficiency</i>
SSMF	<i>Standard Single Mode Fiber</i>
STO	<i>Start Time Offset</i>
UFES	Universidade Federal do Espírito Santo
ULA	<i>Uncommitted Logical Array</i>
VHDL	<i>Very High Hardware Description Language</i>
XOR	<i>Exclusive OR</i>
XST	<i>XILINX Synthesis Technology</i>

# Lista de símbolos

$x[n]$	Amostra de sinal discreto no domínio do tempo.
$X[k]$	Amostra de sinal discreto no domínio da frequência.
$W_N$	Fator de Rotação.
$\mathbb{N}$	Conjunto dos números naturais.
$N_{IFFT}$	Quantidade de pontos da operação IFFT.
$N_{FFT}$	Quantidade de pontos da operação FFT.
$T_s$	Período de Amostragem.
$F_s$	Taxa de Amostragem.
$f_{max}$	Máxima frequência do sinal OFDM.
$\delta f$	Deslocamento de frequência.
$N_{cp}$	Quantidade de amostras no prefixo cíclico.
$P(d)$	Função de Autocorrelação do algoritmo de sincronismo.
$R(d)$	Função de Potência do algoritmo de sincronismo.
$M(d)$	Função de Autocorrelação Normalizada pela potência do sinal.
$Z_{chu}$	Sequência de Zadoff-Chu.
$N_{CAZAC}$	Tamanho, em número de amostras, da sequência CAZAC.
$H_f(\omega)$	Função de transferência de uma fibra óptica SSMF.
$j$	Constante complexa, $j = \sqrt{-1}$ .
$\omega$	Frequência angular.
$\beta_2$	Parâmetro da velocidade de dispersão de grupo.
$L_f$	Comprimento da fibra óptica.
$H_{FO}$	Função de transferência do filtro ASE.
$y_{det}(t)$	Sinal de saída do fotodiodo.

$E(t)$	Campo elétrico do sinal óptico na entrada do fotodiodo.
$f_b$	Frequência central do sinal óptico.
$h_{op}(t)$	Função de transferência do canal óptico.
$s(t)$	Sequência de um único símbolo OFDM de um DD-OFDM com coeficientes reais.
$M$	Tamanho da constelação QAM.
$S_n$	Bit de índice $n$ na sequência com codificação Gray.
$E_n$	Bit de índice $n$ na sequência com codificação Binária.
$\otimes$	Operação matemática de convolução circular.
$\oplus$	Operação XOR.
$N_p$	Número de subportadoras pilotos por símbolo OFDM.
$R_p$	Razão de subportadoras pilotos no símbolo OFDM.
$X[n]$	Amostra do sinal do transmissor OFDM no domínio da frequência.
$Y[n]$	Amostra de sinal do receptor OFDM no domínio da frequência.
$H[n]$	Amostra da resposta em frequência do canal de transmissão.
$N[n]$	Amostra de ruído aditivo no domínio da frequência.
$P[k]$	Subportadora piloto de índice $k$ .
$H_p[k]$	Coefficiente, da resposta em frequência do canal, correspondente a subportadora piloto de índice $k$ .
$Y_p[k]$	Sinal percebido no receptor, no domínio da frequência, para a subportadora piloto de índice $k$ .
$A_p$	Constante que define a amplitude de uma subportadora piloto.
$X_{eq}[k]$	Símbolo QAM equalizado.
$\sigma_s^2$	Potência média de $s(t)$ .
$N_s$	Quantidade de subportadoras em um símbolo OFDM.
$V_\pi$	Tensão de chaveamento do MZM.
$V_{bias}$	Tensão de polarização do MZM.



$P_0$	Potência do Lazer CW.
$E_{MZM}$	Sinal óptico gerado pelo MZM.
$A_0$	Constante que representa a portadora óptica em um sinal gerado por um MZM.
$i_{pin} \propto  E_{MZM}(t) ^2$	Fotocorrente na saída de um fotodiodo cujo sinal de entrada é $E_{MZM}(t)$ .
$B_G$	Banda de Guarda.
$B_w$	Largura de banda de um sinal em banda base.
$f_0$	Frequência central de banda passante.
$T_{tr}$	Latência fim a fim do modem OFDM.
$T_{tx}$	Latência do componente transmissor.
$T_{rx}$	Latência do componente receptor.
$T_{pream}$	Duração do preâmbulo.
$T_{CAZAC}$	Duração da Sequência CAZAC.
$T_{CP}$	Duração do prefixo cíclico.
$R_b$	Taxa de transferência.
$N_{rp}$	Repetições da sequência CAZAC durante o preâmbulo.
$N_{sym}$	Quantidade de símbolos por quadro OFDM.
$T_{OFDM}$	Duração do símbolo OFDM.
$H_{b2b.E}$	Função de transferência do sistema na configuração <i>back to back</i> elétrico.
$H_{b2b.D}$	Função de transferência do sistema na configuração <i>back to back</i> digital.
$H_{b2b.O}$	Função de transferência do sistema na configuração <i>back to back</i> óptico.
$H_{SYS.E}$	Função de transferência do sistema elétrico.
$H_{SYS.O}$	Função de transferência do sistema óptico.
$H_{EL.40km}$	Função de transferência do sistema óptico, com enlace de fibra SSMF de 40km.
$H_{SFM.40km}$	Função de transferência da fibra SSMF com 40km de comprimento.



# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>27</b>
1.1	Motivação e Justificativa	29
1.2	Objetivos	29
1.2.1	Objetivo Geral	29
1.2.2	Objetivo Específico	29
1.3	Resultados Esperados	30
1.4	Histórico e Principais Contribuições	30
1.5	Estrutura do Texto	30
<b>2</b>	<b>Revisão Teórica</b>	<b>31</b>
2.1	Linguagem de Descrição de hardware VHDL	31
2.2	A Técnica de Multiplexação OFDM	32
2.2.1	A Transformada Rápida de Fourier	33
2.2.2	Inserção de Portadoras Piloto para a Equalização de Canal	34
2.2.3	Intervalo de Guarda com Prefixo Cíclico	34
2.2.4	Algoritmos Usados para Sincronismo	36
2.2.4.1	Sincronismo de Quadro no Domínio do Tempo	37
2.2.4.2	Sincronismo de Frequência	38
2.3	A Técnica OFDM Aplicada a Sistemas Ópticos IMDD	38
<b>3</b>	<b>Metodologia de Descrição de Hardware</b>	<b>41</b>
3.1	Controle de Versão	41
3.2	Ciclo de Desenvolvimento	42
<b>4</b>	<b>Desenvolvimento do Modem OFDM</b>	<b>44</b>
4.1	O Mapeador QAM	48
4.2	Codificação Gray	51
4.3	Inserção de Portadoras Piloto	55
4.4	Transformada de Fourier (FFT/(I)FFT)	56
4.5	Prefixo Cíclico	59
4.6	Preâmbulo	60
4.7	Processo de Integração do Transmissor	61
4.8	Sincronismo	67
4.9	Remoção de prefixo Cíclico	69
4.10	Estimação de Canal	69
4.10.1	Modelo Matemático Utilizado	70

4.10.2	Implementação do Modelo de Estimação de Canal . . . . .	74
4.11	Equalização do Sinal Recebido . . . . .	77
4.12	Decisor . . . . .	80
4.13	Processo de Integração do Receptor . . . . .	82
<b>5</b>	<b>Metodologia dos Experimentos Realizados . . . . .</b>	<b>85</b>
5.1	Programas e Procedimentos do Ensaio do Sistema Digital . . . . .	85
5.2	Configuração do Sistema DDO-OFDM Avaliado . . . . .	85
5.3	Caracterização da Polarização do MZM e dos Efeitos da IMD . . . . .	87
<b>6</b>	<b>Análise do Circuito e Resultados Obtidos . . . . .</b>	<b>89</b>
6.1	Análise do Circuito Digital . . . . .	89
6.1.1	Utilização de Recursos . . . . .	89
6.1.2	Máxima Frequência de Operação . . . . .	91
6.1.3	Medição da Latência fim a fim do Sistema . . . . .	93
6.2	Avaliação do Circuito Quanto a Sistema de Comunicação . . . . .	93
6.2.1	Taxa de Erro de Sincronismo . . . . .	94
6.2.2	Variação de EVM para Diferentes Configurações B2B Digital. . . . .	95
6.2.3	Taxa de Transcepção e Eficiência Espectral . . . . .	96
6.3	Experimento de Caracterização do Sistema (Parte 1) . . . . .	98
6.3.1	Ensaio do Sistema na Configuração B2B Digital . . . . .	99
6.3.2	Ensaio do Sistema na Configuração B2B Elétrico . . . . .	100
6.3.3	Ensaio do Sistema na Configuração B2B Óptico . . . . .	102
6.3.4	Transmissão em 40 Km de Fibra Monomodo Padrão . . . . .	103
6.3.5	Levantamento de Modelo do Canal . . . . .	103
6.4	Experimento de Caracterização do Sistema (Parte 2) . . . . .	106
<b>7</b>	<b>Conclusões e Trabalhos Futuros . . . . .</b>	<b>113</b>
	<b>Referências . . . . .</b>	<b>115</b>
	<b>Anexos . . . . .</b>	<b>123</b>
	<b>ANEXO A Implementação do Componente de Sincronismo . . . . .</b>	<b>124</b>
	<b>ANEXO B Tabelas . . . . .</b>	<b>128</b>
	<b>ANEXO C EVM (<i>Error Vector Magnitude</i>) . . . . .</b>	<b>129</b>
C.1	Definição . . . . .	129
C.2	Relações Matemáticas entre SNR, EVM, e BER . . . . .	130

# 1 Introdução

Desde o seu surgimento, a internet tem se tornado cada vez mais popular, sendo hoje um item que alguns já consideram indispensável. Dos anos 2000 a 2016 o aumento de usuários no mundo cresceu mais de 900 %, sendo que na América Latina este aumento superou os 2000 % (GROUP, 2016). Um estudo da empresa Cisco estima que o tráfego de dados na rede IP cresça de 72.521 Petabytes (PB) por mês, em 2015, para 194.374 PB por mês em 2020 (CISCO, 2016). Redes sociais como o Facebook e o Twitter, serviços de troca de mensagem como o Whatsapp, Telegram e Messenger, ou então de chamada de voz/vídeo conferência como os do Google Hangout e do Skype, transmissão de vídeo por demanda exigidos pelos maiores consumidores de tráfego tais como o Youtube, o Vimeo e a Netflix, são apenas alguns dos produtos que tornaram-se comuns no cotidiano da dita "geração Z" (LTD, 2016; WEBPAGEFX, 2016). A conectividade, entretanto, não se restringe apenas às pessoas, uma vez que existe uma demanda crescente de conectividade entre alguns aparelhos, a conhecida internet das coisas do termo em inglês *Internet of Things* (IoT). Tudo e todos têm de estar conectados e a informação que o usuário quer tem que chegar aonde ele estiver e quando ele quiser.

Toda essa demanda justifica a pesquisa em tecnologias que consigam atender essas necessidades e, para isso, redes flexíveis que permitam a integração de qualquer tipo de aparelho, protocolos de segurança que garantam a não violação da privacidade de seus usuários, sistemas com alta capacidade de transmissão de dados, são apenas alguns objetos de pesquisa. Enfim, há espaço para melhorias em todos níveis.

Neste sentido, o Laboratório de Telecomunicações da Universidade Federal do Espírito Santo, o Labtel, vem produzindo conhecimento científico por meio de análises experimentais (NUNES et al., 2016; NUNES et al., 2014; CASTOR et al., 2014; SILVA et al., 2010; NUNES et al., 2014; PEREIRA et al., 2015; NUNES et al., 2015), otimização e proposição de sistemas e técnicas de transmissão (ROCHA et al., 2015; ALMEIDA et al., 2013; SILVA; CARTAXO; SEGATTO, 2012; COURA; SILVA; SEGATTO, 2009; SILVA et al., 2009). O portfólio de suas publicações pode ser visto em Labtel (2016).

Uma rede de comunicação é, tipicamente, dividida em camadas, sendo que, no modelo OSI (*Open Systems Interconnection*) criado em 1970 e formalizado em 1983, são definidas 7 camadas que vão desde a camada de aplicação, de mais alto nível, até a camada física, mais baixo nível (TANENBAUM; WETHERALL, 2011). No âmbito deste trabalho realizou-se um estudo sobre um dos componentes integrantes da camada de mais baixo nível do modelo OSI, que é a camada física. Esta camada é a que lida com problemas de ordem física da comunicação de dados, ou seja, da influência do meio de comunicação,

nível de tensão dos componentes, tipo de modulação dos dados, limite para tamanho de enlaces, entre diversos outros. Assim, um modem, componente responsável pela conversão de dados binários em sinal analógico, em sua etapa de transmissão e seu processo inverso, conversão de sinal analógico em dados binários, é o objeto deste estudo. Logo, em seu desenvolvimento, foi abordado como essa conversão é feita e quais obstáculos devem ser superados para que seja possível a comunicação.

O desempenho do sistema de comunicação desenvolvido neste trabalho foi avaliado em enlaces de fibras ópticas, empregando-se a modulação de intensidade e detecção direta IMDD (*Intensity-Modulation and Direct-Detection*) do sinal luminoso (SHIEH, 2010). Apesar de baixa atenuação, problemas de naturezas diferentes, tais como dispersão cromática e por modo de polarização, não linearidades da fibra e dos modulares ópticos utilizados, entre outros, tornam indispensáveis a utilização de métodos de multiplexação que sejam robustos (ZHANG; HANZO, 2013; NUNES et al., 2016; PEREIRA et al., 2015; NUNES et al., 2015).

Adotado em padrões de comunicação sem fio, como o IEEE 802.11a/g/n, em redes ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) e em protocolos mais recentes como o IEEE802.16a, a técnica de multiplexação por divisão de frequências ortogonais OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) mostra-se bastante versátil e capaz de lidar com os problemas supracitados. Patentado em 1966 por Robert W. Chang (LASORTE; BARNES; REFAI, 2008), na modulação OFDM a faixa de frequência disponível é dividida em vários subcanais, cuja frequência central de cada subcanal é chamada de subportadora, que transporta uma sequência de bits, sendo esta, por vezes codificada segundo um diagrama de constelação do tipo QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) (WU; SHAYAN, 2003).

Com o intuito de estudar esta técnica, aplicada a diversos tipos de canais, foi desenvolvido um projeto no Labetel, para o desenvolvimento de um modem próprio, por meio de descrição de hardware utilizando a linguagem VHDL (*Very-High Hardware Description Language*) e implementado em um dispositivo FPGA (*Field Programmable Gate Array*).

Portanto, os resultados apresentados nesta dissertação, com o modem funcionando em par transmissor e receptor, demonstram a capacidade de realizar qualquer combinação de mapeamento QAM por subportadora, transmitir continuamente qualquer tamanho de quadro e, utilizando como preâmbulo, para sincronismo, a sequência de Zadoff-Chu, que é uma sequência do tipo CAZAC (*Constant Amplitude Zero Autocorrelation*), além de propor um método de estimativa de canal que visa uma baixa complexidade de suas operações para implementação em hardware. A implementação é também configurável em termos de resolução em bits do sinal gerado, quantidade de pontos da transformada rápida de Fourier, duração do prefixo cíclico e tamanho da sequência de sincronismo, sendo, assim, capaz de se adaptar aos requisitos de diferentes tipos de sistemas.

## 1.1 Motivação e Justificativa

Alinhado com as necessidades de pesquisa nesta área, o Labtel decidiu expandir seu campo de pesquisas na área de sistemas de comunicação em tempo real aplicados à redes de fibra óptica. Para tanto optou-se por adotar sistemas baseados em FPGA como módulo de processamento de sinal, o que é compatível com o que tem sido pesquisado em outros centros acadêmicos (MOHAMED; SAMARAH; FATH, 2012; JOHNSON, 2016; GUERRERO, 2013). Assim sendo, o desenvolvimento de um código próprio de descrição de *hardware* que implemente um transceptor OFDM passou a ser imprescindível, haja vista que, com um modem próprio, novos modelos e técnicas podem ser de fato aplicados e testados em um experimento prático que comprove a eficácia do que foi proposto.

É importante ressaltar ainda que esta implementação consiste em um projeto bastante complexo, que exige conhecimentos nas áreas de eletrônica, Telecomunicações, principalmente na camada física, processamento de sinais, análise e modelagem de sistemas, sistemas digitais, Engenharia de software, análise de desempenho e gerência de projetos, o que contribui imensamente em uma formação abrangente, dos pesquisadores envolvidos, em um estudo relevante.

## 1.2 Objetivos

Com o intuito de organizar e direcionar o foco desta dissertação, faz-se necessário deixar aqui destacados os objetivos que norteiam os estudos apresentados para que, ao final, seja possível vislumbrar os resultados obtidos em face do curso traçado.

### 1.2.1 Objetivo Geral

O objetivo mais amplo deste projeto é o de propor um circuito digital para comunicação de dados, que seja configurável, possibilitando a aplicação em diferentes contextos, sendo este avaliado quanto a seu desempenho no que diz respeito à sua capacidade de transmissão de dados e sua viabilidade quanto a circuito digital. Assim, almeja-se com este estudo, abrir portas para que estudos de novos métodos e melhorias em métodos existentes sejam feitos em sistemas físicos, sendo assim, superada a etapa de projeto em ambientes simulados em software.

### 1.2.2 Objetivo Específico

Em termos mais específicos, pretende-se, com esta dissertação, descrever na linguagem de descrição de *hardware* VHDL um circuito digital para modulação e demodulação de sinais do tipo OFDM, a partir do trabalho realizado em (COSTA, 2014), sendo este configurável no que diz respeito à quantidade de subportadoras, tamanho de quadro, nível

de modulação, resolução, em bits, dos dados gerados, duração da sequência de sincronismo e quantidade de subportadoras pilotos.

### 1.3 Resultados Esperados

É esperado que, ao fim deste trabalho, um sistema de comunicação utilizando o modem descrito, seja proposto e avaliado quanto ao seu desempenho no que diz respeito à taxa de bits transmitidos, eficiência espectral, taxa de erro de bits por qualidade do sinal recebido, além de outras métricas relevantes no âmbito de sistemas de comunicação. Isso, sem deixar de avaliar também o circuito digital desenvolvido, observando a quantidade de hardware utilizada, a escalabilidade do projeto, a máxima frequência de operação assim como seu consumo de potência.

### 1.4 Histórico e Principais Contribuições

Detalhes dos primeiros trabalhos do grupo de pesquisa no tema em questão podem ser encontrados em (SIQUEIRA, 2004), a primeira experiência bem sucedida de descrever um protótipo de modem OFDM descrito em VHDL. Em 2008, a extensão dos resultados culminou na publicação do artigo Filho e Silva (2008).

A publicação do artigo Coradini et al. (2014) e do projeto de graduação (COSTA, 2014) em 2014 ilustram a continuidade da pesquisa. No entanto, estima-se que a principal contribuição desta dissertação seja a publicação do artigo:

- Duque, Tiago. C.; Nunes, Reginaldo B.; Segatto, Marcelo E. V. ; Silva, Jair A. L.; *Descrição em VHDL de um Modem OFDM com Sequência CAZAC para Sincronismo*; 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo e 17º Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica, Momag2016, porto Alegre-RS, 2016.

### 1.5 Estrutura do Texto

Para a exposição do trabalho desenvolvido foi elaborado um texto composto de sete capítulos. No Capítulo 1 é feita uma apresentação para a ambientação do leitor a certo do assunto abordado, o Capítulo 2, que elucida conceitos fundamentais para que haja uma boa compreensão do texto desenvolvido, Capítulo 3 no qual são descritos os procedimentos estabelecidos para o processo de descrição de hardware utilizado durante o desenvolvimento do modem OFDM, Capítulo 4, destinado a apresentar e explicar o funcionamento dos componentes desenvolvidos. A metodologia aplicada nos experimentos realizados é explicada no Capítulo 5 e seus resultados são analisados no Capítulo 6 e, por fim, algumas considerações finais são feitas no Capítulo 7.



## 2 Revisão Teórica

Antes de iniciar a descrição do trabalho realizado, faz-se necessário elucidar alguns dos conceitos aos quais o Leitor deve ter um breve conhecimento para obter melhor proveito do que será discutido. Para isso este Capítulo traz uma breve descrição da linguagem de descrição de hardware VHDL, com a qual foi descrito o modem, sobre a técnica de multiplexação OFDM, destacando algumas características tais como, inserção de prefixo cíclico, método de sincronismo, equalização com uso de portadoras piloto. Apresenta-se no final, uma breve descrição teórica da aplicação da multiplexação OFDM em sistemas ópticos de modulação de intensidade e detecção direta IMDD (*Intensity-Modulation and Direct-Detection*).

### 2.1 Linguagem de Descrição de hardware VHDL

Desenvolvida na década de 1980 com o incentivo do Departamento de Defesa dos Estados Unidos da América, a linguagem de descrição de hardware VHDL foi criada com o intuito de agilizar e padronizar o processo de desenvolvimento de sistemas. Foi a primeira linguagem desse tipo a ser padronizada pelo Instituto de Engenharia Elétrica e Eletrônica, o IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), no padrão IEEE 1076 e posteriormente atualizada pelo padrão IEEE 1164 (PEDRONI, 2004).

A linguagem possui suporte tanto para síntese quanto para simulação, porém nem todas as funcionalidades disponíveis para simulação são sintetizáveis, ou seja, passíveis de serem convertidas em circuitos. Um sistema descrito em VHDL pode ser implementado em diferentes tecnologias, que variam desde soluções com circuitos integrados (CI) a aplicações em hardwares reconfiguráveis, como as FPGA, fazendo com que estes sistemas sejam reutilizáveis. Tendo a linguagem de programação ADA<sup>1</sup> como modelo, a linguagem possui tipagem<sup>2</sup> forte, é naturalmente concorrente<sup>3</sup>, ao contrário do que ocorre na maioria das linguagens de programação, e aplica largamente o conceito de pacotes (WOSS, 2014). Outro fator a ser destacado é que, embora a estrutura da linguagem de descrição de hardware seja semelhante a uma linguagem de programação, seu resultado final é um hardware e não um programa, tendo portanto, um paradigma completamente diferente. O surgimento de ferramentas como esta foi de fundamental importância no desenvolvimento

<sup>1</sup> O nome Ada foi escolhido pelos desenvolvedores da linguagem como uma forma de homenagem à Augusta Ada Byron (1815 - 1852) a condessa de Lovelace. Ada Lovelace, como ficou conhecida, foi a primeira pessoa a escrever um algoritmo a ser processado por uma máquina e, por isso, é considerada a primeira programadora da história da humanidade (TOOLE, 1996).

<sup>2</sup> Entende-se como tipagem forte, linguagens que não permitem conversão automática de tipos.

<sup>3</sup> Linguagens naturalmente concorrentes executam seus processos, a *priori*, em paralelo.

de sistemas mais complexos, com maior quantidade de componentes e, conseqüentemente, de conexões, visto que outras alternativas como diagramas esquemáticos, tabelas verdades e equações booleanas oferecem maiores dificuldades para estes projetos (PEDRONI, 2004).

## 2.2 A Técnica de Multiplexação OFDM

Desenvolvida na década de 1960 a técnica de multiplexação por divisão em frequências ortogonais OFDM é uma técnica já bastante consolidada e aplicada em diversos padrões (LASORTE; BARNES; REFAI, 2008). Pertencente ao grupo das modulações por divisão de frequência FDM (*Frequency Division Multiplexing*), o OFDM tem como uma de suas vantagens a melhor utilização do espectro de frequência por utilizar portadoras ortogonais entre si, diferentemente da FDM que utiliza uma banda de guarda para evitar interferência ICI (*Inter-Carrier Interference*) entre as portadoras, ocupando assim uma faixa de frequência maior para transmitir a mesma quantidade de portadoras. As Figuras 1a e 1b ilustram a economia de banda obtida pela multiplexação OFDM.

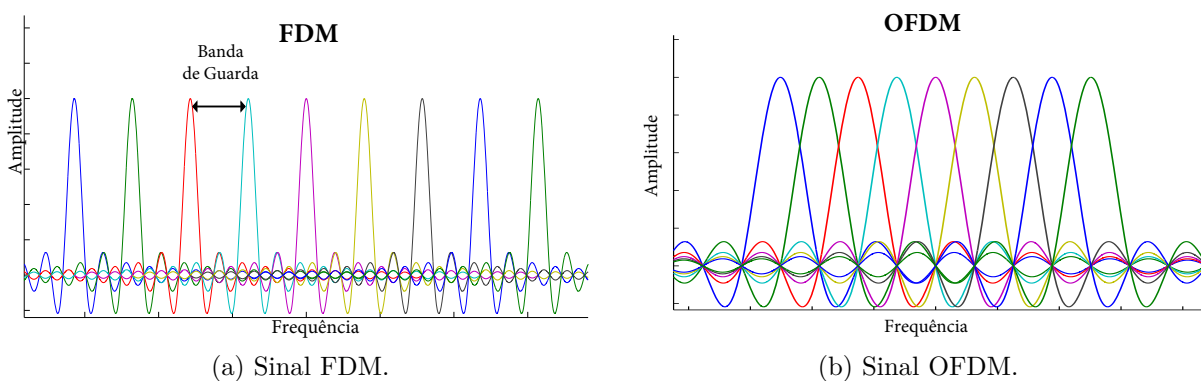


Figura 1 – Comparativo entre espectro de sinais FDM e OFDM. Cada Subportadora nas duas Figuras possui a mesma largura de banda. Assim, com a introdução da banda de guarda, entre as subportadoras, há um aumento da banda total ocupada pelo sinal FDM em relação ao sinal OFDM para a mesma quantidade de subportadoras.

A ideia básica de um sistema OFDM é conseguir transmitir diversos canais em paralelo ocupando a menor largura de banda possível. Existem diversas alternativas de implementação da OFDM, que variam desde implementações analógicas, com filtro passa-faixa para cada portadora, até implementações digitais que utilizam o algoritmo de transformada rápida de Fourier inversa, (I)FFT (*Fast Fourier Transform*) para a modulação e FFT (*Fast Fourier Transform*) para a demultiplexação. A última opção é a responsável pela difusão da tecnologia, pois para sistemas um pouco mais complexos com uma maior quantidade de portadoras sua implementação analógica apresenta muitos problemas, principalmente quanto à manutenibilidade da ortogonalidade entre as portadoras (SIQUEIRA, 2004).

### 2.2.1 A Transformada Rápida de Fourier

Em um modulador baseado na transformada inversa discreta de Fourier, a IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*), a saída do modulador é, geralmente, um sinal com coeficientes complexos dado pela Equação 2.1, onde  $N$  entradas são operadas para gerar o sinal de tempo discreto. Para recuperar a informação codificada na frequência a partir do sinal no tempo, utiliza-se a operação inversa, que é a transformada de Fourier de tempo discreto (*Discrete Fourier Transform - DFT*), dada pela Equação 2.2 conforme,

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] W_N^{nk} \quad \forall n \in (0, 1, \dots, N-1) \quad (2.1)$$

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{-nk} \quad \forall k \in (0, 1, \dots, N-1), \quad (2.2)$$

para  $W_N = e^{-j2\pi k/N}$ .

Implementar a transformada de Fourier discreta, tal como ela é proposta, é custosa de ser feito em hardware. No entanto, limitando-se a quantidade de amostras por símbolo OFDM a potências de 2 ( $2^n$ ,  $n \in \mathbb{N}$ ), é possível reduzir esta complexidade aplicando o algoritmo de transformada rápida de Fourier, sendo esta uma solução bastante comum em se tratando de sistemas OFDM, como dito em Michalis, Ioannis e Dimitrios (2009).

Na prática, sistemas OFDM são implementados usando uma combinação dos blocos de transformada rápida de Fourier e transformada rápida de Fourier inversa que são versões matematicamente equivalentes da DFT e IDFT, respectivamente, porém mais eficiente para implementar (MICHALIS; IOANNIS; DIMITRIOS, 2009)<sup>4</sup>.

Ao gerar um sinal OFDM, uma IFFT de tamanho  $N_{IFFT}$  irá precisar de um tempo  $T_s \times N_{IFFT}$ , sendo  $T_s$  o período de amostragem do conversor digital/analógico DAC (*Digital-to-Analog Converter*). Portanto a duração do símbolo OFDM é dada por:

$$T_{símbolo} = T_s \times N_{IFFT}. \quad (2.3)$$

Por outro lado, ao converter um sinal do domínio do tempo para a frequência, a largura de banda coberta pela FFT deve obedecer ao Teorema de Nyquist, de forma que a máxima frequência do sinal será a metade da taxa de amostragem do conversor

<sup>4</sup> Texto original na língua inglesa, tradução feita pelo autor.

analógico/digital ADC (*Analog-to-Digital Converter*). A largura de banda do sinal terá mesmo valor que a taxa do amostrador ( $f_s$ ), cobrindo a faixa que se estende de  $-f_s/2$  a  $f_s/2$ , sendo portanto, a máxima frequência do sinal OFDM dada pela Equação 2.4 como,

$$|f_{max}| = f_s/2. \quad (2.4)$$

Cada entrada da IFFT corresponde à uma frequência de portadora, sendo que as portadoras ficam igualmente espaçadas umas das outras, cujo espaçamento calculado pela Equação 2.5 fazendo,

$$\delta f = \frac{f_s}{N_{IFFT}} = \frac{1}{T_{símbolo}} \quad (2.5)$$

### 2.2.2 Inserção de Portadoras Piloto para a Equalização de Canal

Devido à divisão da largura de banda disponível em múltiplos canais, um dos problemas existentes nos sistemas mono-portadoras SCM (*Single Carrier Modulation*), que é a equalização de canais não lineares, passa a ter uma solução muito mais simples. Tendo-se sub-portadoras suficientes, é possível aproximar, para cada sub-portadora, a resposta do canal por uma resposta linear o que faz com que a equalização de cada uma passe a ser também uma função linear, conforme ilustra a Figura 2. Para isso são usadas algumas das portadoras como referência que, ao invés de transmitirem dados, transmitem sinais de valor conhecido, para que seja possível estimar o modelo do canal e reverter a distorção por este provocada. Tais portadoras são chamadas de portadores piloto e a distância entre duas pilotos deve ser tal que a resposta do canal na faixa de frequência entre elas seja aproximadamente linear.

Uma descrição mais bem detalhada de como o método de portadoras pilotos é utilizado para compensar os efeitos do canal sobre o sinal OFDM será realizada na seção 4.10, sendo a forma como as portadoras são distribuídas no símbolo OFDM descrita na seção 4.3.

### 2.2.3 Intervalo de Guarda com Prefixo Cíclico

Ao ser transmitido, o sinal OFDM passará por um canal cuja resposta impulsiva possui um tempo de desvanecimento finito e diferente de zero. Em termos numéricos, isso faz com que ao se realizar a convolução linear do sinal com o canal deve-se manter um período de resguardo entre dois símbolos subsequentes para que não haja interferência intersimbólica ISI (*Inter-Symbol Interference*).

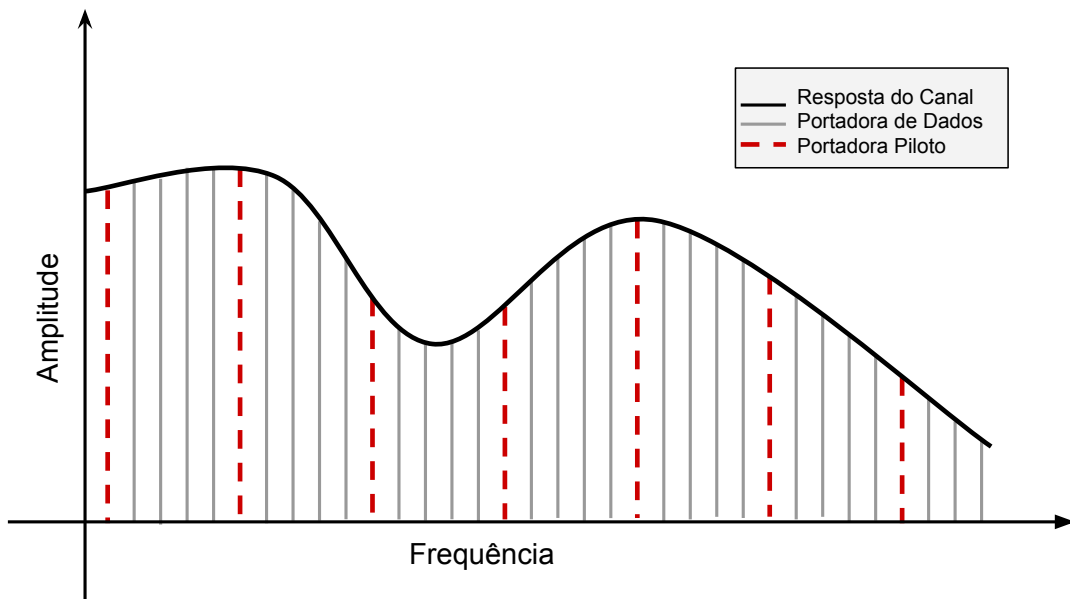
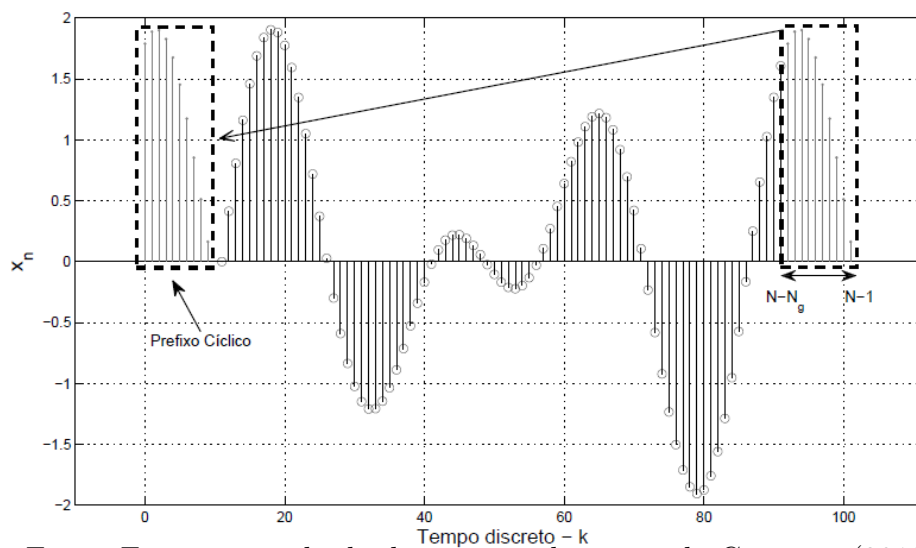


Figura 2 – Portadoras Piloto.

Além do mais, para evitar que ocorra ICI, é inserido no início do símbolo uma repetição das  $N_{cp}$  últimas amostras, transformando a convolução linear em convolução circular, desde que  $T_s \times N_{cp}$  seja maior de que o tempo de desvanecimento do canal. A esta técnica atribui-se o nome de inserção de prefixo cíclico CP (*Cyclic Prefix*) (MICHALIS; IOANNIS; DIMITRIOS, 2009). A Figura 3 ilustra esse artifício de extensão cíclica de sinal OFDM.

Figura 3 – Prefixo Cíclico.



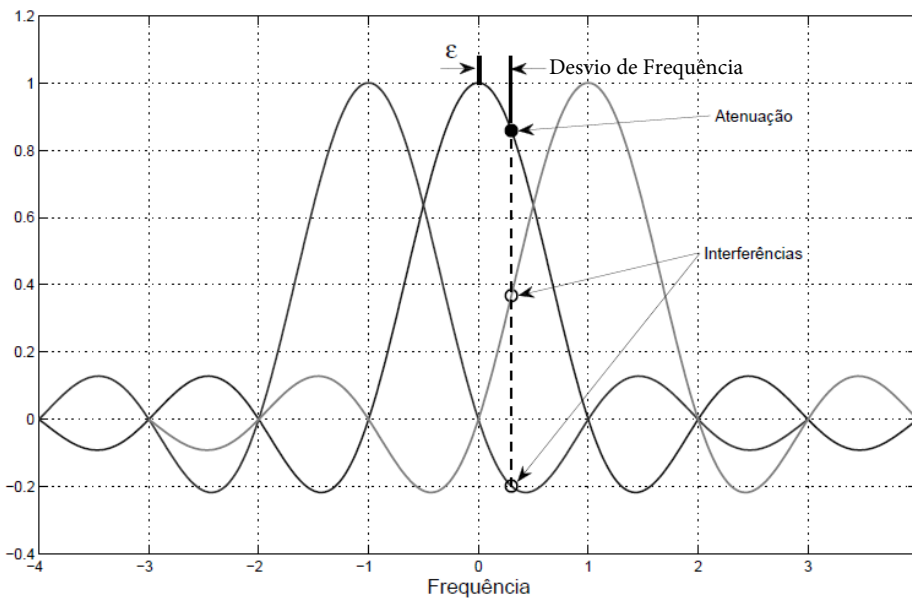
Fonte: Figura retirada da dissertação de mestrado Guerrero (2013).

## 2.2.4 Algoritmos Usados para Sincronismo

Um dos pontos mais sensíveis de um sistema que emprega sinais multiportadoras OFDM é a necessidade de realização de sincronismo do sinal recebido, pois para que a demodulação de um pacote seja corretamente realizada é preciso identificar o início do símbolo, e quanto melhor for essa detecção, menor será a distorção causada nas subportadoras. Este processo possui diversos desafios e sofre com a influência de variados fatores.

Um receptor OFDM primeiro detecta a presença do pacote, encontra os limites do símbolo e determina o instante ótimo de sincronismo para minimizar os efeitos da interferência intersimbólica [...] e da interferência entre subportadoras [...]. Além disso, o receptor passa a estimar e compensar o desvio de frequência da portadora provocado por descasamentos entre os osciladores no transmissor e no receptor, desvios Doppler ou ruído de fase introduzido por osciladores (GUERRERO, 2013).

Desvios de frequência CFO (*Carrier Frequency Offset*) são responsáveis por quebra de ortogonalidade entre as portadoras, ou seja, parte da energia de uma portadora recai sobre outra portadora distorcendo assim o conteúdo original. Isso também causa redução da amplitude do sinal demodulado visto que o máximo da função *sinc*, que representa a subportadora, estará deslocado em relação à frequência amostrada pela FFT. Desta forma, o nulo das subportadoras laterais também estará deslocado e, com isso, na frequência amostrada haverá ICI, conforme ilustrado na Figura 4. Por fim, desvios de fase acarretarão em uma rotação dos símbolos das subportadoras em um diagrama de constelação representativo.



Fonte: Figura adaptada do trabalho de conclusão de curso Guerrero (2013).  
 Figura 4 – Ilustração da ICI causada por desvios de frequência CFO.

### 2.2.4.1 Sincronismo de Quadro no Domínio do Tempo

Para a detecção do início de um símbolo ou um quadro, normalmente é inserido um preâmbulo com uma sequência com propriedades específicas. Dentre os algoritmos de sincronismo existentes optou-se por utilizar um algoritmo de correlação normalizado pela potência móvel do sinal recebido, utilizando como preâmbulo uma sequência com amplitude constante e baixa correlação no lóbulos laterais denominada CAZAC, do tempo em inglês *Constant Amplitude Zero Auto Correlation*.

Considerando uma janela de sincronismo de tamanho  $2 \times L$ , sendo  $L$  o tamanho da sequência CAZAC adotada, a correlação e a potência de um sinal, cujas amostras são representadas por  $r(d)$ , podem ser calculadas, respectivamente, pelas Equações 2.6 e 2.7 (SCHMIDL; COX, 1996):

$$P(d) = \sum_{m=0}^{L-1} (r_{d+m}^* r_{d+m+L}) \quad (2.6)$$

$$R(d) = \sum_{m=0}^{L-1} |r_{d+m+L}|^2, \quad (2.7)$$

para  $L \in \mathbb{N}$ . Estas equações possuem uma forma recursiva que as tornam mais simples de serem implementadas fazendo

$$P(d+1) = P(d) + r_{(d+L)}^* r_{(d+2L)} - r_d^* r_{(d+L)} \quad (2.8)$$

$$R(d+1) = R(d) + |r_{(d+2L)}|^2 - |r_{(d+L)}|^2. \quad (2.9)$$

Por fim, a correlação normalizada pela potência é definida como

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2}. \quad (2.10)$$

Tipicamente a função  $M(d)$  possui um formato triangular e seu pico ocorre quando todo o preâmbulo encontra-se na janela de correlação. Como o sinal OFDM fica localizado no tempo, logo após o preâmbulo, o máximo da função também marca o início do símbolo OFDM.

Detectar o máximo do sinal é uma tarefa custosa de ser feita em hardware. Logo, adota-se uma estratégia de identificar o início do sinal por meio de um limiar, ou seja, a partir do momento em que um sinal ultrapassa um determinado limiar é identificado o início do símbolo. A sequência CAZAC utilizada é do tipo Zadoff-Chu conforme a Equação 2.11 (FANG; HU; XU, 2009)

$$Z_{chu}(n) = e^{\frac{j\pi rn^2}{N_{CAZAC}}} \quad \forall n \in (0, \dots, N_{CAZAC} - 1), \quad (2.11)$$

sendo  $N_{CAZAC}$  o tamanho da sequência CAZAC e  $r$  qualquer número, desde que  $r$  e  $N_{CAZAC}$  sejam primos entre si.

O tamanho da sequência CAZAC é escolhido de forma a ser do mesmo tamanho de  $L$  e o preâmbulo é montado colocando-se mais de duas sequências de Zadoff-Chu em sequência. Esta medida foi tomada para melhorar a detecção do início do símbolo, para que, mesmo para uma sequência curta, isto é, menor de que 16 amostras, seja possível detectar o início do sinal OFDM. Isso ocorre devido a alteração do formato da resposta da função  $M(d)$  que passará a ter um formato trapezoidal e não mais triangular diminuindo a chance de ocorrer falsas detecções.

#### 2.2.4.2 Sincronismo de Frequência

Neste algoritmo, o CFO é obtido pelo argumento da Equação 2.6 no momento de máxima correlação. Uma demonstração completa de como atingir esta conclusão pode ser vista em Guerrero (2013). Contudo aqui será apenas feito uso deste fato, determinando o citado desvio fazendo

$$CFO = \frac{\arg(P(d))}{2\pi T_s L}. \quad (2.12)$$

## 2.3 A Técnica OFDM Aplicada a Sistemas Ópticos IMDD

A quantidade de artigos científicos publicados em periódicos que retratam a aplicação da técnica OFDM em sistemas de comunicação ópticas aumentou consideravelmente nos últimos anos, principalmente pela capacidade da técnica em compensar eletronicamente a dispersão total em longos enlaces (*long-haul*) de fibra (SHIEH, 2010). O crescente desenvolvimento das tecnologias de processamento digital de sinais a altas taxas de transferências também contribuiu para o despertar de interesses pela transmissão linear de sinais OFDM que modulam um laser diretamente ou modulam a intensidade deste através de um modulador externo. Além disso, a crescente demanda das redes ópticas pelo aumento das taxas de transferência conduziu os pesquisadores a ensaios laboratoriais como prova de viabilidade da referida técnica nos mais variados tipos de redes (SCHMIDT; LOWERY; ARMSTRONG, 2008; COURA; SILVA; SEGATTO, 2009; JANSEN et al., 2009).

Existem hoje duas grandes linhas de pesquisas em sistemas multiportadoras ópticas OOFDM (*Optical OFDM* ou *OFDM Optics*), que diferenciam-se essencialmente pela



recepção do campo óptico representante do sinal OOFDM. Se o componente de frequência óptica do receptor, ao qual o sinal OOFDM é misturado, for um oscilador local, então, o sistema é denominado sistema CO-OFDM (*Coherent Optical OFDM*) (JANSEN et al., 2009). Se este for transmitido juntamente com o sinal OOFDM, ao sistema dá-se o nome de sistema óptico OFDM com detecção direta DDO-OFDM (*Direct Detection Optical OFDM*) (SCHMIDT et al., 2009; ALI; LEIBRICH; ROSENKRANZ, 2007), sendo este último o foco de nossa atenção por ser o sistema utilizado nos experimentos laboratoriais apresentados nesta dissertação.

Em um sistema DDO-OFDM os sinais oriundos do transmissor OFDM modulam a intensidade (potência instantânea) de um laser CW (*Continuous Wave*) através de um modulador óptico externo MZM (*Mack-Zehnder Modulator*). Dependendo da aplicação, na saída do MZM, utiliza-se geralmente, um filtro óptico SSB (*Single-Side Band*) de forma a inserir na fibra um sinal OOFDM de banda lateral única. Por fim, um filtro de redução da banda do ruído ASE (*Amplified Spontaneous Emission*) se faz necessário após amplificação óptica realizada no final de cada *span* de fibra (SHIEH, 2010).

Uma das maiores desvantagens dos sistemas DDO-OFDM, é que este desperdiça boa parte da potência com a transmissão da portadora óptica, além da necessidade de reservar uma banda de guarda entre a portadora óptica e o sinal OOFDM para combater produtos de intermodulação IMD (*Intermodulation Distortion*), gerados pelo fotodiodo PD (*Photodiode*) na recepção (LOWERY, 2008). A Figura 5 ilustra o efeito do IMD sobre o espectro elétrico do sinal na saída do fotodiodo. Apesar de haver essa perda de eficiência espectral, o custo benefício que advém do reduzido número de componentes empregados na recepção em sistemas DDO-OFDM vem motivando os interessados em sua aplicação também nas comunicações em longas distâncias.

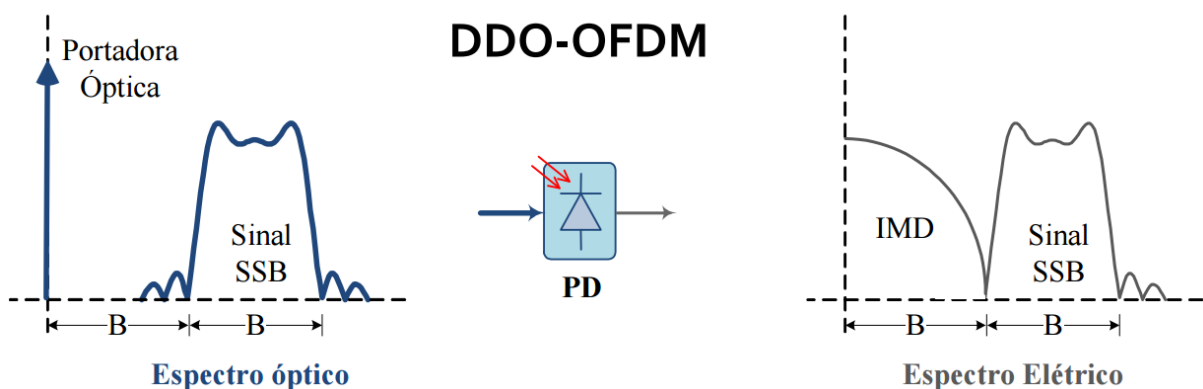


Figura 5 – Efeito do IMD em sistemas DD-OFDM.

Assim sendo, considerando apenas o efeito linear da dispersão, após propagação em fibras monomodo SMF (*Single Mode Fiber*) padrão com resposta em frequência

$$H_f(\omega) = e^{j\omega^2(\frac{\beta_2}{2})L_f}, \quad (2.13)$$

para  $j = \sqrt{-1}$ ,  $\omega = 2\pi f$ , sendo  $f$  a frequência do sinal elétrico,  $\beta_2$  o parâmetro GVD (*Group Velocity Dispersion*) e  $L_f$  o comprimento da fibra; e posterior filtragem pelo filtro ASE de resposta em frequência  $H_{FO}$ , o sinal detectado pode ser descrito como

$$\begin{aligned} y_{det}(t) &= |E(t)|^2 = |A_0 + s(t)e^{j2\pi f_b t} \otimes h(t)|^2 \\ &= [(A_0 + s(t)e^{j2\pi f_b t}) \otimes h(t)] \cdot [(A_0 + s(t)e^{j2\pi f_b t}) \otimes h(t)]^* \\ &= |A_0|^2 + A_0 \cdot s(t)e^{j2\pi f_b t} \otimes h(t) + A_0 \cdot s^*(t)e^{-j2\pi f_b t} \otimes h^*(t) + |s(t) \otimes h(t)|^2, \end{aligned} \quad (2.14)$$

onde  $E(t)$  representa o campo elétrico do sinal óptico na entrada do fotodetector composto pelo sinal OOFDM SSB centrado em  $f_b$  e matematicamente representado por  $s(t)e^{j2\pi f_b t}$ , e pela componente DC  $A_0$  que caracteriza a portadora óptica (BARROS; KAHN, 2010). A resposta impulsiva de todo o canal óptico  $h_{op}(t)$  é dada pela transformada inversa de Fourier de  $H_{op}(w) = H_f(\omega) \cdot H_{FO}(\omega)$ . Conclui-se a partir da expansão realizada que os efeitos dos produtos de intermodulação  $|s(t) \otimes h(t)|^2$  gerados na detecção direta são eliminados mediante a concepção de uma banda de guarda com largura mínima igual à largura de banda do sinal OFDM óptico SSB conforme ilustrado na Figura 5.

Estudos recentes mostram que, com a otimização dos parâmetros de um sistema DDO-OFDM, tais como tensão de polarização do MZM, intervalo de guarda, potências elétrica e óptica dos sinais, dentre outros, podem resultar em uma redução da banda de guarda, aumentando assim a eficiência espectral do sistema como um todo. O estudo feito em Pereira et al. (2015), no qual foi utilizado um algoritmo genético para a otimização destes parâmetros, mostra que é possível realizar transmissão com banda de guarda equivalente a 1% da banda do sinal sem adicionar complexidade ao sistema.

## 3 Metodologia de Descrição de Hardware

Apesar de gerar produtos completamente diferentes, o processo de descrição de hardware tem semelhanças com a produção de um software, já que assim como neste, manipula diversos arquivos, cada um com uma funcionalidade diferente. Enquanto o código que descreve um software resulta, em última instância, em um conjunto de instruções de máquina, a descrição de hardware tem como produto final um circuito digital que pode ser utilizado para a construção de um circuito integrado de aplicação específica, ASIC (*Application Specific Integrated Circuits*), ou mesmo implementado em circuitos lógicos programáveis, tais como um FPGA ou um PLD (*Programmable Logic Device*). É comum, durante o processo de desenvolvimento de um código, seja este de descrição de hardware ou de produção de software, o uso de ferramentas auxiliares como editores, compiladores, versionadores entre outras. Assim, neste capítulo serão abordadas as ferramentas utilizadas, bem como o ciclo de produção, para desenvolver os componentes do modem OFDM.

### 3.1 Controle de Versão

Dentre as ferramentas auxiliares, uma de especial destaque é a de suporte ao controle de versão, pois, ainda que comum o uso de diversas ferramentas de suporte, o uso de versionamento não é tão difundido quanto deveria. Porém, é de fundamental importância para a produtividade e, principalmente, para a manutenibilidade do trabalho desenvolvido, seja trabalhando sozinho ou em equipe. Devendo ainda o controle de versão ser estendido não somente ao código ou às produções afins, mas também à todo material referente ao projeto como documentação, módulos de teste, entre outros. De forma simplista, o controle de versionamento consiste em registrar todas as modificações realizadas em um arquivo, mantendo informações sobre quem, quando e onde uma alteração foi realizada neste documento. Assim é possível reverter o documento versionado para qualquer versão anterior do mesmo, evitando com que modificações feitas de maneira incorreta comprometam todo o trabalho feito até então (SPINELLIS, 2005).

Neste sentido, durante o desenvolvimento deste projeto, foi utilizado o software de controle de versão GITLAB, que é uma ferramenta de código aberto. Os códigos desenvolvidos foram disponibilizados no repositório de acesso restrito do Laboratório de Pesquisas de Redes e Multimídia (LPRM) da UFES<sup>1</sup>, sendo que neste repositório, o projeto foi nomeado como *Modem OFDM*.

---

<sup>1</sup> <http://git.lprm.inf.ufes.br/>

## 3.2 Ciclo de Desenvolvimento

Como plataforma de desenvolvimento dos códigos na linguagem de descrição de hardware VHDL foram utilizados os softwares *ISE 14.7* da empresa XILINX, como editor e sintetizador, sendo o subprograma *ISIM 14.7* utilizado para simulação do componente desenvolvido. A linguagem de computação *Matlab* da empresa MATHWORKS foi utilizada para validação do funcionamento dos componentes descritos em VHDL, por meio de comparação com os resultados dos componentes. Além disso, o software de licença livre GHDL foi utilizado como um simulador de códigos VHDL integrado ao *Matlab*. Desta forma, para a descrição dos componentes foi definido um ciclo de desenvolvimento que compreende as etapas a seguir itemizadas.

- **Estudo Teórico:** Etapa na qual é feita uma análise teórica a respeito do componente a ser desenvolvido, levando em conta a natureza do problema e o que é viável de ser feito na etapa de desenvolvimento em hardware.
- **Proposição de Modelo:** A partir do estudo teórico deve-se propor uma estrutura funcional capaz de resolver o problema abordado.
- **Simulação em *Matlab*:** O modelo proposto é então implementado nesta linguagem para avaliação de sua capacidade de resolver o problema inicial. Caso o modelo simulado não atinja os resultados esperados, um novo modelo deve ser proposto.
- **Descrição de Hardware:** Uma vez definido o modelo, então, é iniciada a etapa de descrição de hardware, que deve ter como resultado um modelo comportamental do circuito digital a ser implementado.
- **Simulação em RTL (*Register Transfer Level*):** Onde é feita a verificação do comportamento do circuito descrito. Neste estágio é importante verificar se o circuito descrito é capaz de realizar as operações pretendidas de forma compatível com as simulações prévias em *Matlab*.
- **Síntese:** Processo que gera um circuito digital a partir da descrição comportamental.
- **Tradução e Mapeamento:** Fase cujo circuito RTL gerado no processo de síntese é traduzido em componentes primitivas do fabricante os quais são, assim, mapeados nos componentes da FPGA alvo.
- **Roteamento:** Por fim, é definida a matriz de roteamento do circuito, bem como quais *slices* da FPGA serão utilizados.
- **Simulação Pós Mapeamento e Roteamento:** Após o processo de roteamento, o circuito que será de fato implementado na placa disponível. Portanto, passa a ser possível estimar o consumo de energia, a máxima frequência de operação, a

quantidade final de recursos da placa que foram utilizados, bem como, ter a simulação mais fiel do comportamento do circuito descrito. Caso algum dos requisitos (potência, frequência, recursos utilizados) não seja adequado, deve-se, primeiro verificar se é possível atingir a meta modificando os parâmetros de otimização do sintetizador, um programa que realiza o processo de síntese. Permanecendo a não observância do objetivo proposto, então faz-se necessária a modificação da descrição comportamental do componente, podendo, até, ser for caso, modificar o modelo.

- **Finalizar Descrição:** Durante o processo de finalização da descrição, deve-se revisar a documentação do componente e a integridade dos arquivos no repositório, sendo, ao fim, lançada uma *tag* marcando uma versão acabada.

Tais etapas estão representadas em forma de fluxograma na Figura 6, que conecta as etapas descritas e inclui algumas tomadas de decisão.

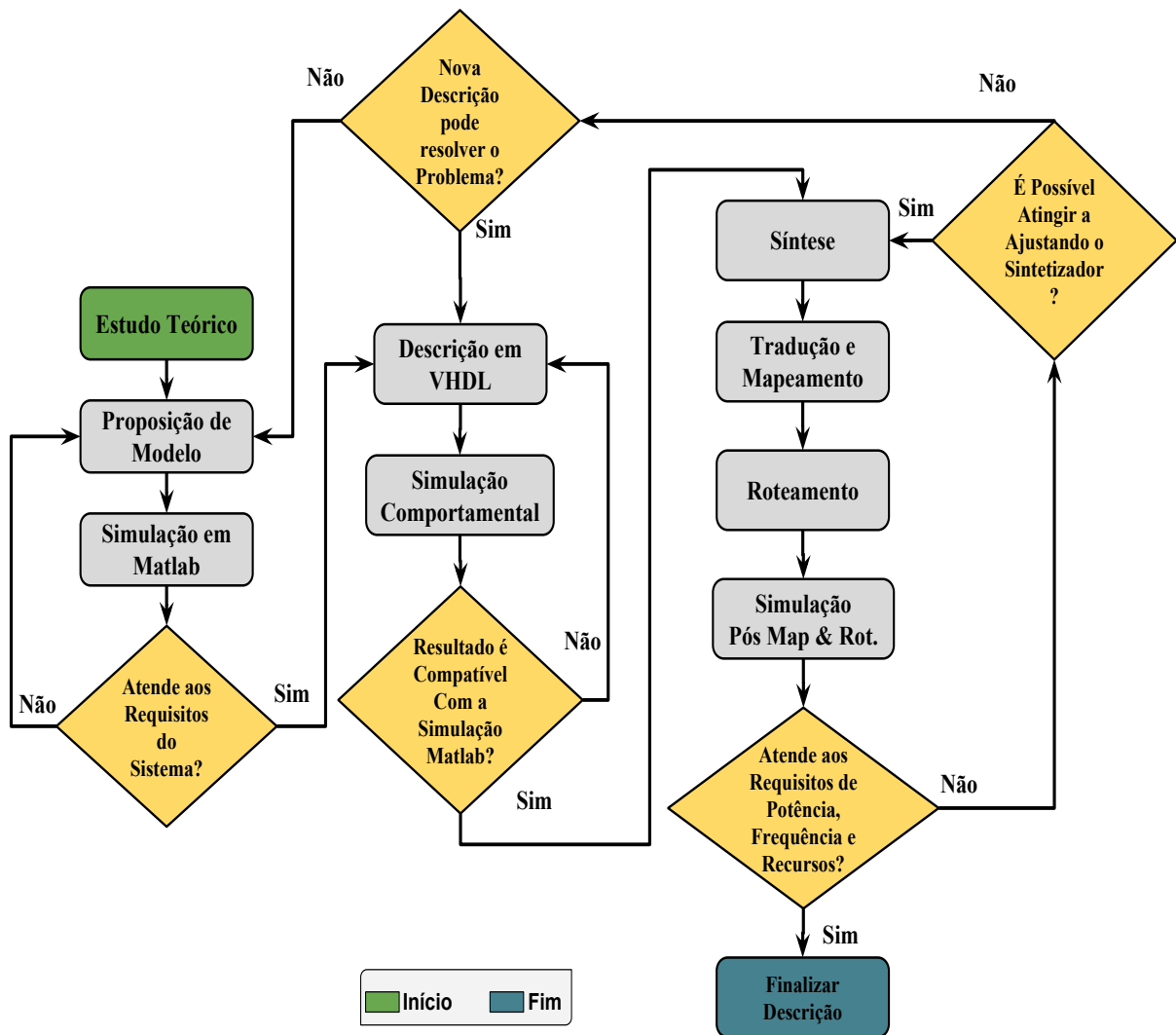


Figura 6 – Fluxograma do Processo de Desenvolvimento.

## 4 Desenvolvimento do Modem OFDM

Um modem OFDM gera, a partir de um conjunto de dados, que são mapeados segundo uma constelação, normalmente, do tipo QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) e multiplexados em diversas subportadoras por uma IFFT, um sinal analógico que irá se propagar por algum meio e, ao chegar no receptor, deve ser detectado e interpretado para que se recupere a informação transmitida. Para isso, foi desenvolvida a estrutura funcional representada na Figura 7, que tem como base o modem descrito em Costa (2014), sendo que os componentes destacados, quais sejam a inserção de portadoras pilotos, estimativa e equalização de canal, foram desenvolvidos, nesta dissertação, para compensar as distorções deste sobre o sinal transmitido.

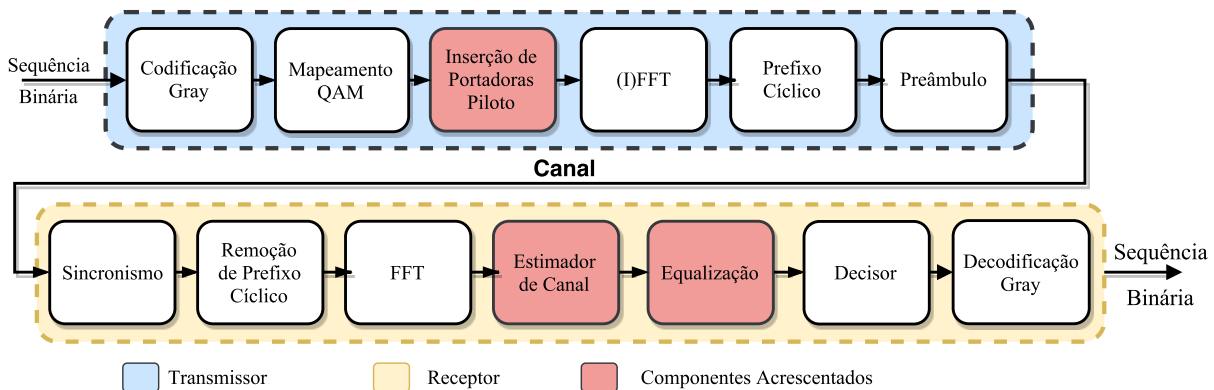


Figura 7 – Digrama Funcional do Modem OFDM.

Para as funções de codificação da sequência binária, modulação e, assim, gerar o sinal OFDM foi projetado o transmissor com os componentes abaixo itemizados.

- **Codificador Gray:** Converte um sequência binária em uma sequência com codificação Gray adaptada para o mapeador QAM.
- **Mapeador QAM:** Transforma uma sequência binária em um número complexo, segundo uma constelação M-QAM.
- **Portadoras Piloto:** Etapa onde são inseridas as portadoras utilizadas para estimativa de canal, sendo estas chamadas de portadoras piloto.
- **IFFT:** Transformada inversa Rápida de Fourier que multiplexa as portadoras gerando um sinal no domínio do tempo.
- **Prefixo Cíclico:** Faz a inserção de um prefixo no início de cada símbolo OFDM tornando-o cíclico.

- **Preâmbulo:** Adiciona a sequência de sincronismo no início de cada quadro de transmissão.

No receptor, onde foi feito o sincronismo, a demodulação e a equalização de canal, assim como a decodificação da sequência binária recebida, encontram-se os componentes subsequentes.

- **Sincronismo:** Componente que faz a correta detecção de um quadro.
- **Remoção de Prefixo Cíclico:** Remove o prefixo cíclico do sinal OFDM para que possa ser aplicada a transformada de Fourier.
- **FFT:** Realiza a demultiplexação das subportadoras através da transformada direta de Fourier, disponibilizando o sinal no domínio da frequência.
- **Estimador de Canal:** Estima a resposta em frequência do canal de comunicação.
- **Equalizador:** Faz compensação de módulo e fase na subportadoras recebidas, tendo como base o modelo de canal estimado.
- **Decisor:** Aplica um algoritmo de decisão nos dados complexos fornecidos pelas subportadoras de forma a recuperar a sequência binária.
- **Decodificador Gray:** Decodifica a sequência binária proveniente do decisor conforme as regras do codificador Gray.

Distribuído em 64 arquivos *.vhd*, entre descrições e arquivos de teste, totalizando 6970 linhas de código, o modem OFDM pode ser visto, em termos de instanciação, como dois grandes componentes, o transmissor mostrado na Figura 8 e o receptor representado na Figura 9, sendo que, em cada bloco, é representado o nome do componente, na parte superior, e o nome da arquitetura, na parte inferior, utilizada.

Estes dados reforçam a necessidade do uso de padrões bem definidos de codificação, armazenamento e documentação de todo o trabalho desenvolvido para que seja viável utilizar, manter e distribuir o conhecimento produzido.

As métricas, aqui apresentadas, foram obtidas com o auxílio do programa *Undesr-tand 4.0*, da empresa TOOLWORKS, em sua versão de teste. Ressalta-se que o componente usado para implementação de simetria Hermitiana, apesar de presente na Figura 8, não foi utilizado para os estudos deste trabalho. Caso haja interesse, sua completa descrição e testes realizados em uma versão anterior do modem podem ser vistos em Costa (2014).

As seções a seguir retratam o desenvolvimento de cada um dos módulos descritos na Figura 7. Este, inicia-se pela descrição dos componentes do transmissor, sendo o mapeador

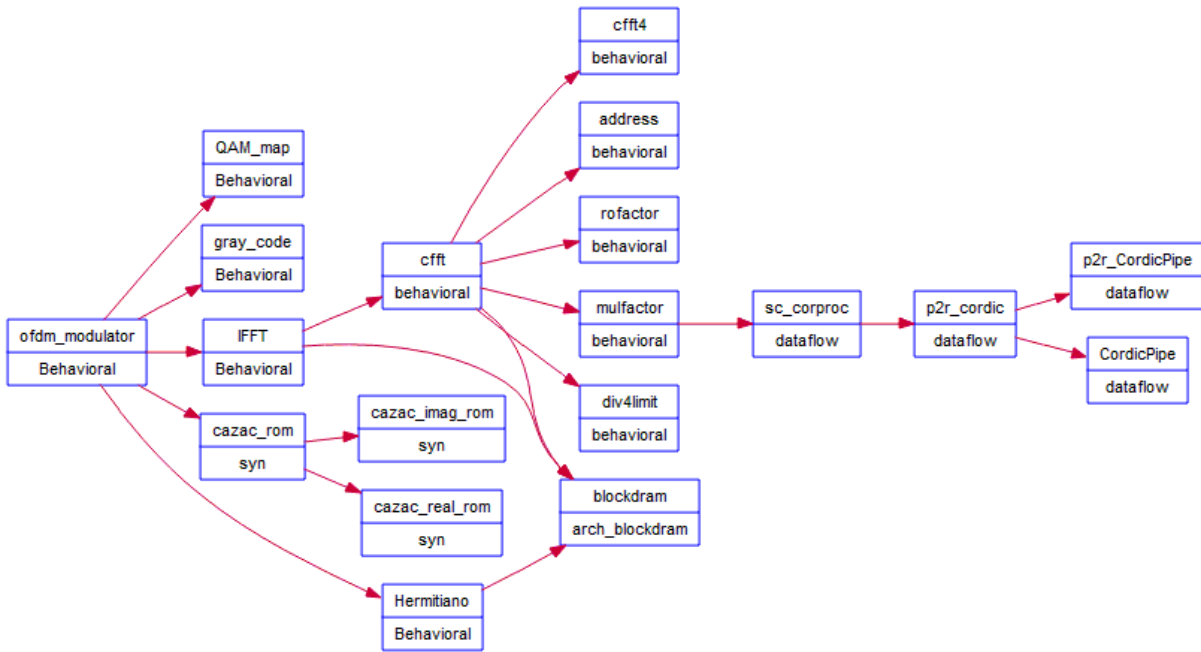


Figura 8 – Instâncias do Transmissor OFDM.

QAM o primeiro bloco explorado. Até completar toda a descrição do receptor, alguns blocos são apresentados fora de ordem para uma melhor compreensão de seu funcionamento.



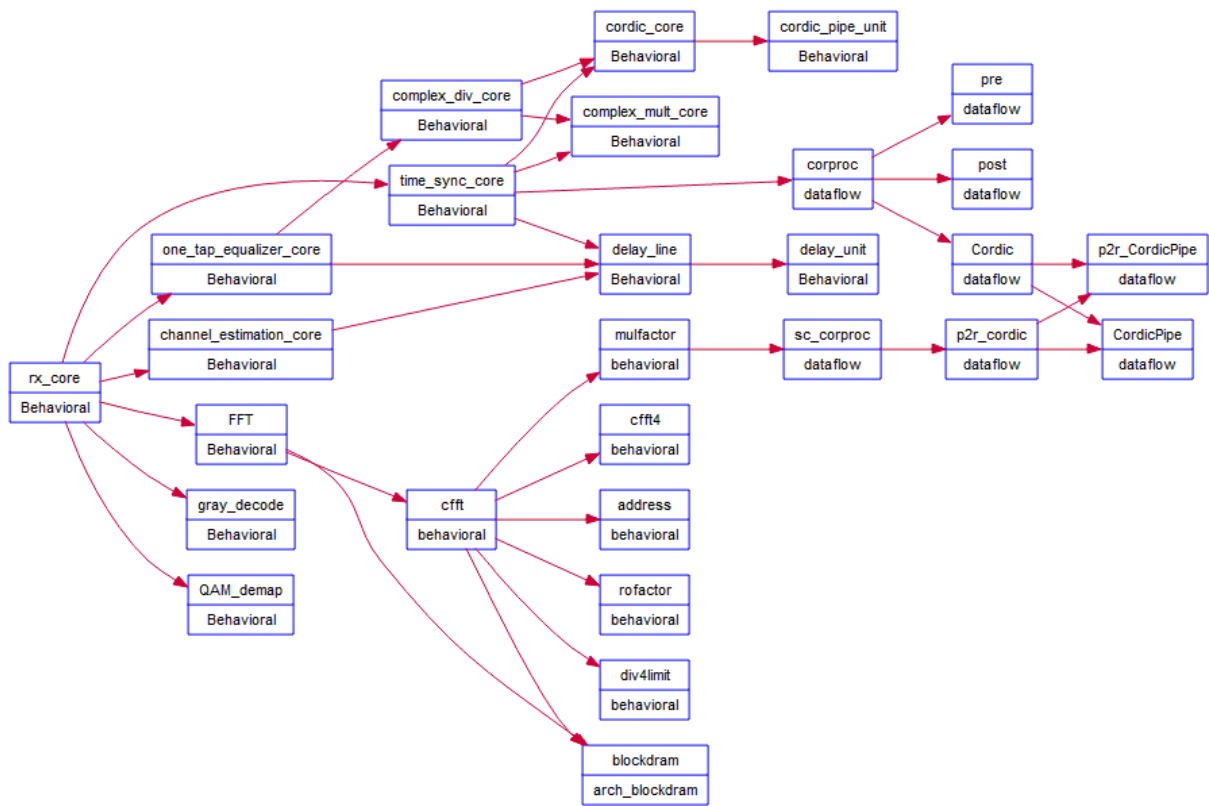
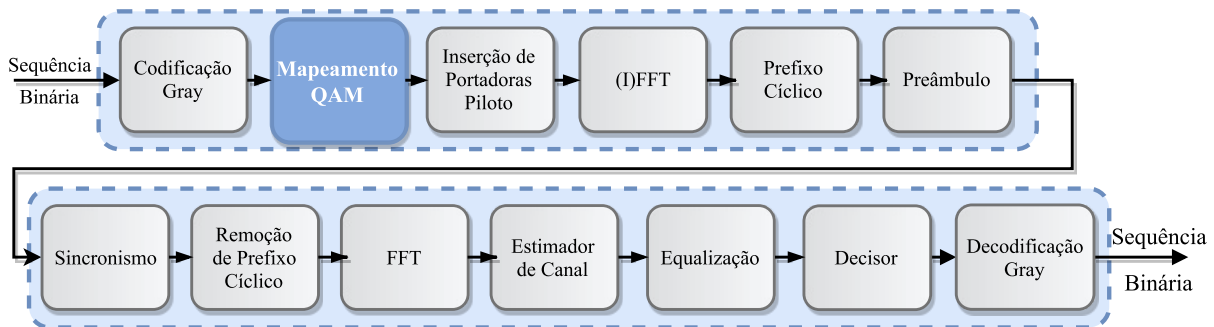


Figura 9 – Instâncias do Receptor OFDM.

## 4.1 O Mapeador QAM



A operação FFT tem como valores de entrada um conjunto de números complexos que representam as informações contidas nas subportadoras. No entanto, a entrada do sistema consiste em uma sequência binária que não representa, necessariamente, um número complexo. Para que seja feita uma conversão de significados, um mapeador QAM é utilizado com o intuito de converter uma sequência binária em um número complexo. Esta conversão pode ser feita tomando-se tamanhos diferentes de sequências de bits para formar um símbolo QAM, que é uma constante complexa.

Constelações QAM possuem tantos símbolos quanto combinações de bits possíveis para a sequência utilizada. Assim, um símbolo que represente uma sequência de 2 bits pertence a uma constelação 4-QAM. Caso fosse utilizado 4 ao invés de 2 bits, seria um símbolo de uma constelação 16-QAM e assim por diante. Exemplos de diagramas de constelação QAM são apresentados na Figura 10, sendo a Figura 10a uma constelação do tipo 4-QAM e a Figura 10b uma constelação do tipo 16-QAM.

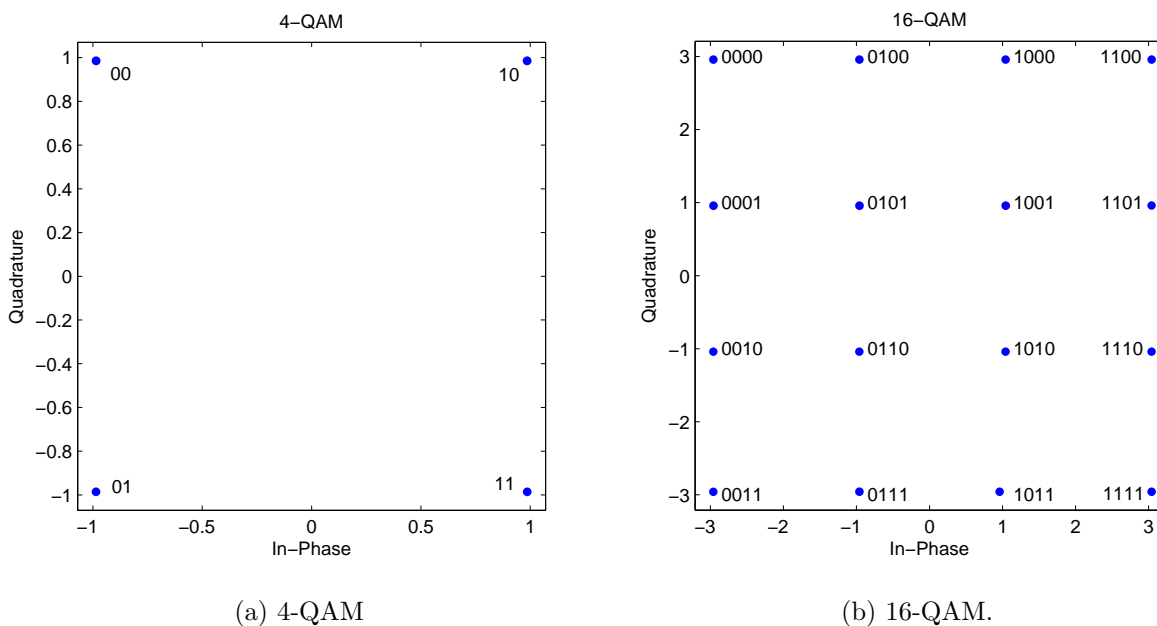


Figura 10 – Exemplo de diagrama de constelação segundo um mapeador M-QAM.

Uma implementação para o mapeador QAM pode ser feita por meio de uma tabela verdade, ou do termo em inglês *Look Up Table* (LUT), onde armazenam-se os valores dos símbolos da constelação em uma memória do tipo ROM (*Read Only Memory*), como feito em Woss (2014). Contudo, a estratégia adotada neste trabalho consiste em um algoritmo capaz de implementar qualquer tamanho de constelação do tipo *M-QAM*, onde

$$M \in [4^n], \quad \forall n \in (1, 2, 3 \dots). \quad (4.1)$$

Esta contribuição contempla a possibilidade de realizar a implementação de um modem OFDM com a capacidade de configurar a modulação utilizada em cada subportadora de acordo com a resposta em frequência do canal. A interface do componente está ilustrada na Tabela 1.

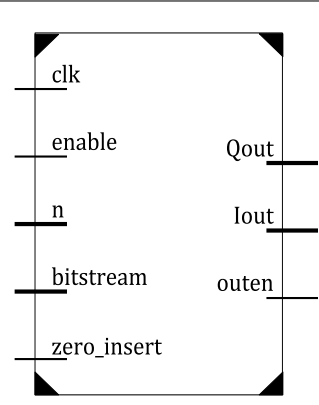
Componente (QAM_map)	Portas	Descrição
	<i>bitstream</i>	Bits a serem mapeados.
	<i>n</i>	Tamanho da Constelação QAM, segundo a Equação 4.1.
	<i>clk</i>	Sinal de <i>clock</i> do sistema
	<i>enable</i>	Habilita o componente. Ativo Alto.
	<i>zero_insert</i>	Adiciona zero às saídas <i>Iout</i> e <i>Qout</i> independente do valor de entrada. Ativo Alto.
	<i>Iout</i>	Parte real do símbolo QAM
	<i>Qout</i>	Parte imaginária do símbolo QAM
	<i>outen</i>	Indica uma saída válida. Ativo Alto.

Tabela 1 – Bloco QAM.

A entrada *n* configura o tamanho da constelação M-QAM a cada ciclo de *clock*, ou seja, sempre que um novo símbolo for inferido, este será de uma constelação de tamanho M configurado pelo valor da porta *n*.

A entrada *bitstream* tem tamanho fixo e a quantidade de bits necessários para a construção de um símbolo muda de acordo com o valor da porta *n*, sendo que o componente sempre separa os bits mais significativos, descartando os demais. Desta forma, por exemplo, se configurado para 4-QAM seriam utilizados apenas os dois bits mais significativos da entrada *bitstream* e para 16-QAM os quatro mais significativos. Cada metade dos bits selecionados é alocada nos bits mais significativos das saídas *Qout* e *Iout*, e o restante dos bits é preenchido de forma a centralizar a constelação, conforme ilustra a Figura 11.

O Código 4.1 representa a declaração da entidade QAM\_map, no qual podem ser observadas as relações entre as portas e os atributos genéricos.

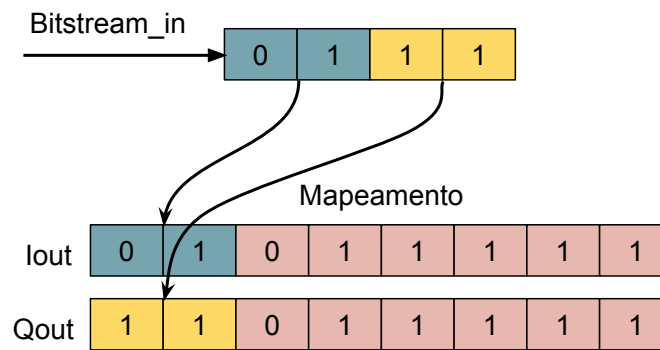


Figura 11 – Funcionamento do Mapeador M-QAM para uma porta de 8 bits e M=16.

#### Código 4.1 Entidade QAM\_map

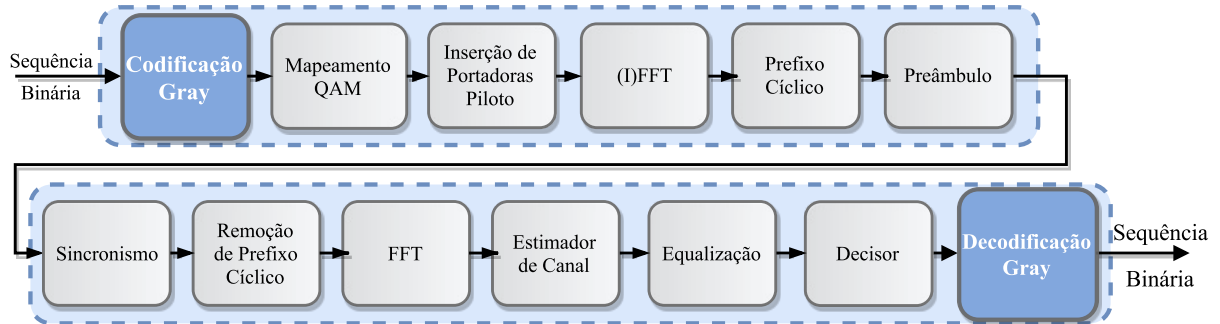
```

entity QAM_map is
generic (
  DATA_WIDTH : integer ; -- Configura a largura da porta de Saida.
  BIT_LENGTH : integer ; -- Configura a largura da porta de entrada de bits.
);
port (
  clk      : in  std_logic;
  enable   : in  std_logic;
  n        : in  unsigned (4 downto 0);
  bitstream : in  unsigned (BIT_LENGTH-1 downto 0);
  zero_insert : in  std_logic;
  qout      : out unsigned (DATA_WIDTH-1 downto 0);
  iout      : out unsigned (DATA_WIDTH-1 downto 0);
  outen     : out std_logic := '0'
);
end QAM_map;

```

A principal deficiência deste algoritmo reside no fato da distância Hamming entre dois símbolos adjacentes nem sempre ser mínima, fato este que pode ser observado na Figura 10b. Porém, mais detalhes sobre este problema e sua solução serão apresentados na Seção a seguir. A implementação deste componente resultou no trabalho Coradini et al. (2014), no qual outros aspectos sobre podem ser vislumbrados.

## 4.2 Codificação Gray



A codificação Gray é utilizada para a elaboração de contadores, codificação de máquinas de estados, *encoders*, dentre outros. Tem como propriedade mais importante a minimização da distância Hamming entre dois símbolos subsequentes, ou seja, duas cadeias de bits subsequentes diferenciam-se por apenas um bit. A Tabela 2 ilustra um exemplo de uma possível codificação Gray.

Sequencia Binária	Sequência Gray	Sequencia Binária	Sequência Gray
0000	0000	1000	1100
0001	0001	1001	1101
0010	0011	1010	1111
0011	0010	1011	1110
0100	0110	1100	1010
0101	0111	1101	1011
0110	0101	1110	1001
0111	0100	1111	1000

Tabela 2 – Codificação Gray.

O processo de conversão de código binário para código Gray pode ser feita aplicando-se uma operação de ou exclusivo, XOR (*Exclusive OR*), entre a sequência original e a sequência original deslocada para a direita de um dígito, sendo o bit mais à esquerda preservado. As Equações (4.2) e (4.3) representam a formalização da operação citada e a Figura 12 mostra sua implementação para uma sequência de 4 bits, onde

$$S_{n-1} = E_{n-1}, \quad (4.2)$$

$$S_i = E_{i+1} \oplus E_i \quad \forall (i \in (n-2, \dots, 0)), \quad (4.3)$$

sendo  $E_{n-1}$  o bit mais significativo da sequência sem codificação Gray, ou seja a porta de entrada,  $S_{(n-1)}$  o bit mais significativo da sequência codificada, logo, na porta de saída,

enquanto que  $E_i$  e  $S_i$  são os bits de índice  $i$ , das portas de entrada e saída, respectivamente, numerados em ordem crescente da direita para a esquerda.

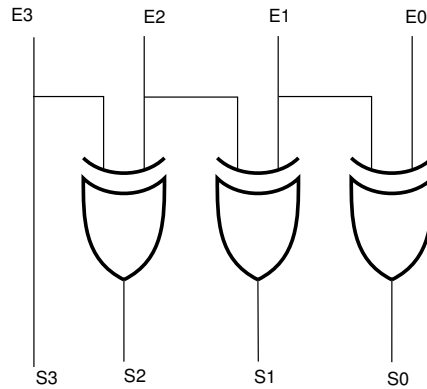


Figura 12 – Codificador Gray.

Para a operação inversa utilizam-se a Equação 4.4 e a Equação 4.5. A operação de conversão de código Gray para binário é mais complexa e tem um atraso (caminho crítico) maior quando comparado ao codificador (SANTOS, 2010).

Esta conversão também é realizada repetindo-se o bit mais significativo da palavra em código Gray e utilizando operações XOR. Entretanto, cada bit a ser convertido depende da conversão anterior, o que cria um aumento do caminho crítico, bem como da complexidade, se comparada com a conversão inversa (SANTOS, 2010).

Consegue-se esta decodificação fazendo

$$E_{n-1} = S_{n-1}, \quad (4.4)$$

$$S_i = E_{i+1} \oplus E_i \quad \forall (i = n - 2, \dots, 0). \quad (4.5)$$

A Figura 13 mostra o circuito utilizado para fazer esta operação.

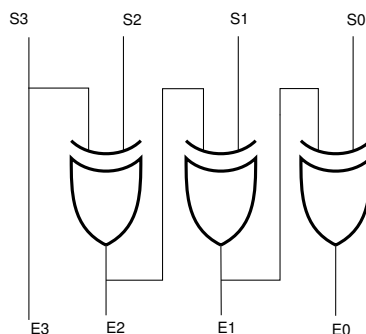
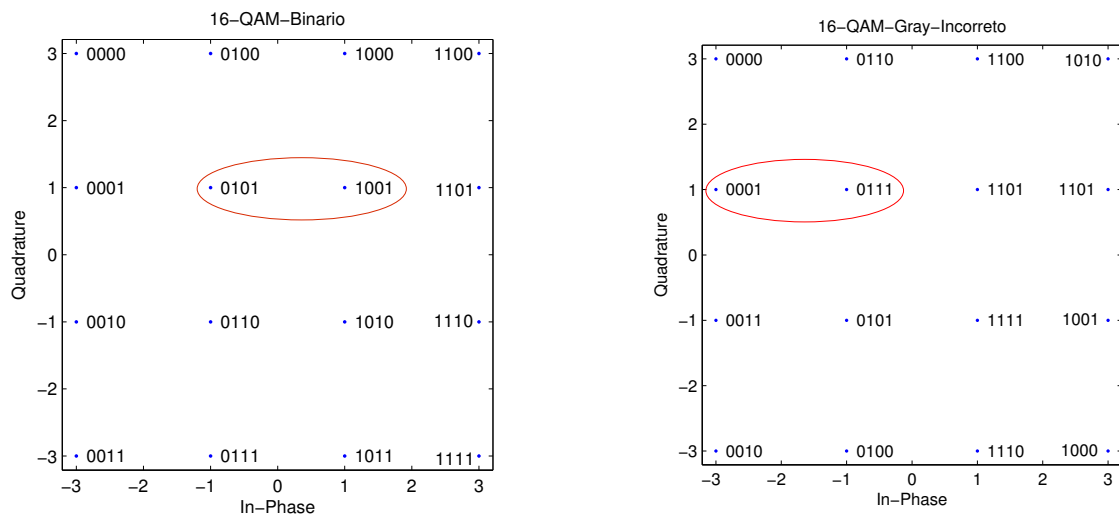


Figura 13 – Decodificador Gray.

No entanto, esta configuração da codificação Gray não é compatível com o que se deseja para o mapeador QAM, pois a utilidade desta codificação para o mapeador é fazer com que símbolos adjacentes tenham mínima distância Hamming, enquanto que, desta maneira, a codificação é unidimensional, não garantindo assim a mínima distância nos dois eixos do plano complexo.

A Figura 14a representa uma saída padrão do mapeador, cuja aplicação direta das Equações 4.2 e 4.3 resulta na Figura 14b, nas quais é possível encontrar símbolos adjacentes com distância de Hamming maior de que uma unidade.



(a) Codificação Binária.

(b) Codificação Gray aplicada incorretamente.

Figura 14 – Codificação binária e codificação Gray unidimensional aplicada à constelação 16-QAM.

A solução deste problema foi obtida dividindo-se a sequência de bits em duas partes e codificando-as separadamente, de forma a codificar cada eixo do plano complexo. O resultado da aplicação deste método pode ser vislumbrado na Figura 15.

Os circuitos para esta implementação ficam ligeiramente diferentes. Em cada metade dos bits de entrada será utilizado um circuito de codificação Gray conforme a descrição anterior, ou seja, para cada  $n$  bits são utilizados dois codificadores de tamanho  $n/2$  bits. A Figura 16 mostra o resultado da modificação sugerida para o caso de 4 bits para o codificador. Para tamanhos maiores basta aplicar os circuitos das Figuras 12 e 13 em cada metade da cadeia.

O parâmetro  $n$  que aparece neste componente é o mesmo que utilizado no mapeador QAM e tem a mesma função. Assim como no mapeador, o codificador também opera apenas os bits mais significativos necessários para a construção de um símbolo a cada pulso de *clock*, descartando os demais. Vale lembrar que, a fim de minimizar a quantidade de recursos utilizado, a variável *bit\_length* deve ser grande o suficiente para comportar a quantidade de bits requerida para se mapear um símbolo na constelação de maior tamanho

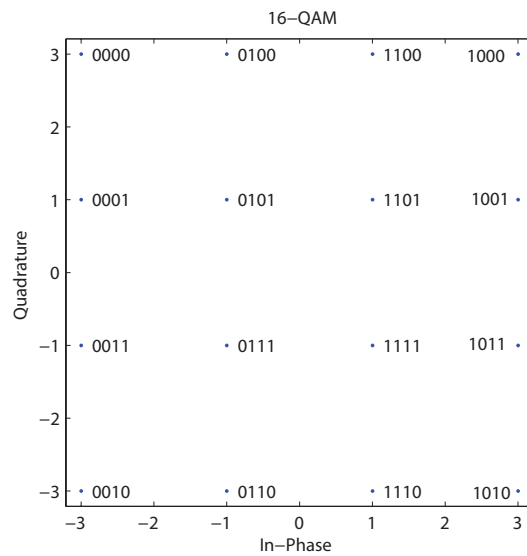


Figura 15 – Codificação Gray Aplicada aos eixos I e Q separadamente.

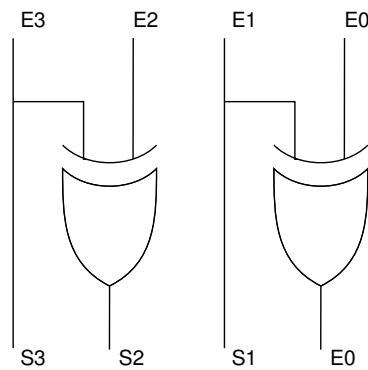


Figura 16 – Circuito Codificação Gray.

da configuração do sistema. Ou seja, se no sistema utilizam-se constelações de 4-QAM a 1024-QAM, então, *bit\_length* deve ser igual a 10. As Tabelas 3 e 4 descrevem as interfaces dos blocos codificador e decodificador Gray.

Porta	Direção	Tipo	Descrição
<i>n</i>	Entrada	<i>unsigned</i>	Quantidade de bits codificados.
<i>bitstream_in</i>	Entrada	<i>unsigned</i>	Bits a serem codificados.
<i>bitstream_out</i>	Saída	<i>unsigned</i>	Bits codificados.

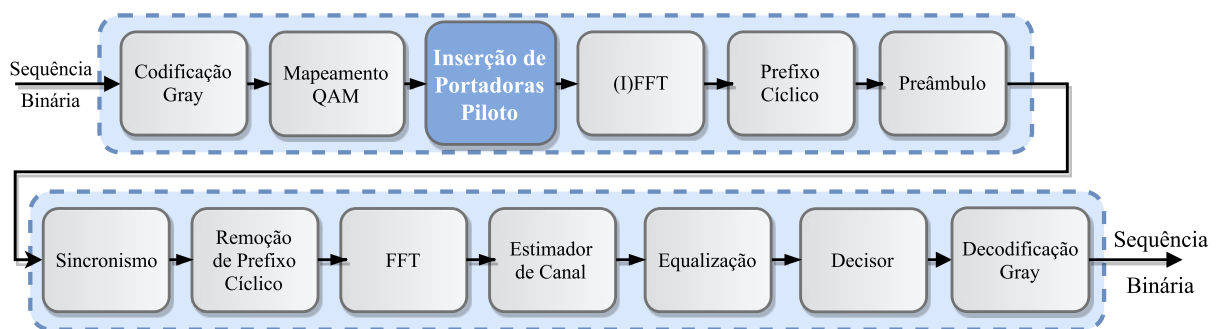
Tabela 3 – Interface do bloco para codificação Gray.



Porta	Direção	Tipo	Descrição
<i>clk</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Sinal de <i>clock</i> do sistema
<i>enable</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Habilita o componente. Ativo alto.
<i>n</i>	Entrada	<i>unsigned</i>	Quantidade de bits codificados.
<i>bitstream_in</i>	Entrada	<i>unsigned</i>	Bits a serem codificados.
<i>bitstream_out</i>	Saída	<i>unsigned</i>	Bits codificados.

Tabela 4 – Interface do bloco para decodificação Gray.

### 4.3 Inserção de Portadoras Piloto



Durante o processo de montagem do símbolo OFDM podem ser escolhidas, a cada subportadora, entre um dado mapeado, zero, ou uma portadora piloto. A portadora piloto tem a finalidade de auxiliar no processo de estimar os efeitos provocados pelo canal de transmissão sobre o sinal OFDM, sendo seu valor pré-determinado. Nesta implementação duas posições de portadoras pilotos são propostas, ambas sobre a reta  $\text{Re}\{x\} = \text{Im}\{x\}$ , no qual  $x$  é um número complexo qualquer. Estas posições são escolhidas de forma a simplificar o circuito que realiza a estimativa do canal, e uma explicação mais detalhada será feita na seção 4.10. O espaçamento entre estas é constante e definido pela razão de subportadoras pilotos no símbolo OFDM, representada pelo atributo genérico  $RP$ , presente na interface do componente *ofdm\_modulator*, e que define a quantidade total de portadoras pilotos ( $N_P$ ) pela relação

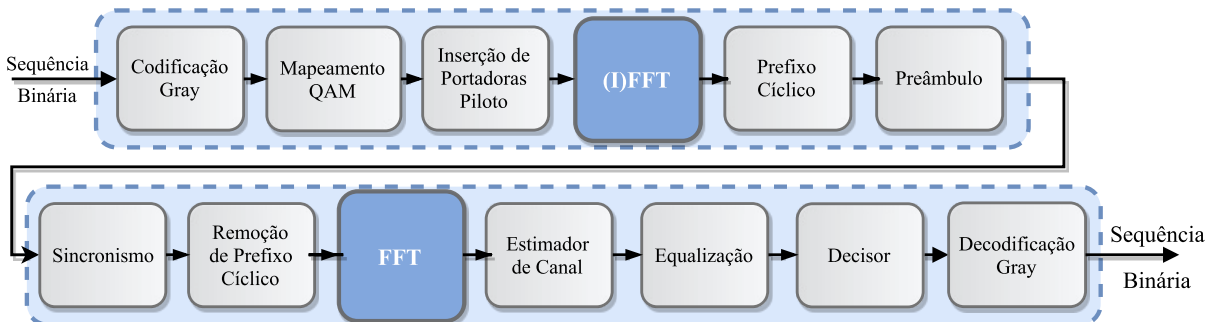
$$N_p = 1 + \frac{N_{FFT}}{R_p}. \quad (4.6)$$

Ao escolher a quantidade e a amplitude das portadoras pilotos, deve ser levada em consideração a faixa de valores nas quais o componente de transformada inversa de Fourier irá operar, em virtude da densidade de pilotos no símbolo. Isso ocorre pois a inserção de pontos com mesma amplitude e fase faz com que o PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) do sinal gerado aumente, (JIANG; WU, 2008), e como, pelo teorema de Parseval, a potência do sinal no tempo tem de ser igual a potência do sinal na frequência, ao aumentar

o PAPR diminui-se o valor médio dos sinais que não compõem o pico. Este fato gera duas consequências, a primeira é que, caso o valor de pico seja muito elevado, haverá *overflow* nas operações da (I)FFT, enquanto que, caso os valores que não os de pico sejam muito baixo, haverá uma maior distorção do sinal por falta de resolução, ou seja, terá, proporcionalmente, mais ruído de quantização, piorando a SQNR (*Signal to Quantization Noise Ratio*) (WANG et al., ). Uma forma de mitigar este efeito seria a adoção de alguma técnica de pré-codificação do símbolo OFDM, onde, após a montagem do símbolo e antes da realização da (I)FFT, é aplicado um algoritmo que modifica o símbolo OFDM para minimização do PAPR, tal como CAZAC *precoding* (FENG et al., 2016), transformada Hartley (ALI et al., 2012), dentre outras. A pré-codificação é indicada para este caso pois opera nos símbolo antes da operação da (I)FFT, modificando as características do sinal que será gerado.

Portanto, ao projetar a quantidade de portadoras pilotos, deve haver um compromisso entre a densidade de pilotos no símbolo OFDM, o PAPR e a qualidade do sinal gerado, sendo que, quanto maior a densidade de pilotos, melhor será a estimativa de canal, com o custo de que menor será a quantidade de dados transmitidos, maior será o PAPR do sinal gerado e, conseqüentemente, maior a chance de haver *overflow* durante a computação da (I)FFT.

#### 4.4 Transformada de Fourier (FFT/(I)FFT)



Componente principal do transmissor, a (I)FFT é responsável por multiplexar o sinal das portadoras e transportar o sinal do domínio da frequência para o tempo realizando a transformada inversa discreta de Fourier ((I)DFT). Há diversos trabalhos que sugerem implementações para a realização desta operação, tanto para ponto fixo, quanto para ponto flutuante (SAPONARA; L'INSALATA; FANUCCI, 2009; LI; LAI; CUI, 2007; WOSS, 2014; XILINX, 2011).

O código escolhido para este projeto possui representação de ponto fixo, com decimação na frequência, e opera em *radix-4* tendo sido implementado por (MING, 2002) e encontra-se disponível na página da organização OPENCORES. Este é o mesmo

componente utilizado por (SIQUEIRA, 2004) em seu trabalho de graduação, no qual foram feitas diversas análises sobre a quantidade de operações realizadas e um estudo sobre a máxima amplitude de entrada para que não ocorra *overflow* durante a operação. Segue uma citação ao referido estudo.

Outra questão importante [...] é sobre como se evitar o *overflow*. Para isso foi mostrado que aumentando-se o número de bits, porém como a quantidade de bits da memória é fixo, é necessário se reduzir a quantidade de números para esse tamanho de palavra. Porém, não se pode apenas rotacionar os dados, pois pode ocorrer erro de *overrun*, ou seja, ao se estourar a capacidade de representação do número binário ele volta a zero e recomeça a contagem (SIQUEIRA, 2004).

Nesta implementação utiliza-se um único bloco para realizar a operação de *butterfly*, ganhando com isso área de ocupação, mas, em contrapartida, perdendo em termos de latência do componente, pois operações que poderiam ser feitas paralelamente, caso houvesse mais deste componente disponíveis, disputam um mesmo recurso, tendo, assim, de aguardar a disponibilidade deste para que sejam realizadas. Como principal operador matemático foi adotado o algoritmo de rotação de coordenada por computação digital, mais comumente conhecido como CORDIC (*Coordinate Rotation Digital Computer*). Esta FFT não opera em modo *pipeline*, sendo preciso esperar o término da operação atual para se iniciar uma próxima.

No código disponibilizado por Ming (2002), foi feita uma implementação da transformada de Fourier que utiliza como principal operador matemático um código do tipo CORDIC. Ao computar uma operação com o CORDIC, utiliza-se valores, que são pré-calculados, armazenados em uma tabela de consulta. Esta tabela deve ter um valor de entrada para cada bit de precisão da operação, ou seja, se a operação tem  $n$  bits de precisão, então esta tabela deve ter  $n$  valores. No entanto, a implementação de MING limita o tamanho desta tabela a 16 bits. Assim, uma alteração feita consiste em expandir esta tabela, inicialmente com 16 valores, para que coincida com a resolução de bits pretendida.

Outra modificação, em relação à implementação original, consiste na implementação de uma memória do tipo RAM na saída, além da criação de dois blocos separados para as transformadas direta e inversa. A implementação desta memória tem por finalidade a organização dos dados fornecidos pelo bloco, pois a saída é em ordem reversa de dois bits.

No bloco (I)FFT há, também, a inclusão de um sinal de *hold\_data*. Este sinal serve para que o componente segure os dados mesmo após o término da operação. Isso foi feito para permitir a inserção da sequência CAZAC antes do início do símbolo OFDM, lembrando que esta sequência é fundamental para o processo de sincronismo no receptor. A utilidade deste sinal é novamente abordada na seção 4.7, com uma ilustração deste funcionamento na Figura 21, sendo que na referida seção o tema é melhor colocado em termos de sua utilidade na integração dos componentes do transmissor. As Tabelas 5 e 8 descrevem

as portas de entrada e saída dos componentes implementados. A Tabela 6 e a Tabela 7 descrevem os atributos genéricos utilizados para a configuração destes componentes.

Porta	Direção	Tipo	Descrição
<i>clk</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Sinal de <i>clock</i> do sistema.
<i>qin</i>	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Parte real do símbolo QAM.
<i>iin</i>	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Parte imaginária do símbolo QAM.
<i>hold_data</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Impede a saída de dados, mesmo quando a saída <i>outen</i> está habilitada. Ativo Alto.
<i>start</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Inicia a operação do bloco. Deve ser ativo durante um ciclo de <i>clock</i> . Ativo Alto.
<i>iout</i>	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Parte real do sinal OFDM.
<i>qout</i>	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Parte imaginária do sinal OFDM.
<i>outen</i>	Saída	<i>std_logic</i>	Indica uma saída válida. Ativo Alto.

Tabela 5 – Interface do componente (I)FFT.

Atributo Genérico	Tipo	Descrição
<i>CP_WIDTH</i>	<i>integer</i>	Define a quantidade de amostras inseridas no prefixo cíclico.
<i>WIDTH</i>	<i>integer</i>	Define a precisão, em bits, das portas <i>Qin</i> , <i>Iin</i> , <i>Qout</i> e <i>Iout</i> .
<i>POINT</i>	<i>integer</i>	Configura o tamanho, em número de amostras, da (I)FFT.
<i>STAGE</i>	<i>integer</i>	$\text{Log}_4$ do tamanho da (I)FFT.

Tabela 6 – Atributos genéricos do componente (I)FFT.

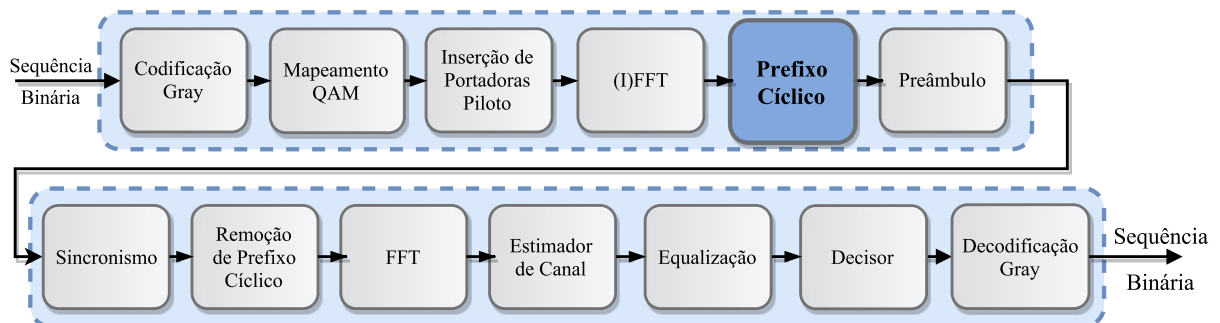
Atributo Genérico	Tipo	Descrição
<i>WIDTH</i>	<i>integer</i>	Define a precisão, em bits, das portas <i>Qin</i> , <i>Iin</i> , <i>Qout</i> e <i>Iout</i> .
<i>POINT</i>	<i>integer</i>	Configura o tamanho, em número de amostras, da (I)FFT.
<i>STAGE</i>	<i>integer</i>	$\text{Log}_4$ do tamanho da (I)FFT.

Tabela 7 – Atributos genéricos do componente FFT.

Porta	Direção	Tipo	Descrição
<i>clk</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Sinal de <i>clock</i> do sistema.
<i>qin</i>	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Parte real do símbolo QAM.
<i>iin</i>	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Parte imaginária do símbolo QAM.
<i>start</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Inicia a operação do bloco. Deve ser ativo durante um ciclo de <i>clock</i> .
<i>iout</i>	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Parte real do sinal OFDM.
<i>qout</i>	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Parte imaginária do sinal OFDM.
<i>outen</i>	Saída	<i>std_logic</i>	Indica uma saída válida. Ativo Alto.

Tabela 8 – Interface do componente FFT.

## 4.5 Prefixo Cíclico



Na subseção 2.2.3 foi dito sobre a importância da inserção do prefixo cíclico, que consiste em repetir no início do símbolo OFDM o final deste. Para sua implementação foi feita apenas uma modificação no estágio de leitura da saída da (I)FFT, e, por isso, os blocos de FFT e (I)FFT foram separados, onde o endereço de leitura inicia-se na posição  $N_{IFFT} - N_{CP}$ , lembrando que  $N_{IFFT}$  representa o número de pontos da (I)FFT e  $N_{CP}$  o tamanho da sequência do prefixo cíclico. Um fato importante a se considerar, quando há inserção de prefixo cíclico, é que a quantidade de amostras que a saída possui torna-se maior do que a quantidade de amostras da entrada. Com isso é preciso fazer com que haja uma pausa na requisição de dados com a mesma duração do prefixo cíclico, conforme ilustrado na Figura 17.

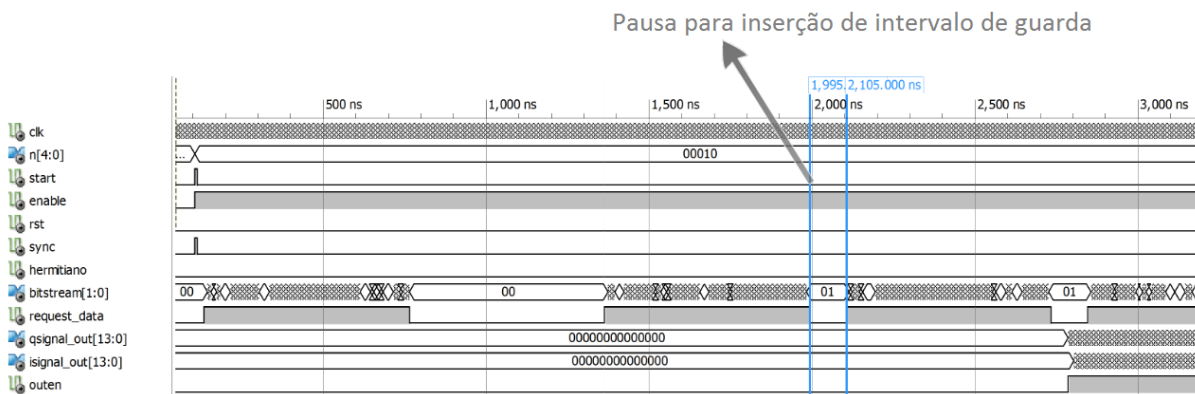
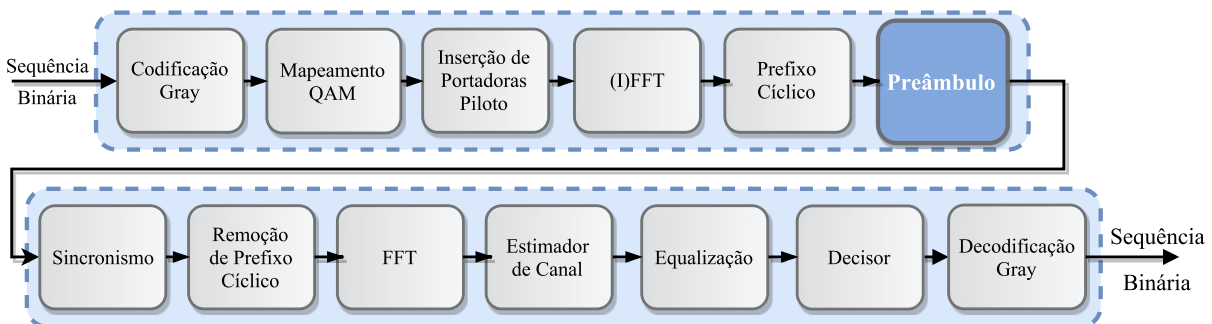


Figura 17 – Pausa na aquisição de dados para inserção de prefixo cíclico.

Quando o sinal *request\_data* está em nível alto um dado é lido da entrada no ciclo de relógio em que o mesmo esteve alto, logo, no período destacado na Figura 17 não é feita leitura de dados na entrada. Isso ocorre devido à, já citada, redundância inserida pelo prefixo cíclico. Na seção 4.7, que trata da integração dos componentes do transmissor, será dito um pouco mais sobre este comportamento.

## 4.6 Preâmbulo



Ao passar pela transformada de Fourier, os dados que foram mapeados no plano complexo e distribuídos em frequências ortogonais, agora compõem um símbolo OFDM. A junção de diversos símbolos OFDM formará um quadro de transmissão e, para cada quadro, deverá haver um preâmbulo que identifique seu início. Assim, logo antes do envio do primeiro símbolo OFDM é enviada uma sequência conhecida e de propriedades específicas (subseção 2.2.4.1) que irá servir como base para o sincronismo de tempo, sendo, então, chamada de preâmbulo.

Neste trabalho, o preâmbulo é feito com repetições de uma sequência do tipo CAZAC definida por *Zadoff-Chu*, explicada na subseção 2.2.4.1, que é previamente calculada e armazenada por duas memórias do tipo ROM, uma contendo a parte real e outra a imaginária. A arquitetura adotada para a implementação da memória ROM segue a

orientação da XILINX, que está disponível no manual de sua ferramenta de síntese (XILINX, 2009). Para a sequência *Zadoff-Chu*, vide Equação 2.11, foi fixado o valor de  $R$  em 17, enquanto  $N_{CAZAC}$  pode ser configurado com diferentes valores, desde que mantenha-se a propriedade de que  $R$  e  $N_{CAZAC}$  sejam primos entre si. A Tabela 9 descreve as portas deste componente e a Tabela 10 seus atributos genéricos.

Porta	Direção	Tipo	Descrição
<i>clk</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Sinal de <i>clock</i> do sistema.
<i>en</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Habilita a memória ROM. Ativo alto.
<i>addr</i>	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Endereço de leitura.
<i>data_imag</i>	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Parte imaginária da sequência CAZAC.
<i>data_real</i>	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Parte real da sequência CAZAC.

Tabela 9 – Interface do componente *cazac\_rom*.

Atributo Genérico	Tipo	Descrição
<i>DATA_WIDTH</i>	<i>integer</i>	Configura a quantidade de bits das portas <i>data_imag</i> e <i>data_real</i> .
<i>CAZAC_AMP</i>	<i>real</i>	Magnitude dos símbolos da sequência CAZAC.
<i>CAZAC_SIZE</i>	<i>integer</i>	Tamanho da sequência CAZAC.
<i>ADDR_WIDTH</i>	<i>integer</i>	Logarítimo, na base 2, do tamanho da sequência CAZAC.

Tabela 10 – Atributos Genéricos do componente *cazac\_rom*.

## 4.7 Processo de Integração do Transmissor

Com todos os componentes do transmissor já descritos, resta, agora, integrá-los em um único módulo. Em relação ao projeto base, foi adicionado a inserção de portadoras piloto, utilizadas para o processo de correção dos efeitos provocados no sinal pelo canal de transmissão. Responsável por gerar o símbolo OFDM a partir de uma sequência binária, o transmissor (OFDM Tx) pode ser compreendido pelo diagrama funcional representado na Figura 18.

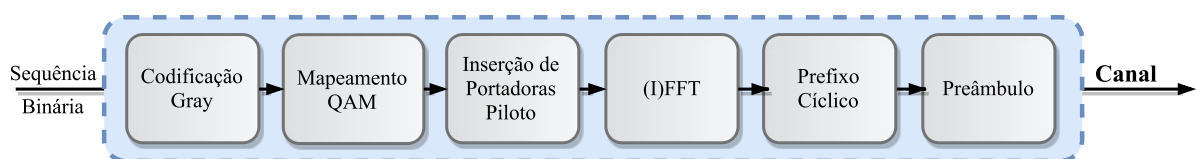


Figura 18 – Diagrama Funcional do Transmissor OFDM.

Ao final deste processo é gerado um quadro de transmissão contendo um preâmbulo, que serve ao propósito de sincronismo de tempo e de frequência entre transmissor e

receptor, seguido de um bloco, de tamanho configurável, contendo símbolos espaçados por um intervalo de guarda predeterminado, conforme Figura 19.



Figura 19 – Estrutura do quadro de transmissão.

Cada símbolo OFDM contém, em sua primeira posição, o valor zero, para que não haja valor DC<sup>1</sup>. As subportadoras pilotos são alocadas com igual espaçamento a partir da segunda posição, até a penúltima, sendo a última alocada, majoritariamente, no fim do símbolo. A Figura 20 representa, de forma ilustrativa, a estrutura descrita para cada símbolo OFDM.

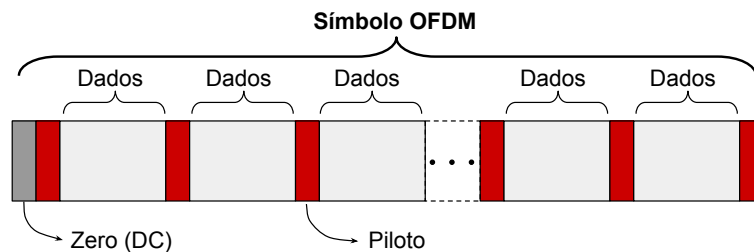


Figura 20 – Estrutura do símbolo OFDM.

A principal dificuldade da integração dos diversos módulos do transmissor consiste em sincronizar o fluxo de dados, acionando cada componente no momento correto e garantindo que nenhum bit seja perdido no processo. Apesar de ser algo, a princípio, lógico e de simples tratamento, na prática se mostra realmente complicado. Para auxiliar no sincronismo dos dados, quando necessário, foi introduzido nos componentes uma porta de sincronismo dos dados de entrada, habitualmente denominado *start* ou *enable*, e uma porta que indica os dados válidos na saída, normalmente denominado *outen*.

Em alguns momentos optou-se por coordenar a entrada de dados pelo bloco que os recebe. Então, um sinal de requerimento de dados, que opera em um sentido contrário ao *enable*, foi implementado. Assim, enquanto o *enable* é uma entrada que quando em nível alto indica, normalmente, um dado sendo repassado ao componente, o sinal *request\_data* é uma saída que, quando em nível alto, indica que um dado foi lido pelo componente, podendo ser disponibilizado, assim, o próximo dado. Este recurso foi utilizado para lidar com a inserção de redundância, como o intervalo de guarda ou quando ocorre inserção de portadoras piloto. Para a inserção de zeros, é preciso sinalizar, através da porta *zero\_insert*, durante o requerimento de dados que a portadora em questão não deve codificar uma sequência binária, mas sim inserir um valor nulo nesta posição do símbolo OFDM. A Figura 21

<sup>1</sup> Propriedade da (I)DFT, a primeira entrada refere-se à componente DC do sinal no tempo.



retrata como funciona a aquisição de dados do transmissor e nela estão destacadas as pausas na aquisição de dados e o comportamento durante a inserção de zeros, ou *zero padding*, no símbolo.

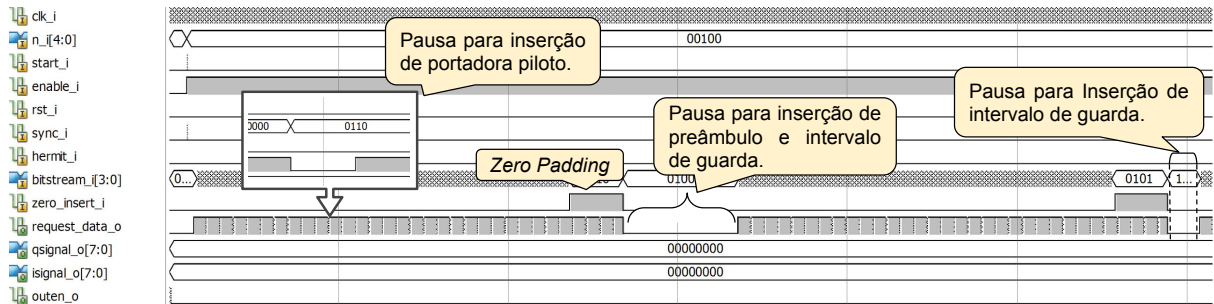


Figura 21 – Aquisição de dados do Transmissor.

Apesar da Figura 18 indicar corretamente a sequência lógica do transmissor, ela não corresponde, de fato, ao que foi produzido. O que seria correto de se representar é o que está ilustrado na Figura 22. Onde nota-se que foram instanciados sete componentes para realizar a (I)FFT, ao invés de um único. Uma memória ROM contendo a sequência CAZAC, implementa o préambulo e este possui uma representação diferente, onde o fluxo de dados não passa pelo bloco, mas este agrega ao sinal, em momento oportuno, a sequência de sincronismo. A Figura 22 representa a estrutura do modem em termos de implementação.

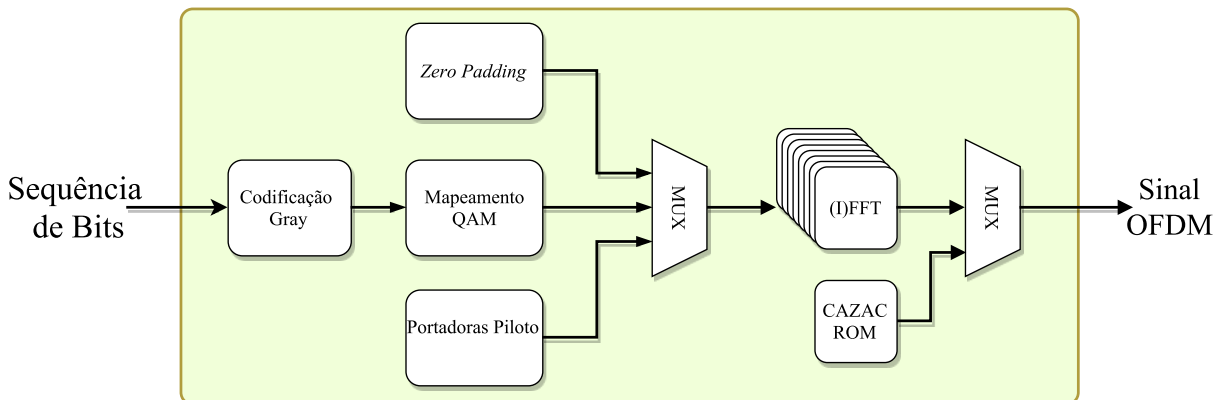


Figura 22 – Implementação do Transmissor OFDM.

Um fato já mencionado, na seção 4.4, é que a (I)FFT implementada não opera em modo *pipeline*. Para que o sistema opere em modo contínuo a solução encontrada consiste em instanciar diversos componentes e fazer um escalonamento do processamento de forma que, a medida que uma (I)FFT processa o sinal, outra (I)FFT, então ociosa, recebe os dados seguintes. A quantidade de componentes necessários foi determinada através de simulação, na qual constatou-se que cada bloco demora entre 6 e 7 vezes mais pulsos de *clock* para processar o sinal do que para recebe-lo. Com esta arquitetura adiciona-se, ao processo de integração do sistema, mais um fator complicador, pois, além de sincronizar

os dados corretamente, deve ser feito o acionamento de cada (I)FFT no instante correto, para que não somente a entrada seja contínua, mas também a saída seja contínua, uma vez que, havendo uma falha neste processo, todo fluxo de dados ficará comprometido. Um exemplo de operação da saída das diversas (I)FFT utilizada é apresentado na Figura 23, onde é possível observar a presença do sinal *hold\_data* ativo enquanto não é transmitido o preâmbulo, fazendo com que os dados processados pela primeira (I)FFT acionada, não sejam imediatamente transmitidos.

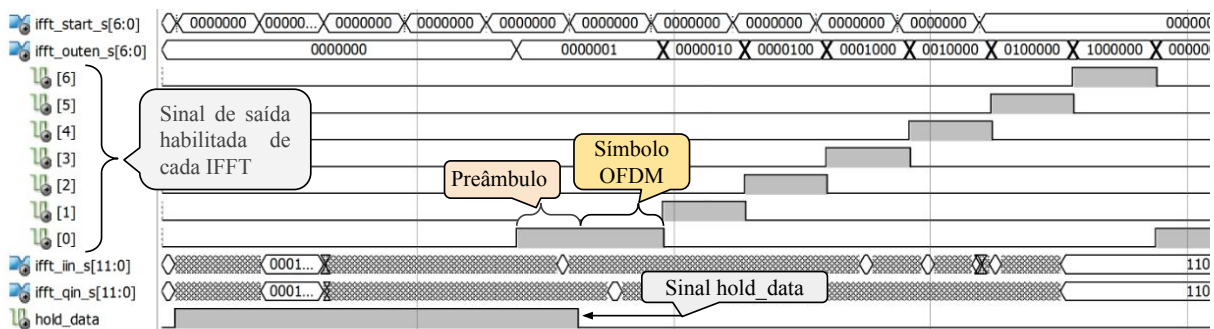


Figura 23 – (I)FFTs operando em paralelo. Quando é iniciada a transmissão, o sistema aguarda a sinalização da primeira (I)FFT acionada para, então, transmitir o preâmbulo. Assim, o sinal *hold\_data* ficará ativo até o momento em que todo o preâmbulo for transmitido.

Com esta implementação é possível montar um quadro tão longo quanto se queira, pois o transmissor é configurado para continuar a transmitir enquanto o sinal de *enable* estiver ativo. No entanto deve-se ter em mente que, por melhor que seja o sincronismo feito no início do quadro, flutuações dinâmicas do sistemas, isso inclui o canal, pequenas diferenças da frequência de operação dos receptor e do transmissor, entre outras, podem fazer com que este se perca ao passar do tempo, uma vez que esta calibração é feita somente no início do quadro recebido. Portanto, a duração do quadro deve ser menor de que este tempo. Sendo assim, é preciso assegurar uma duração máxima para o quadro, por meio de experimentos, na fase de projeto do sistema. Neste trabalho houve uma tentativa de estimar este valor, contudo, limitações de hardware do sistema disponível não permitiram atingir um limite para o tamanho do quadro nas condições testadas. Logo, para esta métrica, não há uma medida precisa.

A Tabela 11 descreve as portas de entrada e saída e o Código 4.2 a declaração do transmissor. Através dos atributos genéricos, podem ser configurados o tamanho da banda de guarda, a quantidade de bits para representação do sinal, o tamanho da (I)FFT, o tamanho da entrada de bits, que também limita o tamanho da constelação QAM, e a duração do preâmbulo. O sinal OFDM é representado em ponto fixo e em notação de complemento de dois.

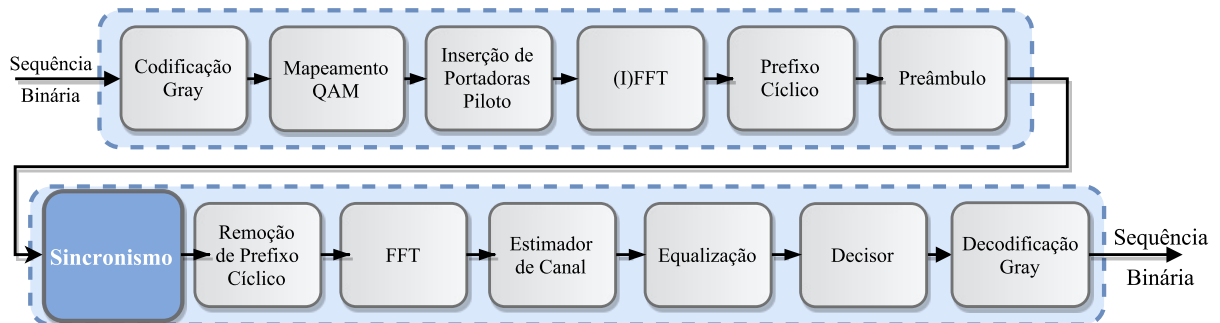
**Código 4.2** Entidade ofdm\_modulator.

```
entity ofdm_modulator is
  generic (
    GUARD_WIDTH      : integer := 16;  — Tamanho da banda de guarda.
    DATA_WIDTH      : integer := 8;   — Resolucao interna das operacoes realizadas.
    DAC_WIDTH        : integer := 8;   — Resolucao, em bits, do conversor DA.
    BIT_LENGTH       : integer := 4;   — Configura a largura da porta de entrada de bits.
    FFT_STAGE        : integer := 3;   — log4(FFT_POINT).
    FFT_POINT        : integer := 64;  — Configura a quantidade de pontos da FFT.
    REPEATED_CAZAC   : integer := 2;   — Configura o tamanho da sequencia de sincronismo.
    CAZAC_SIZE       : integer := 12;  — Numero de amostras na sequencia CAZAC
    NP               : integer := 4    — Quantidade de dados para cada portadora piloto.
  );
  Port (
    clk_i           : in  std_logic;
    n_i             : in  unsigned (4 downto 0);
    start_i         : in  std_logic;
    enable_i        : in  std_logic;
    rst_i           : in  std_logic;
    sync_i          : in  std_logic;
    bitstream_i     : in  unsigned (BIT_LENGTH-1 downto 0);
    zero_insert_i   : in  std_logic;
    request_data_o  : out std_logic;
    qsignal_o       : out std_logic_vector (DAC_WIDTH-1 downto 0);
    isignal_o       : out std_logic_vector (DAC_WIDTH-1 downto 0);
    outen_o         : out std_logic
  );
end ofdm_modulator;
```

Componente (tx_ofdm_core)	Portas	Descrição
	<i>bitstream_i</i>	Entrada de bits, são lidos os $n$ bits mais significativos por vez, sendo os demais descartados (seção 4.1).
	<i>n_i</i>	Tamanho da Constelação QAM (Equação 4.1)
	<i>enable_i</i>	Habilita o transmissor. Deve ser mantido ativo enquanto houver dados a serem transmitidos no mesmo quadro. Ativo alto.
	<i>rst_i</i>	<i>Reset</i> assíncrono. Ativo Alto.
	<i>start_i</i>	Determina o início da transmissão. Deve ser mantido ativo por apenas um pulso de <i>clock</i> . Ativo Alto.
	<i>sync_i</i>	Aciona o envio da sequência de sincronismo. Deve ser mantido ativo por apenas um pulso de <i>clock</i> no início do quadro. Ativo Alto.
	<i>zero_insert_i</i>	Inserir zero no símbolo OFDM. Ativo Alto.
	<i>isignal_o</i>	Parte real do sinal OFDM.
	<i>qsignal_o</i>	Parte imaginária do sinal OFDM.
	<i>outen_o</i>	Indica quando há saída válida. Ativo Alto.
	<i>request_data</i>	Indica quando um dado foi lido na porta Bitstream. Ativo Alto.

Tabela 11 – Interface do componente *ofdm\_modulator*.

## 4.8 Sincronismo



Sabendo que o tempo exato de chegada de um sinal no receptor é desconhecido, é necessário que haja uma forma de identificar o sinal que foi transmitido quando este chega ao receptor. Esta é a função do componente de sincronismo de tempo, que tem de estimar a amostra onde o quadro inicia. Este é um componente complexo e foi amplamente abordado em Costa (2014), sendo a seção correspondente a sua implementação disponibilizada no Apêndice A. Nesta seção apenas uma breve exposição acerca do funcionamento do mesmo será feita.

O método escolhido para o sincronismo é uma variação do método proposto por Schmidl e Cox (1996), que faz a detecção do início do quadro por meio de uma operação de autocorrelação do sinal recebido (Equação 2.10). A Figura 24 representa a autocorrelação no instante em que um quadro é recebido, sendo o valor calculado em Matlab representado por um traço contínuo, em vermelho, e o valor inferido pelo componente descrito em VHDL, marcado por pontos, em azul.

A linha tracejada, em verde, indica um valor de limiar para tomada de decisão, assim, caso o valor de correlação esteja acima deste valor, há indicação de início de quadro. Como o preâmbulo possui elevada correlação com a sequência deslocada, ou seja, fazendo um varredura circular da mesma, esta continuará com elevado valor de autocorrelação (FANG; HU; XU, 2009). Desta forma, devido à construção do preâmbulo, um platô se formará e seu fim marca o início do primeiro símbolo OFDM, precedido de seu prefixo cíclico. Na subseção 6.2.1 do Capítulo 6 é feito um levantamento sobre o comportamento desta implementação quando à eficiência em realizar a detecção do início do quadro transmitido para algumas configurações. A interface do componente, assim como a descrição de cada porta, está apresentada na Tabela 12, enquanto que seus atributos genéricos estão na Tabela 13.

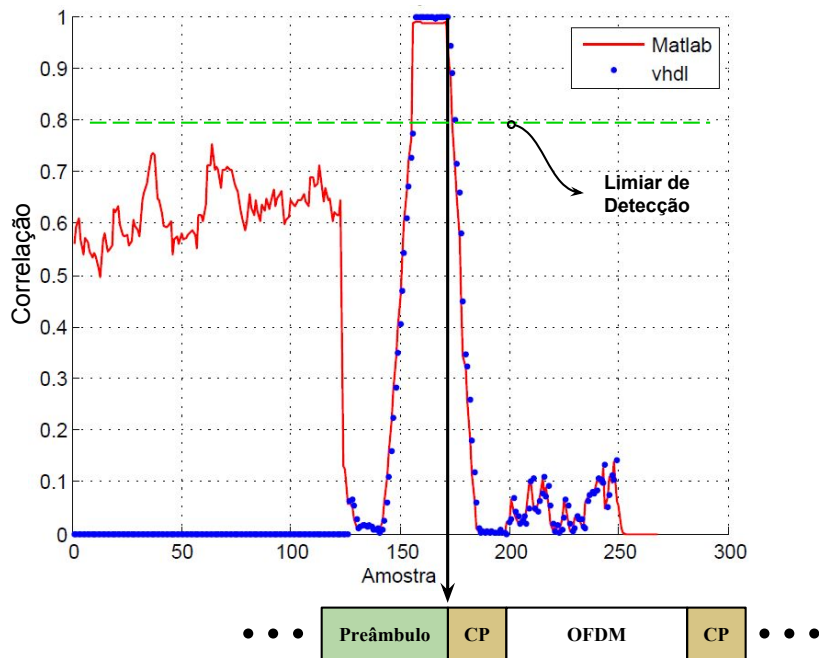


Figura 24 – Detecção de Início de Quadro.

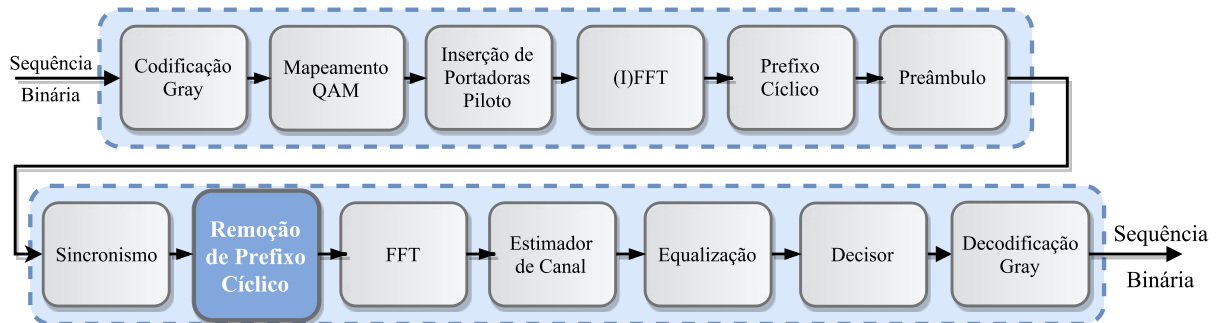
Porta	Direção	Tipo	Descrição
<i>clk_i</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Sinal de <i>clock</i> do sistema.
<i>rst_i</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	<i>Reset</i> assíncrono. Ativo Baixo.
<i>enable_i</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Habilita o funcionamento do componente. Ativo Alto.
<i>real_i</i>	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Parte real do sinal recebido.
<i>imag_i</i>	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Parte imaginária do sinal recebido.
<i>start_o</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Sinal que indica a amostra onde se inicia o quadro recebido. Ativo Alto.
<i>real_o</i>	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Parte real do sinal sincronizado.
<i>imag_o</i>	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Parte imaginária do sinal sincronizado.

Tabela 12 – Interface do componente *time\_sync\_core*.

Atributo Genérico	Tipo	Descrição
<i>DATA_WIDTH</i>	<i>integer</i>	Configura a quantidade de bits das portas <i>data_imag</i> e <i>data_real</i> .
<i>CAZAC_SIZE</i>	<i>integer</i>	Tamanho da sequência CAZAC. Este atributo também define o tamanho da janela de autocorrelação.
<i>REPEATED_CAZAC_SYMBOLS</i>	<i>integer</i>	Quantidade de repetições da sequência CAZAC.

Tabela 13 – Atributos Genéricos do componente *time\_sync\_core*.

## 4.9 Remoção de prefixo Cíclico



Assim que detectado o início do símbolo OFDM ainda há de ser feita a remoção do prefixo cíclico antes de o sinal recebido ser entregue ao componente que realiza a FFT. Como nenhum processamento é necessário durante o prefixo cíclico, no bloco de integração do receptor é feita a remoção simplesmente ignorando a entrada no período do prefixo deixando para iniciar a transformada de Fourier apenas  $N_{CP}$  ciclos após o início de um símbolo OFDM. O Código 4.3 representa um trecho do código de gerenciamento do início da operação do componentes FFT no qual é excluído o prefixo cíclico.

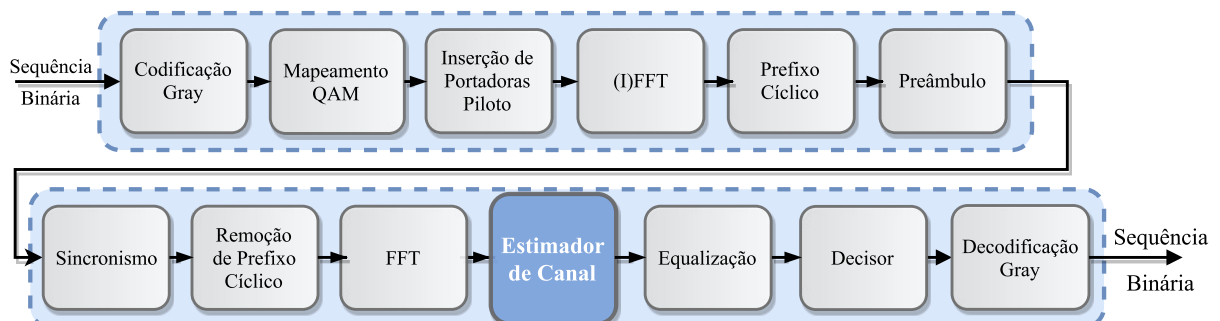
**Código 4.3** Remoção de prefixo cíclico.

```

if cont = (FFT_POINT + guard_width) then
    start(2) <= '1';
    state := next_state;
    cont := 0;
end if;

```

## 4.10 Estimação de Canal



Denominado *channel\_estimation\_core*, o componente que levanta o modelo de canal a partir do método de estimativa por meio de portadoras pilotos (subseção 2.2.2), foi desenvolvido de forma a utilizar apenas somadores e registradores de deslocamento. Isso simplifica o circuito e diminui a latência e caminho crítico quando comparado com circuitos

que utilizam multiplicadores e divisores. A fim de esclarecer este resultado, nesta seção, primeiramente, um modelo matemático do método utilizado para estimar o canal será levantado e, em seguida, será mostrado como, a partir deste modelo, foi realizada a implementação do circuito digital que realiza a estimativa de canal.

#### 4.10.1 Modelo Matemático Utilizado

Durante a recepção do quadro OFDM, cada símbolo recebido deve ser equalizado de acordo com os efeitos provocados pelo canal. Muitos são os métodos existentes para realizar esta compensação (BOUZIANE; KILLEY, 2015; OMOMUKUYO et al., 2015; SHIEH, 2010), dos quais foi escolhido, para este trabalho, o método que faz uso de subportadoras pilotos com o objetivo de estimar os coeficientes para correção dos efeitos do canal em cada subportadora. Neste método uma amostragem do canal é feita de forma que, a partir de alguns pontos conhecidos, que são os pilotos, estima-se, por interpolação, o modelo de canal em toda a faixa de frequência ocupada pelo sinal OFDM. Assim, entre duas subportadoras pilotos haverá subportadoras que transportam dados com coeficientes a ser estimados, como mostra a Figura 25. Portanto, nesta subseção será formalizado o método de obtenção dos coeficientes destas portadoras de dados a partir do valor do coeficiente calculado para as subportadoras pilotos.

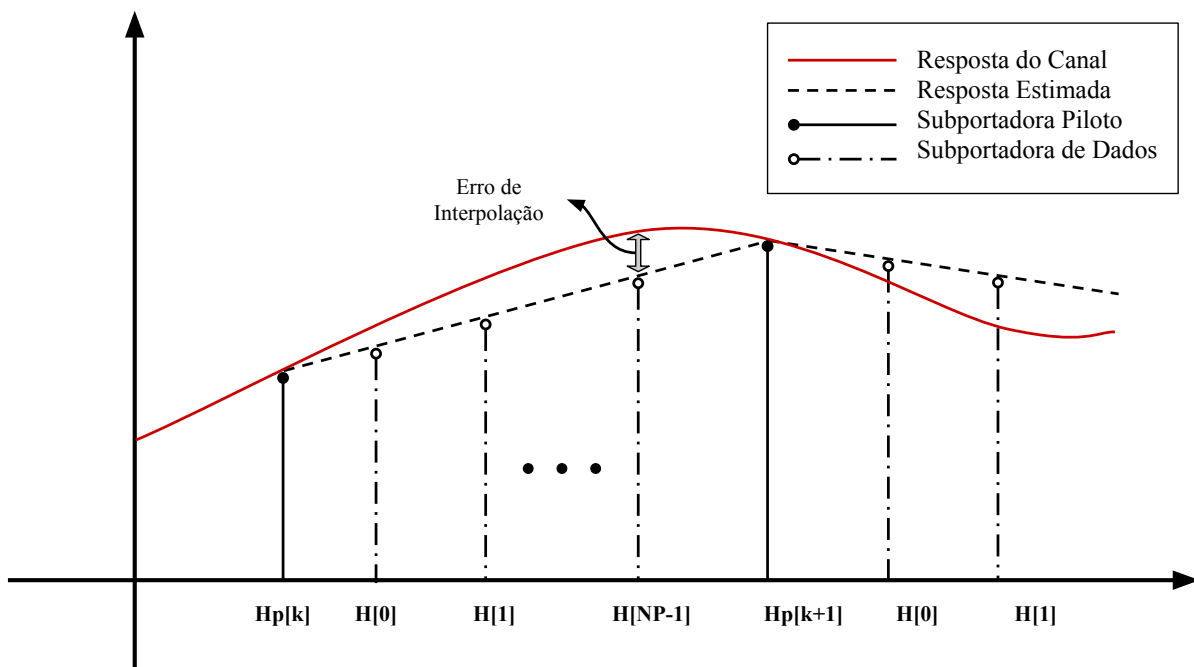


Figura 25 – Estimação de canal a partir das subportadoras piloto.

Seja  $X[n]$  a mensagem gerada pelo transmissor OFDM e  $Y[n]$  o que chega ao receptor, representando no domínio da frequência, então, a relação entre a mensagem recebida e a enviada pode ser modelada pela equação

$$Y[n] = X[n].H[n] + N[n], \quad (4.7)$$



na qual  $H[n]$  é a função de transferência do canal de comunicação, e  $N[n]$  o ruído aditivo do canal. Dado que  $P[k]$  é um valor conhecido e utilizado como subportadora piloto, então o coeficiente associado a  $k$ -ésima subportadora é descrito por

$$H_p[k] = \frac{Y_p[k]}{P[k]} + \frac{N[k]}{P[k]}, \quad (4.8)$$

onde  $Y_p[k]$  é o valor da portadora  $P[k]$  na saída da (I)FFT, no receptor.

Considerando  $Y_p[k]$  e  $Y_p[k+1]$  duas portadoras consecutivas quaisquer, e  $H_p[k]$  e  $H_p[k+1]$  seus respectivos coeficientes, então os coeficientes inter portadoras pilotos, estimados por interpolação linear e desconsiderando o ruído aditivo, são representados como

$$H[n] = H_p[k] + \frac{(H_p[k+1] - H_p[k]).n}{R_p}, \quad \forall n[0, 1, 2, \dots R_p - 1], \quad (4.9)$$

sendo  $R_p$  a razão de subportadoras pilotos no símbolo OFDM, estando presente na relação definida pela Equação 4.6. Aplicando 4.8 em 4.9 temos

$$H[n] = \frac{Y_p[k]}{P[k]} + \left( \frac{Y_p[k]}{P[k]} - \frac{Y_p[k+1]}{P[k+1]} \right) \cdot \frac{n}{R_p}, \quad \forall n[0, 1, 2, \dots R_p - 1], \quad (4.10)$$

logo,

$$H[n] = \frac{Y_p[k]}{P[k]} + \frac{P[k].Y_p[k+1] - P[k+1].Y_p[k]}{P[k+1].P[k]} \cdot \frac{n}{R_p}, \quad \forall n[0, 1, 2, \dots R_p - 1]. \quad (4.11)$$

No transmissor os pilotos são escolhidas de forma que duas suportadoras pilotos consecutivas tenham a propriedade

$$P[k] = -P[k+1]. \quad (4.12)$$

Esta medida faz com que a média das subportadoras pilotos inseridas fique próxima de zero. Isso é relevante devido ao fato de que a primeira amostra do sinal no tempo é proporcional à média dos símbolos QAM transmitidos, no domínio da frequência, e para que este não tenha valores elevados, em decorrência da inserção de portadoras pilotos, estes valores foram escolhidos. Assim, como  $P[k]$  e  $P[k+1]$  são, por definição, consecutivos, então a equação 4.11 pode ser reescrita, substituindo  $P[k+1]$  por  $-P[k]$ , resultando em

$$H[n] = \frac{Y_p[k]}{P[k]} + \frac{P[k].(Y_p[k+1] + Y_p[k])}{-P[k]^2} \cdot \frac{n}{R_p}, \quad \forall n \in [0, 1, 2, \dots R_p - 1], \quad (4.13)$$

simplicando,

$$H[n] = \frac{Y_p[k]}{P[k]} - \frac{(Y_p[k+1] + Y_p[k])}{P[k]} \cdot \frac{n}{R_p}, \quad \forall n \in [0, 1, 2, \dots R_p - 1]. \quad (4.14)$$

Neste ponto, é necessário definir qual o valor de portadora deve ser adotado para prosseguir com a modelagem. Assim foi feito um ensaio no qual testou-se diferentes valores de portadoras pilotos em dois diferentes formatos, um do tipo

$$P[k] = (-1)^k \cdot A_p. \quad \forall k \in [0, 1, 2, \dots N_p - 1]. \quad (4.15)$$

sendo esta configuração apenas com pilotos reais, e uma segunda configuração com subportadoras pilotos complexas no formato

$$P[k] = A_p \cdot (-1)^k \cdot (1 + j). \quad \forall k \in [0, 1, 2, \dots, N_p - 1]. \quad (4.16)$$

Lembrando que  $N_p$  é a quantidade de subportadoras piloto no símbolo OFDM, definido pela Equação 4.6. Com esses formatos, dois canais foram testados variando-se a constante  $A_p$  de 0.2 a 2, considerando uma constelação normalizada, ou seja, sua amplitude máxima é unitária; e simulando dois tipos diferentes de canal, um com adição de ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) com relação sinal ruído, SNR (*Signal to Noise Ratio*), de 25 dB, e o segundo um canal do tipo Dostert (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002) com a mesma adição de ruído, cuja função de transferência está ilustrada na Figura 26.

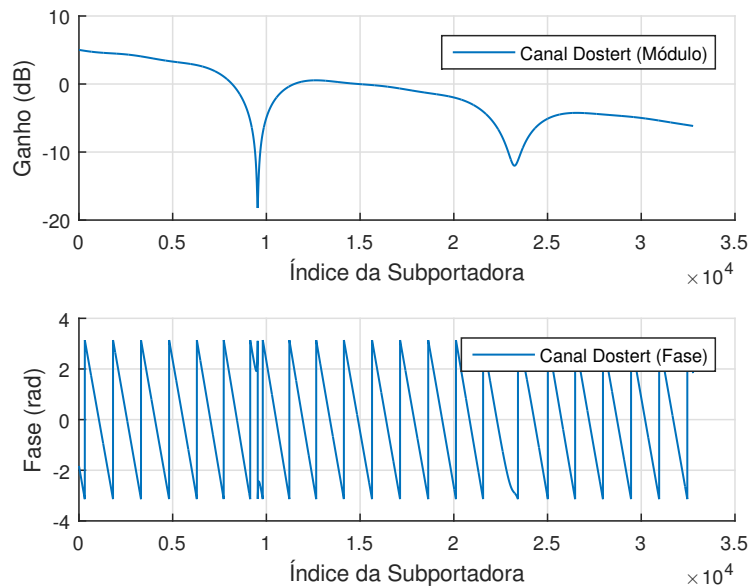


Figura 26 – Modelo de canal do tipo Dostert.

Utilizando um sistema configurado com 16-QAM,  $2^{14}$  subportadoras, sendo 512 pilotos, simulado em Matlab, observou-se que o vetor de magnitude de erro, EVM (*Error Vector Magnitude*), em dB, da constelação normalizada é menor quanto maior for a magnitude do valor utilizado como subportadora piloto. Assim, os valores complexos apresentam melhores resultados quando comparados com a portadora com coeficientes reais, por conseguir representar portadoras com maiores magnitudes utilizando uma menor quantidade bits. O comportamento acima descrito pode ser visto na Figura 27, sendo a Figura 27a referente ao canal AWGN, e a Figura 27b referente ao canal Dostert.

Ilustrativamente, a Figura 28 traz amostras de diagrama de constelação resultante dos experimentos com o canal AWGN, sendo as posição das portadoras complexas, marcadas em cada diagrama.

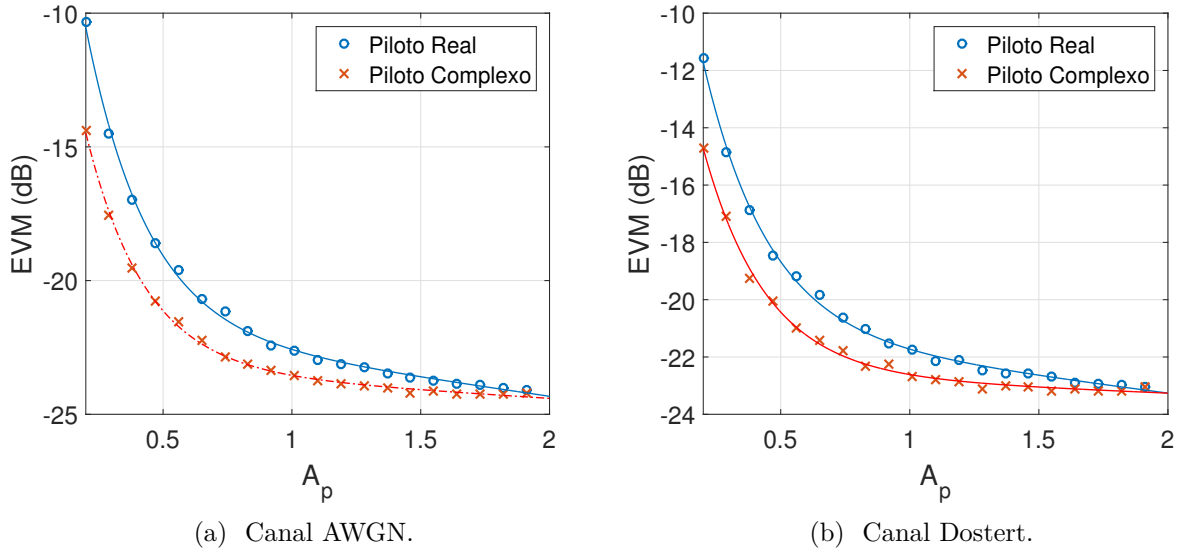


Figura 27 – Variação de EVM segundo o parâmetro  $A_p$ . A convergência das curvas em  $A_p=2$  mostra um limite para o posicionamento dos pilotos. As curvas traçadas são obtidas por regressão exponencial dos dados experimentais.

Este resultado nos leva a escolher o formato descrito na Equação 4.16 como valor de subportadora. Aplicando então este resultado na Equação 4.14, expandindo os números complexos e separando-os em parte real e parte imaginária, obtém-se

$$H[n] = \frac{Q_1 - Q_2}{R_p \cdot A_p (-1)^k \cdot (1 + j)}, \forall n \in [0, 1, 2, \dots, R_p - 1], \forall k \in [0, 1, 2, \dots, N_p - 1] \quad (4.17)$$

onde,

$$Q_1 = (\text{Re} \{Y_p[k]\} + \text{Im} \{Y_p[k]\} + j \cdot (\text{Im} \{Y_p[k]\} - \text{Re} \{Y_p[k]\})) \cdot R_p \quad (4.18)$$

e

$$Q_2 = n \cdot (\text{Re} \{Y_p[k] + Y_p[k+1]\} + \text{Im} \{Y_p[k] + Y_p[k+1]\} + j \cdot (\text{Im} \{Y_p[k] + Y_p[k+1]\} - \text{Re} \{Y_p[k] + Y_p[k+1]\})), \quad (4.19)$$

lembrando que o índice  $n$  está associado às subportadoras entre as subportadoras piloto de índice  $k$  e  $k+1$ , vide Figura 25. Multiplicando o numerador e o denominador por  $1 - j$ , e após alguma manipulação dos termos, a Equação 4.17 pode ser reescrita, separando a parte real e imaginária do coeficiente  $H[n]$ , como

$$\text{Re} \{H[n]\} = \frac{R_p \cdot (\text{Re} \{Y_p[k]\} + \text{Im} \{Y_p[k]\}) - n \cdot (\text{Re} \{Y_p[k] + Y_p[k+1]\} + \text{Im} \{Y_p[k] + Y_p[k+1]\})}{2 \cdot R_p \cdot A_p (-1)^k} \quad (4.20)$$

$$\text{Im} \{H[n]\} = \frac{R_p \cdot (\text{Im} \{Y_p[k]\} - \text{Re} \{Y_p[k]\}) - n \cdot (\text{Im} \{Y_p[k+1] + Y_p[k]\} - \text{Re} \{Y_p[k] + Y_p[k+1]\})}{2 \cdot R_p \cdot A_p (-1)^k}. \quad (4.21)$$

Com isso, finaliza-se o modelo matemático, onde a Equação 4.20 e a Equação 4.21 serão utilizadas em um processo iterativo durante a implementação, no qual, para cada

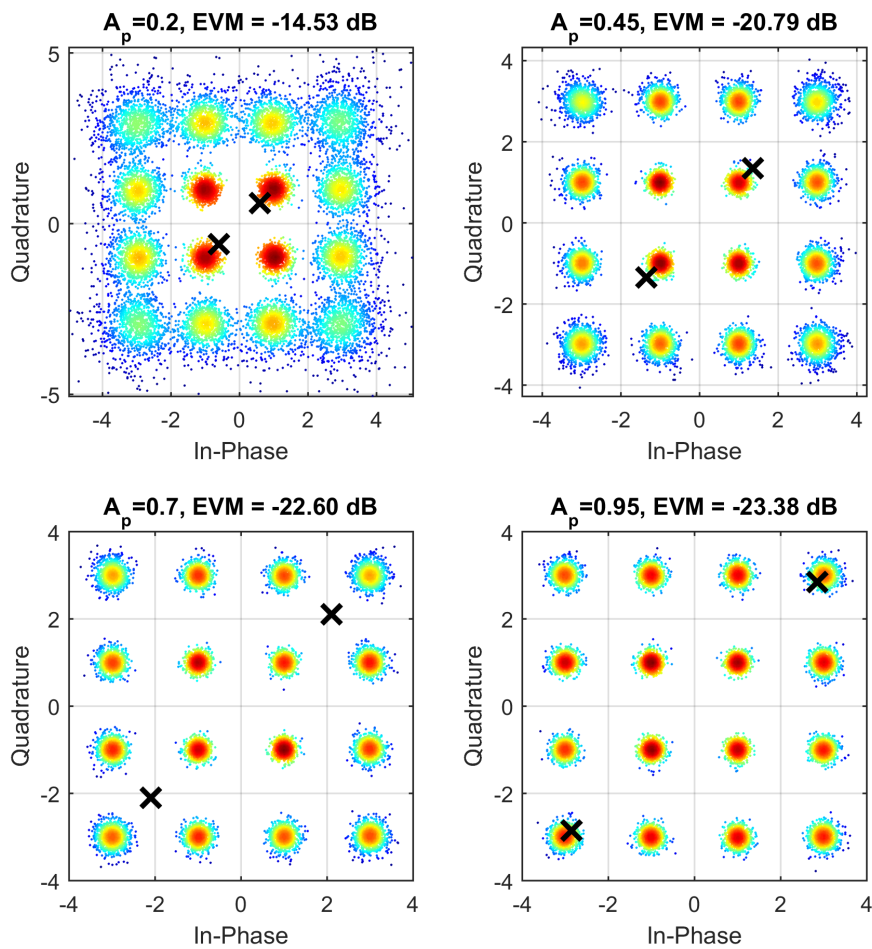


Figura 28 – Diagrama de constelação para diferentes valores de  $A_p$ . A posição das portadoras pilotos estão marcadas pelo 'X', em negrito, em cada caso. Visualmente, constata-se que os símbolos com magnitude menores de que a da subportadora piloto são mais bem estimados. Este efeito fica mais perceptível no diagrama no qual  $A_p=0.45$ .

subportadora recebida, é calculado o coeficiente a partir das últimas duas subportadoras recebidas.

#### 4.10.2 Implementação do Modelo de Estimação de Canal

A partir das equações 4.20 e 4.21 observa-se que é possível substituir as operações de divisão em ambas, caso o produto  $2 \cdot R_p \cdot A_p$  seja uma potência de 2, por uma operação de deslocamento à direita,  $sra^2$  (*Shift Right Arithmetic*). Da mesma forma, se  $R_p$  for convenientemente escolhido como uma potência de 2, pode-se substituir a operação de multiplicação por  $R_p$  por um deslocamento à esquerda,  $sll^3$  (*Shift Left Logical*), assim

<sup>2</sup> A operação  $sra(a,b)$  representa o deslocamento aritmético, à direita, de  $a$  em  $b$  bits.

<sup>3</sup> A operação  $sll(a,b)$  representa o deslocamento lógico, à esquerda, de  $a$  em  $b$  bits.

fazendo uso das operações *sra* e *sll* temos que

$$\operatorname{Re}\{H[n]\} = (-1)^k \cdot \text{sra}(\text{sll}(\operatorname{Re}\{Y_p[k]\} + \operatorname{Im}\{Y_p[k]\}, \log_2(R_p)) - n \cdot (\operatorname{Re}\{Y_p[k+1] + Y_p[k]\} + \operatorname{Im}\{Y_p[k] + Y_p[k+1]\}), \log_2(2 \cdot R_p \cdot A_p)) \quad (4.22)$$

$$\operatorname{Im}\{H[n]\} = (-1)^k \cdot \text{sra}(\text{sll}(\operatorname{Im}\{Y_p[k]\} - \operatorname{Re}\{Y_p[k]\}, \log_2(R_p)) - n \cdot (\operatorname{Im}\{Y_p[k+1] + Y_p[k]\} - \operatorname{Re}\{Y_p[k] + Y_p[k+1]\}), \log_2(2 \cdot R_p \cdot A_p)). \quad (4.23)$$

Se aplicadas desta forma, estas equações exigem que o coeficiente  $H[n]$  tenha maior resolução, em bits, de que as entradas  $Y_a$  e  $Y_b$ , pois um deslocamento da ordem  $\log_2(2 \cdot R_p \cdot A_p)$  resultaria em *underflow*, uma vez que  $\log_2(A_p)$  é da ordem da resolução, em bits, dos sinais internos. Entretanto, devido a implementação escolhida para o equalizador, e que será melhor explicada na seção 4.11, a operação de deslocamento à direita pode ser desconsiderada, pois esta se anula com o ganho do algoritmo aplicado no equalizador. Desta forma as Equações 4.22 e 4.23 são reescritas como

$$\operatorname{Re}\{H[n]\} = (-1)^k \cdot \text{sll}(\operatorname{Re}\{Y_p[k]\} + \operatorname{Im}\{Y_p[k]\} - n \cdot (\operatorname{Re}\{Y_p[k+1] + Y_p[k]\} + \operatorname{Im}\{Y_p[k] + Y_p[k+1]\}), \log_2(R_p)) \quad (4.24)$$

$$\operatorname{Im}\{H[n]\} = (-1)^k \cdot \text{sll}(\operatorname{Im}\{Y_p[k]\} - \operatorname{Re}\{Y_p[k]\} - n \cdot (\operatorname{Im}\{Y_p[k+1] + Y_p[k]\} - \operatorname{Re}\{Y_p[k] + Y_p[k+1]\}), \log_2(R_p)). \quad (4.25)$$

Que podem, ainda, ser representada em sua forma recursiva

$$\operatorname{Re}\{H[n+1]\} = \operatorname{Re}\{H[n]\} - (-1)^k \cdot \text{sll}(\operatorname{Re}\{Y_p[k+1] + Y_p[k]\} + \operatorname{Im}\{Y_p[k] + Y_p[k+1]\}, \log_2(R_p)) \quad (4.26)$$

$$\operatorname{Im}\{H[n+1]\} = \operatorname{Im}\{H[n]\} - (-1)^k \cdot \text{sll}(\operatorname{Im}\{Y_p[k+1] + Y_p[k]\} - \operatorname{Re}\{Y_p[k] + Y_p[k+1]\}, \log_2(R_p)), \quad (4.27)$$

sendo

$$\operatorname{Re}\{H[0]\} = (-1)^k \cdot \text{sll}(\operatorname{Re}\{Y_p[k]\} + \operatorname{Im}\{Y_p[k]\}, \log_2(R_p)) \quad (4.28)$$

$$\operatorname{Im}\{H[0]\} = (-1)^k \cdot \text{sll}(\operatorname{Im}\{Y_p[k]\} - \operatorname{Re}\{Y_p[k]\}, \log_2(R_p)). \quad (4.29)$$

As Equações 4.26, 4.27, 4.28 e 4.29, definem os coeficientes entre duas subportadoras pilotos quaisquer, como definido na Equação 4.9, portanto, a cada subportadora piloto recebida, é calculado os valores de  $H[n]$  da subportadoras de dados intermediárias, de forma que o processo segue um fluxo contínuo, calculando um coeficiente a cada pulso de *clock*. Observa-se, portanto, que esta implementação tem as restrições de que os valores

de  $R_p$  e  $A_p$  sejam potências de 2 e que duas portadoras consecutivas sejam opostas em relação à origem e devem estar sobre a reta, no plano complexo,  $\text{Re}\{x\} = \text{Im}\{x\}$ , o que explica o posicionamento escolhido na seção 4.3.

Um exemplo de modelo de canal, diagrama de módulo apenas, estimado pelo receptor pode ser apreciado nas figuras 29a e 29b, sendo a primeira um comparativo entre o modelo estimado, pelo componente descrito em VHDL, e o modelo mensurado, com o auxílio do programa MATLAB, e a segunda uma visualização de todas as estimativas feitas para cada símbolo OFDM que compõe o quadro transmitido.

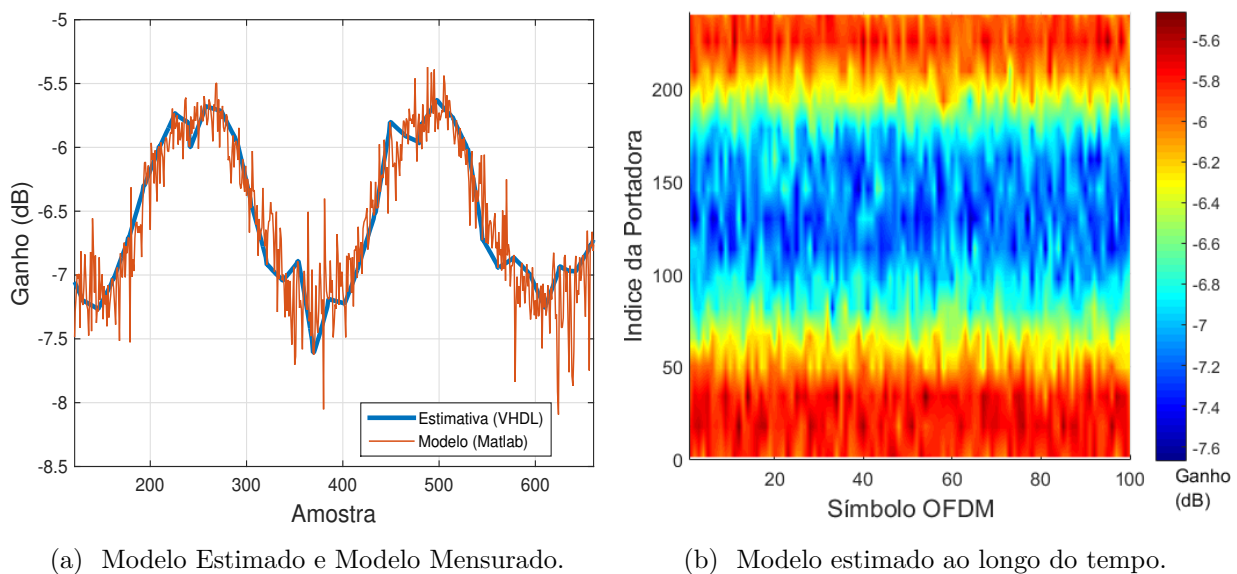


Figura 29 – Modelo de Canal, *back to back* elétrico. Na figura (a), vislumbra-se o comportamento do código descrito em VHDL. Na figura(b) é possível observar, por exemplo, que o canal de transmissão é praticamente estático ao longo do tempo.

A declaração a descrição de cada uma das portas de sua interface encontra está apresentada na Tabela 15, enquanto que a descrição de seus atributos genéricos está representada na Tabela 14.

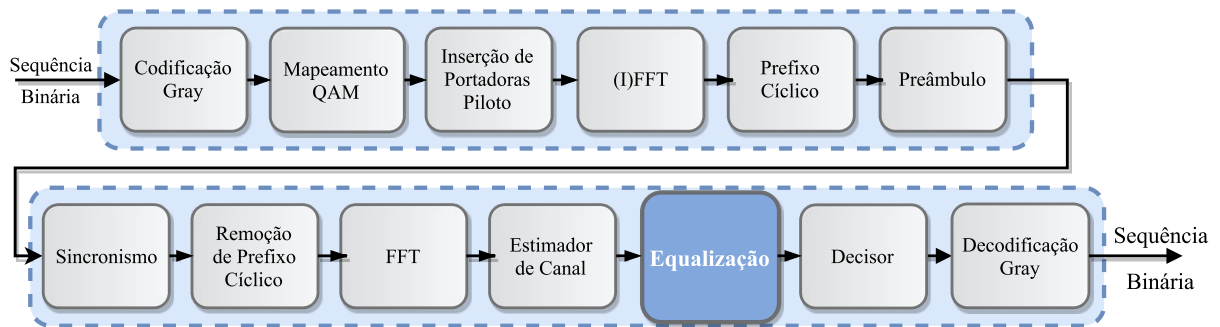
Atributo Genérico	Tipo	Descrição
<i>WIDTH</i>	<i>natural</i>	Define a precisão, em bits, das portas <i>qin</i> , <i>iin</i> , <i>qout</i> , <i>iout</i> , <i>rhn_o</i> e <i>ihn_o</i>
<i>RP</i>	<i>integer</i>	Define a razão de subportadoras pilotos no símbolo OFDM.
<i>LOG2_RP</i>	<i>integer</i>	Define o tamanho do prefixo cíclico

Tabela 14 – Atributos genéricos do componente *channel\_estimation\_core*.

Porta	Direção	Tipo	Descrição
<i>clk_i</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Sinal de <i>clock</i> do sistema
<i>rst_i</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Sinal de <i>reset</i> . Ativo Baixo.
<i>en_i</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Habilita o funcionamento do componente. Ativo Alto
<i>pilot_i</i>	Entrada	<i>std_logic</i>	Indica que o dado recebido é uma subportadora piloto.
<i>qin</i>	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Parte imaginária do símbolo recebido.
<i>iin</i>	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Parte real do símbolo recebido.
<i>qout</i>	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Parte imaginária do símbolo recebido, após passar por uma linha de atraso.
<i>iout</i>	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Parte real do símbolo recebido, após passar por uma linha de atraso.
<i>pilot_o</i>	Saída	<i>std_logic</i>	Indica que o símbolo que está deixando o componente é uma subportadora piloto.
<i>rhn_o</i>	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Parte real do coeficiente estimado para normalização.
<i>ihn_o</i>	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Parte imaginária do coeficiente estimado para normalização.
<i>outen</i>	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Indica uma saída válida.

Tabela 15 – Interface do componente *channel\_estimation\_core*.

## 4.11 Equalização do Sinal Recebido



De posse do modelo de canal, retirado a partir do sinal recebido, é feita, então, a equalização dos símbolos. Assim, o componente que irá, de fato, realizar a equalização, tem como parâmetros de entrada os símbolos e seus respectivos coeficientes devendo realizar a operação

$$X_{eq}[n] = \frac{Y[n]}{H[n]} \quad (4.30)$$

sendo  $Y[n]$  a  $n$ -ésima portadora recebida e  $H[n]$  seu respectivo coeficiente estimado. Ambos números complexos.

Para a computação desta operação há, tipicamente, dois caminhos adotados. O primeiro consiste em converter o numerador e o denominador para coordenadas polares, realizar a operação de divisão neste sistema de coordenadas e, por fim, transformar o

resultado de coordenadas polares para retangulares. Uma opção de implementação desta primeira solução utiliza o código CORDIC em três diferentes configurações, sendo uma para a realização das operações de transformação retangular/polar, outra para o caminho inverso, polar/retangular, e a última para a divisão real dos módulos. Com isso evita-se o uso de multiplicadores, tendo como custo uma maior latência, em pulsos de *clock*. O caminho escolhido porém foi o de realizar a operação em coordenadas retangulares, multiplicando-se o símbolo recebido e seu coeficiente pelo conjugado do coeficiente calculado e então realizando a divisão, conforme Equação 4.31.

$$X_{eq}[k] = \frac{Y[k] \cdot H^*[k]}{H[k] \cdot H^*[k]} \quad (4.31)$$

Com alguns poucos passos, é possível transformar a Equação 4.31 em

$$\text{Re}\{X_{eq}[k]\} = \frac{\text{Re}\{Y[k]\} \cdot \text{Re}\{H^*[k]\} - \text{Im}\{Y[k]\} \cdot \text{Im}\{H^*[k]\}}{\text{Re}\{H[k]\}^2 + \text{Im}\{H[k]\}^2} \quad (4.32)$$

e

$$\text{Im}\{X_{eq}[k]\} = \frac{\text{Re}\{Y[k]\} \cdot \text{Im}\{H^*[k]\} + \text{Im}\{Y[k]\} \cdot \text{Re}\{H^*[k]\}}{\text{Re}\{H[k]\}^2 + \text{Im}\{H[k]\}^2}. \quad (4.33)$$

Apesar de dito, por mais de uma vez nessa dissertação, a vantagem da não utilização de multiplicadores ao realizar a implementação de circuitos digitais, o estimador de canal que aqui está representado possui seis multiplicadores para resolver a operação de divisão complexa. A questão é que a maioria das FPGAs mais recentes tem um componente específico chamados de registradores MACC (*Multiply and Accumulate*) que é otimizado a nível de transistor para a realização a operação de multiplicação e soma descrita na Equação 4.34.

$$a = a + (b.c); \quad (4.34)$$

Contudo o uso desse componente tem que ser moderado, pois, apesar de otimizado, eles possuem um tempo de resposta elevado se comparado com somadores, portas lógicas e registradores de deslocamento. Deve ser levado em conta que, no caso do estimador de canal, a eliminação dos multiplicadores não trouxe prejuízos significativos em termos de latência, ou seja, no que diz respeito à quantidade de ciclos de *clock* para se realizar a operação. Contudo, para o equalizador, se fosse adotada a primeira opção de implementação, teria-se um aumento equivalente à largura de bits para cada operação utilizando o CORDIC que fosse acrescida.

Nesta implementação, o divisor implementado pelo CORDIC representa suas entradas e saídas como números no intervalo  $[-0.5, 0.5)$ , no caso em que a entrada é um



número em complemento de dois, sendo ainda que este converge apenas para valores neste intervalo. Desta forma, um número inteiro  $\xi_{int}$  de  $n_{bits}$  bits, cujo valor está representado em complemento de dois, representará, para o divisor, um número real cujo valor é dado por

$$\xi_{real} = \xi_{int} \cdot 2^{-n_{bits}} \quad (4.35)$$

Portanto, para que a divisão não transcorra em overflow, a constelação resultante deve ser representado por um valor normalizado. Logo, o coeficiente do divisor deve ser multiplicado por fator de normalização. Como na computação dos coeficientes do canal há uma divisão da mesma ordem de grandeza do fator de normalização, este se anula com o esta operação, portanto, com os números da forma como chegam ao divisor, a operação ocorre dentro da faixa de valores para o qual este converge. Um exemplo de operação com um divisor implementado com 28 bits e tendo como entrada os valores provenientes do estimador de canal pode ser visto na Figura 30, onde a Figura 30a mostra a parte real e a parte imaginária da saída do divisor, com um comparativo em relação à mesma operação feita em Matlab, e a Figura 30b o erro da operação em VHDL relativamente à operação realizada em Matlab.

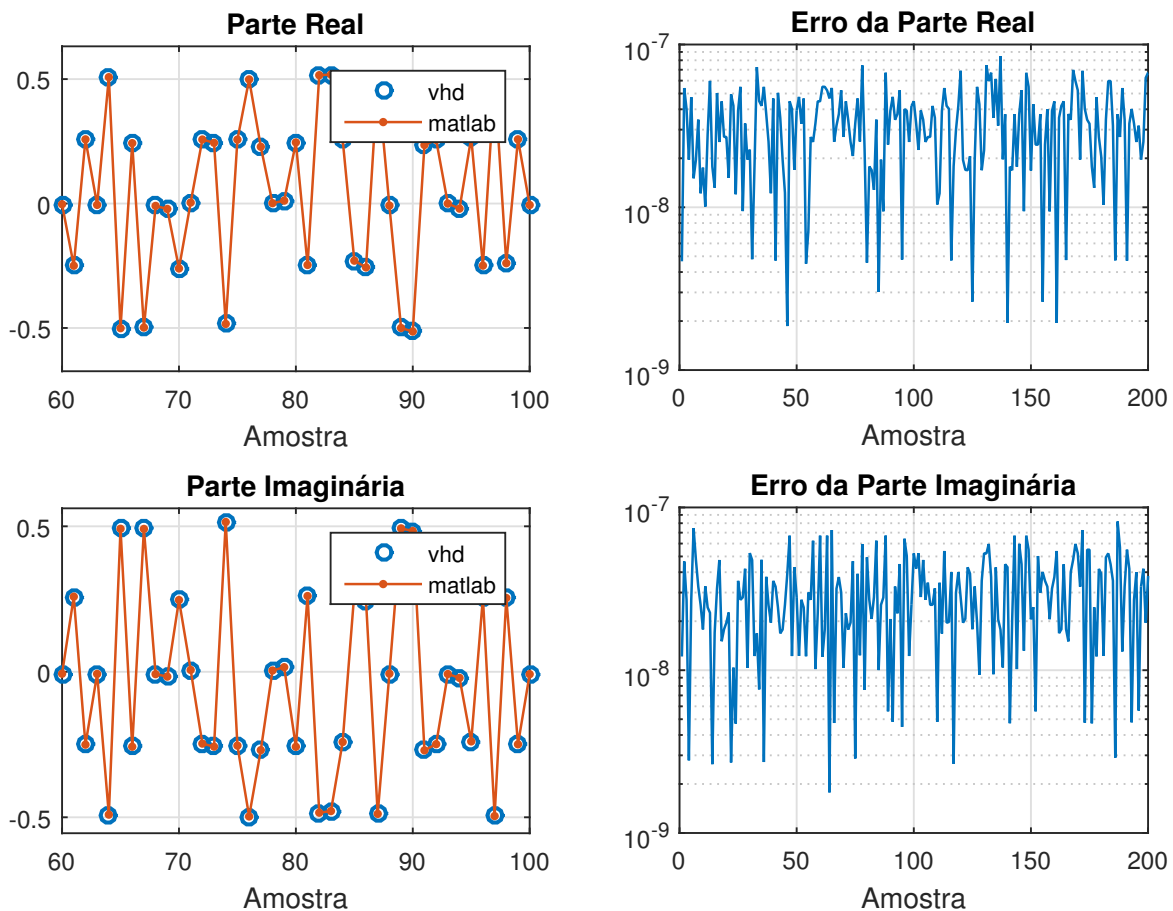
As portas da interface do componente estão descritas na Tabela 16, sendo seu único atributo genérico descrito na Tabela 17.

Porta	Direção	Tipo	Descrição
$clk_i$	Entrada	<i>std_logic</i>	Sinal de <i>clock</i> do sistema.
$rst_i$	Entrada	<i>std_logic</i>	Sinal de <i>reset</i> . Ativo Baixo.
$en_i$	Entrada	<i>std_logic</i>	Habilita o funcionamento do componente. Ativo Alto.
$Q_i$	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Parte imaginária do símbolo recebido.
$I_i$	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Parte real do símbolo recebido.
$pilot_i$	Entrada	<i>std_logic</i>	Indica que o dado recebido é uma subportadora piloto.
$Q_o$	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Parte imaginária do símbolo equalizado.
$I_o$	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Parte real do símbolo recebido equalizado.
$pilot_o$	Saída	<i>std_logic</i>	Indica que o símbolo que está deixando o componente é uma subportadora piloto.
$en_o$	Saída	<i>std_logic</i>	Indica uma saída válida.

Tabela 16 – Interface do componente *one\_tap\_equalizer\_core*.

Atributo Genérico	Tipo	Descrição
<i>WIDTH</i>	<i>natural</i>	Define a precisão, em bits, das portas $Q_i$ , $I_i$ , $Q_o$ e $I_o$ .

Tabela 17 – Atributos genéricos do componente *one\_tap\_equalizer\_core*.

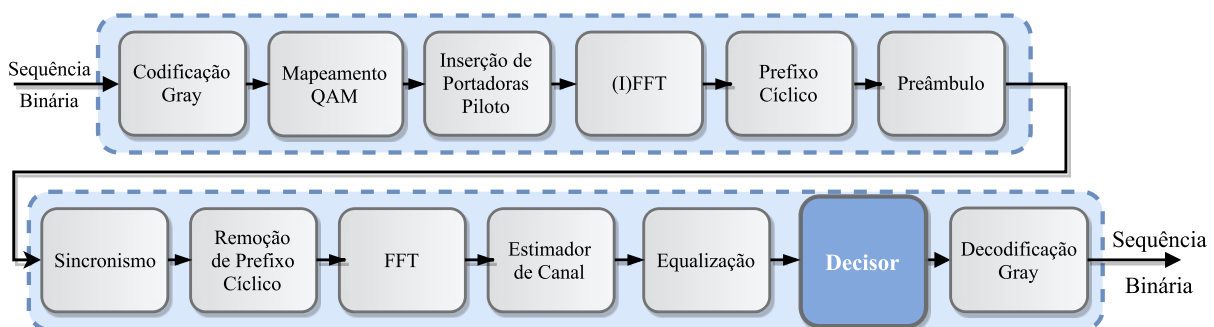


(a) Sinal na saída do divisor complexo.

(b) Erro comparativo tendo como base a operação feita em Matlab.

Figura 30 – Exemplo de saída do operador de divisão complexa.

## 4.12 Decisor



Agora equalizada e dividida em suas diversas subportadoras, a informação precisa ser identificada e transformada novamente na sequência de bits que a gerou. A primeira parte desta operação é feita pelo componente que determina qual símbolo, da constelação QAM, melhor representa o sinal recebido. Para tanto, foi escolhido um decisor do tipo *hard-decode*, que leva em conta, unicamente, a região na qual o símbolo recebido se encontra

na constelação QAM, decidindo pelo símbolo mais próximo. Assim como o mapeador QAM, o decisor também pode ser configurado durante a recepção dos dados e é capaz de realizar um tipo de decodificação diferente para cada subportadora.

Tendo como entrada a saída do equalizador, cada símbolo recebido é entendido como uma cadeia de bits e, ao receber uma sequência, o bloco descarta os bits menos significativos das portas  $I_{in}$  e  $Q_{in}$ . A quantidade de bits descartados depende do tamanho de constelação considerado, sendo maior quanto menor o tamanho da constelação. Os bits restantes são concatenados, formando, assim, a sequência recebida. Na Figura 31 está exemplificado o comportamento para o caso em que as portas  $I_{in}$  e  $Q_{in}$  possuem oito bits e o decisor foi configurado para receber símbolos de uma constelação do tipo 16-QAM.

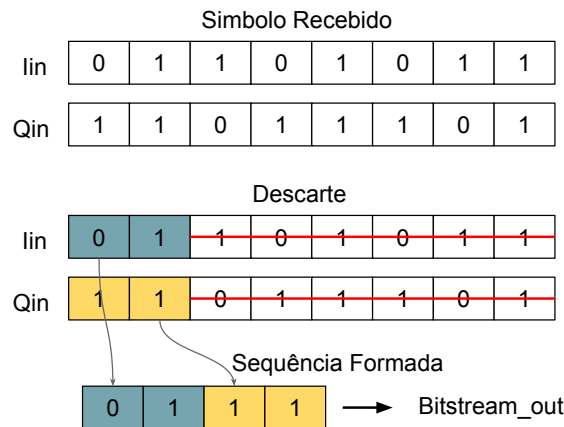


Figura 31 – Funcionamento do Decisor *Hard Decode* (16-QAM).

A sequência binária resultante deste processo de decisão possui codificação do tipo *Gray*, sendo necessário desfazê-la para que o dado transmitido seja recuperado. A interface do bloco `qam_demap`, que é o componente que implementa a tomada de decisão sobre o símbolo recebido, está representada na Tabela 18, sendo seus atributos genéricos descritos na Tabela 19.

Porta	Direção	Tipo	Descrição
$clk_i$	Entrada	<i>std_logic</i>	Sinal de <i>clock</i> do sistema
$en_i$	Entrada	<i>std_logic</i>	Habilita o funcionamento do componente.
$n_i$	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Configura o tamanho da constelação QAM considerada para decisão.
$I_{in}$	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Parte real do símbolo equalizado
$Q_{in}$	Entrada	<i>std_logic_vector</i>	Parte imaginária do sinal símbolo equalizado.
$bitstream_o$	Saída	<i>std_logic_vector</i>	Sequência de bits com codificação Gray.
$outen$	Saída	<i>std_logic</i>	Indica uma saída válida. Ativo Alto.

Tabela 18 – Interface do componente `qam_demap`.

Atributo Genérico	Tipo	Descrição
<i>WIDTH</i>	<i>integer</i>	Define a precisão, em bits, das portas <i>Qin</i> e <i>Lin</i> .
<i>BIT_LENGTH</i>	<i>integer</i>	Configura o tamanho da porta <i>bitstream_o</i> .

Tabela 19 – Atributos genéricos do componente *gam\_demap*.

### 4.13 Processo de Integração do Receptor

Com todos os componentes descritos agora é possível fazer a integração do Receptor. Assim como no transmissor, no receptor também foram utilizados alguns componentes da FFT em paralelo, de forma que o diagrama funcional descrito na Figura 7 resulta na implementação representada na Figura 32. Isto foi feito para permitir que o receptor opere em modo *pipeline*, sendo capaz de receber quadros de transmissão com tamanhos diferentes, não havendo um limite, imposto por memória ou recursos utilizados, para o tamanho deste quadro.

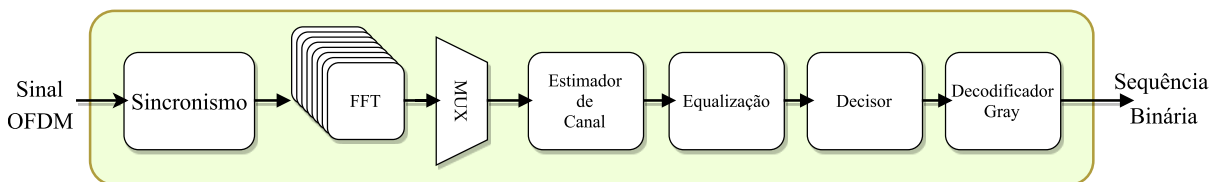


Figura 32 – Implementação do Receptor OFDM.

No receptor, o sistema começa a operar assim que a porta *enable\_i* é ativada, iniciando pela busca do início do quadro transmitido. Assim que detectado pelo *time\_sync\_core* o primeiro símbolo OFDM, já descontado o prefixo cíclico, é então carregado em uma FFT, que irá operar o sinal convertendo-o do domínio do tempo para a frequência. O sinal da saída da FFT, que possui os efeitos provocados pelo canal, passa pelo estimador, onde, com o auxílio das subportadoras piloto, é levantado um modelo estimado de canal. No equalizador os símbolos recebidos são, então, equalizados para que no decisor seja resolvido qual foi o símbolo recebido e, após a decodificação gray, seja recuperada a informação transmitida.

A Figura 33 mostra o início da operação do componente. Nela estão destacados alguns sinais e eventos, como, por exemplo, os sinais complexos, no domínio do tempo, que foram recebidos no transmissor, e o momento em que é feita a detecção do início do quadro recebido. O instante em que os dados deixam o componente está representado na Figura 34, onde é possível observar os sinais de estimativa do canal, que podem, futuramente, ser utilizados para determinar o nível de modulação de cada subportadora. Os dados são disponibilizados na porta *bitstream\_out*, enquanto que a porta *data\_outen* indica quais

destes dados são válidos, sendo possível reparar que o fluxo de dados é interrompido pela presença de subportadoras pilotos e pelo prefixo cíclico.

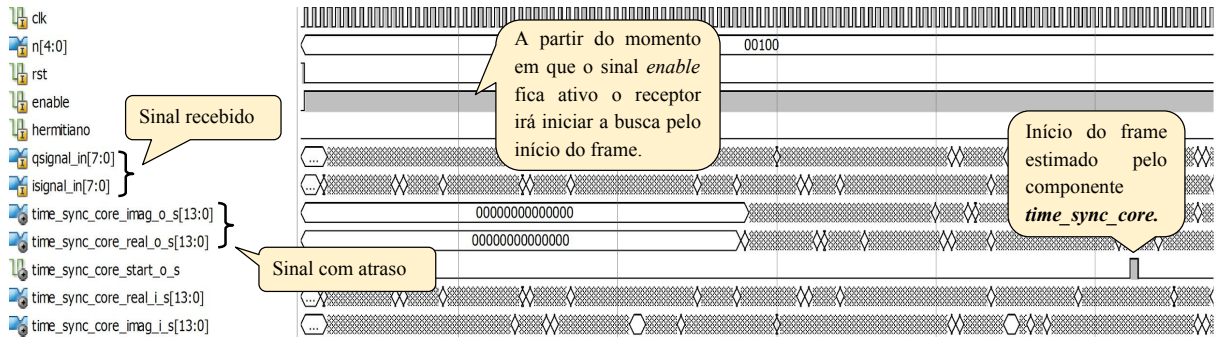


Figura 33 – Início da operação do receptor.

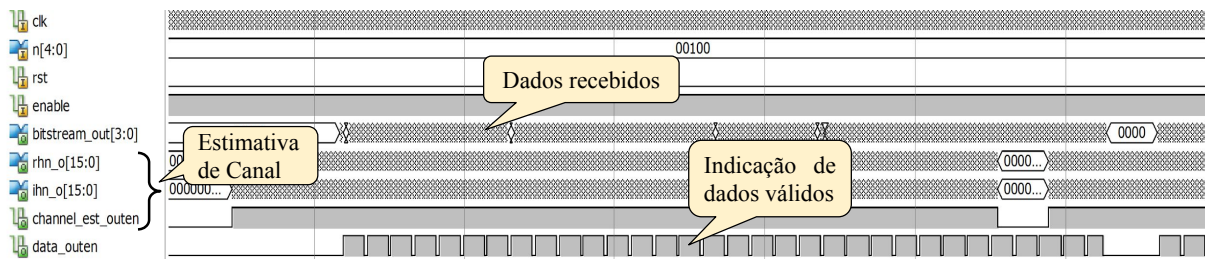


Figura 34 – Dados saindo do receptor..

A descrição de cada porta do receptor está disponível na Tabela 20, enquanto que os atributos genéricos e a declaração da entidade podem ser apreciados no Código 4.4.

Componente (rx_core)	Portas	Descrição	
	<i>Clk</i>	Sinal de <i>clock</i> do sistema.	
	<i>n</i>	Tamanho da Constelação (Equação 4.1).	
	<i>rst</i>	<i>Reset</i> Assíncrono. Ativo Alto.	
	<i>enable</i>	Habilita o componente. Ativo Alto.	
	<i>Qsignal_in</i>	Parte real do sinal OFDM.	
	<i>Isignal_in</i>	Parte imaginária do sinal OFDM.	
	<i>channel_est_outen</i>	<i>RHn</i>	Parte real do modelo de canal estimado.
	<i>data_outen</i>	<i>IHn</i>	Parte imaginária do modelo de canal estimado. Ativo Alto.
		<i>Bitstream_out</i>	Sequência decodificada.
		<i>data_outen</i>	Indica uma saída válida. Ativo Alto.

Tabela 20 – Interface do componente rx\_core.

**Código 4.4** Declaração do bloco rx\_core.

```

entity rx_core is
  generic (
    guard_width          : integer; — Tamanho do Prefixo Ciclico
    DATA_WIDTH          : integer; — Resolucao das operacoes realizadas.
    ADC_WIDTH            : integer; — Resolucao do conversor ADC.
    bit_length           : integer; — Tamanho da porta bitstream_o.
    FFT_POINT            : integer; — Numeros de amostras para a FFT.
    FFT_STAGE            : integer; — Log2 (FFT).
    CAZAC_SIZE           : integer; — Numero de amostras na sequencia CAZAC
    REPEATED_CAZAC_SYMBOLS : integer; — Repeticoes da sequancia CAZAC no preambulo.
    NP                   : integer; — Espacamento entre as subportadoras piloto.
    LOG2_NP              : integer; — Log2 (NP).
  );
  Port (
    Clk          : in  std_logic;
    n            : in  unsigned (4 downto 0);
    Rst          : in  std_logic;
    enable       : in  std_logic;
    Qsignal_in   : in  std_logic_vector (ADC_WIDTH-1 downto 0);
    Isignal_in   : in  std_logic_vector (ADC_WIDTH-1 downto 0);
    Bitstream_out : out unsigned (bit_length-1 downto 0);
    RHn_o        : out std_logic_vector (DATA_WIDTH+1 downto 0);
    IHn_o        : out std_logic_vector (DATA_WIDTH+1 downto 0);
    channel_est_outen : out std_logic;
    data_outen   : out std_logic
  );
end rx_core;

```

## 5 Metodologia dos Experimentos Realizados

Após o processo de descrição de hardware foram realizados alguns ensaios experimentais com o propósito de avaliar o desempenho de um sistema DDO-OFDM agregando um hardware descrito em VHDL que realiza a modulação OFDM. Estes ensaios foram divididos em duas partes, a primeira que se atém às métricas referentes ao circuito como um sistema digital, e a segunda para qualificar o desempenho do sistema de comunicação.

### 5.1 Programas e Procedimentos do Ensaio do Sistema Digital

Para a análise do sistema digital foi utilizado o software ISE 14.7, em sua versão *WebPack*. Este software é capaz de, a partir de um código VHDL, sintetizar e implementar um circuito digital em uma placa reprogramável do tipo FPGA. Neste processo, fornece diversos dados referentes ao sistema inferido pelo seu sintetizador para o hardware descrito. Portanto, dados referentes à etapa de síntese, mapeamento e roteamento do circuito foram levantados a partir desta ferramenta.

Para um exame do funcionamento da descrição comportamental do sistema, foi empregado o software de licença livre GHDL em conjunto com a linguagem Matlab, sendo o componente descrito em VHDL simulado no ambiente GHDL e os dados desta simulação exportados e analisados em Matlab.

### 5.2 Configuração do Sistema DDO-OFDM Avaliado

Na segunda parte dos experimentos realizados utilizou-se um sistema misto de físico com simulado, conforme ilustra a Figura 35. Os sinais OFDM gerados por uma simulação do componente descrito em VHDL modulam uma portadora elétrica com auxílio de um misturador IQ digital implementado em Matlab. Após deslocamento para uma frequência intermediária, estes são convertidos em sinais analógicos por meio de um DAC do gerador de forma de onda arbitrária AWG (*Arbitrary Waveform Signal Generator*) de 24 GS/s.

Após amplificação elétrica, estes sinais são guiados à entrada RF (Radio Frequência) de um modulador óptico de um único braço. Um modulador convencional do tipo Mach-Zehnder (MZM) é utilizado pelo sinal OFDM para modular a portadora óptica gerada por um laser CW. Os sinais ópticos de banda lateral dupla DSB (*Double Side-Band*) são, então, transmitidos através de fibras monomodo padrão sem compensação de dispersão.

A intensidade óptica é diretamente detectada por um fotodiodo PD (*Photodiode*) antes da detecção OFDM em si. A saída do PD é demodulada por um misturador IQ,

baseado em software, e, então, digitalizado por meio do ADC do osciloscópio DPO a 100 GS/s. Após a devida reamostragem, o sinal passa então pelo processo de demodulação OFDM, como descrito na seção 4.13, e seus resultados analisados em Matlab.

Ao todo, foram utilizados três comprimentos de enlace, sendo que o primeiro com uma fibra com comprimento na ordem de metro por isso chamada de transmissão *back to back* (B2B) óptico, o segundo por um rolo de fibra SSMF de 20 km e no terceiro com 40 km de fibra.

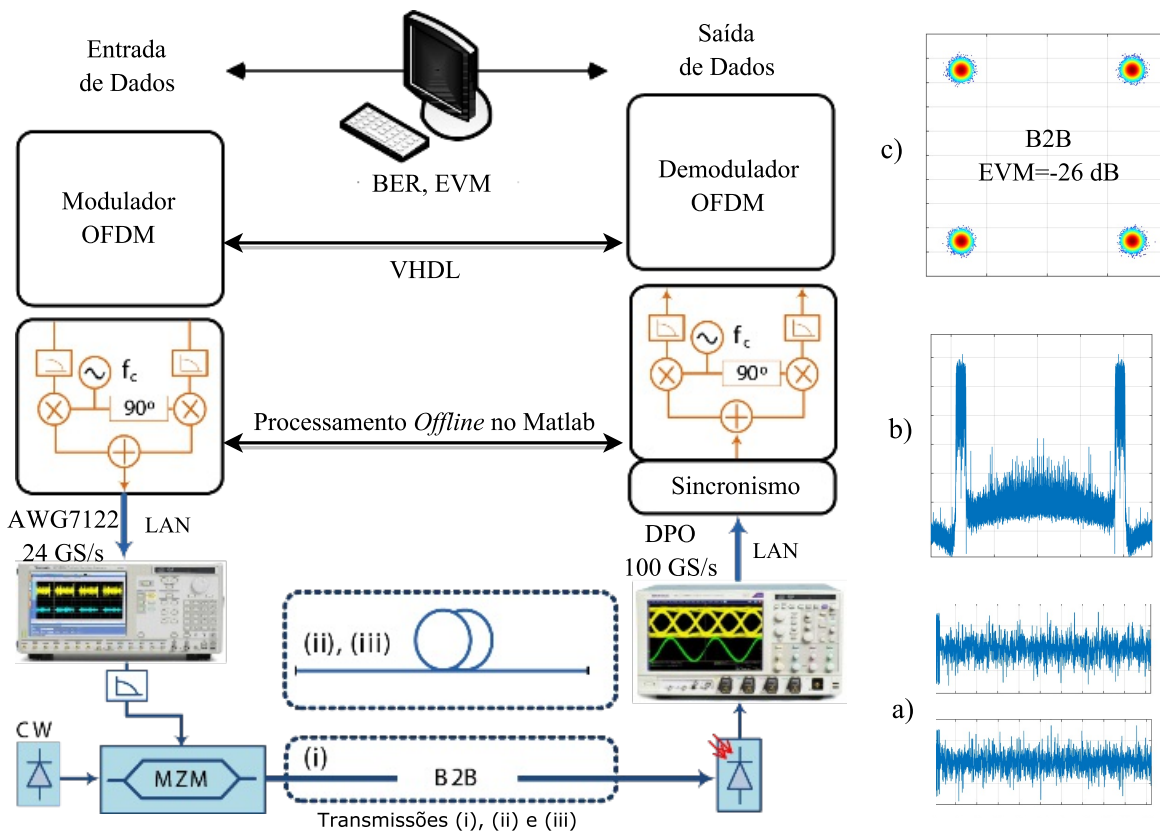


Figura 35 – Configuração dos experimentos em laboratório. **CW** Continuous Waveform, laser de onda contínua. **MZM** modulador March Zehnder. **DPO** Digital Phosphor Oscilloscope, osciloscópio digital de fósforo. **AWG** Arbitrary Waveform Signal Generator, gerador de forma de onda arbitrária. **LAN** Local Area Network, rede local. **a)** Sinal recebido, representado no tempo. **b)** Sinal recebido, representado no domínio da frequência. **c)** Diagrama de constelação do sinal recebido na configuração B2B.

Durante o desenvolvimento de um sistema DDO-OFDM é pertinente observar o compromisso existente entre os parâmetros que influenciam seu desempenho. O ponto de polarização do MZM e as distorções de intermodulações IMD (*Intermodulation distortions*) presentes na detecção são alguns dos mais importantes (SCHMIDT; LOWERY; ARMSTRONG, 2008; SILVA; CARTAXO; SEGATTO, 2012; PENG et al., 2009).



### 5.3 Caracterização da Polarização do MZM e dos Efeitos da IMD

Negligenciando o prefixo cíclico, a sequência de um único símbolo OFDM com coeficientes reais pode ser expressa por

$$s(t) = \sqrt{\frac{\sigma_s^2}{N_s}} \cdot \left\{ \sum_{k=1}^{N_s} \text{Re}[X_k] \cos(2\pi K \Delta_f t) + \text{Im}[X_k] \sin(2\pi \Delta_f t) \right\} \quad (5.1)$$

onde  $\sigma_s^2$  é a potência média e  $X_k$  representa os símbolos complexos transmitidos por  $N_s$  subportadoras espaçadas na frequência por  $\Delta_f$  Hz. De acordo com (LEIBRICH et al., 2009), o campo ótico na saída de um MZM caracterizado pela tensão de chaveamento  $V_\pi$  e pela tensão de polarização  $V_{bias}$  é um sinal de banda passante centrado em  $f_0$  dado por

$$E_{MZM}(t) = \cos \left[ \frac{\pi}{2} \cdot \frac{s(t) + V_{bias}}{V_\pi} \right] \cdot \sqrt{P_0} \cos(2\pi f_0 t), \quad (5.2)$$

onde  $P_0$  é a potência do sinal do laser CW que alimenta a entrada óptica do MZM. É simples perceber das Equações 5.1 e 5.2, que a potência média do sinal OFDM e o ponto de polarização do MZM cumprem uma importante função no desempenho do sistema DDO-OFDM. A partir da Figura 36 fica mais claro o comportamento da função de transferência do MZM.

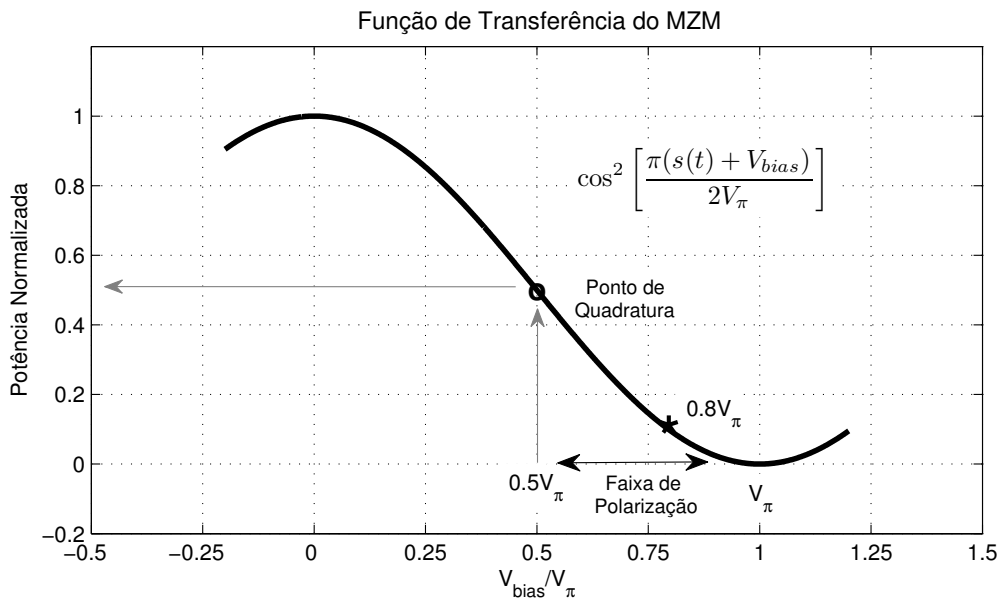


Figura 36 – Função de transferência do modulador Mach-Zehnder.

Em medidas experimentais esta curva pode estar deslocada, portanto é comum o uso de um  $\Delta V$ , somado ao termo  $V_{bias}$ , a fim de ajuste desta curva. O MZM pode ser polarizado em seu ponto de quadratura ( $V_{bias} = 0.5 \times V_\pi$ ) no sentido de aproveitar a região de maior linearidade. Entretanto, neste caso, a portadora óptica desperdiça uma grande porcentagem da potência óptica total. Para reduzir a potencia da portadora e

aumentar a sensibilidade, a tensão de polarização do MZM deve ser  $V_{bias} > 0.5V_{\pi}$  ao custo de uma pior linearidade. Além do mais, a potência média do sinal OFDM introduzido deve ser otimizada para evitar distorções não lineares, respeitando o fato de que sinais de baixa amplitude reduzem a sensibilidade no receptor (LEIBRICH et al., 2009; PENG et al., 2009; ALI; LEIBRICH; ROSENKRANZ, 2009).

Alternativamente, o sinal óptico dado pela Equação 5.2 pode ser reescrito como

$$E_{MZM}(t) = A_0 + e^{j2\pi(f_0+B_G)t} \cdot \sum_{k=1}^{N_s} X_k e^{j2\pi(k\Delta_f)t}, \quad (5.3)$$

onde  $A_0$  é uma constante que representa a portadora óptica e  $B_G$  a banda de guarda entre a portadora óptica e o sinal OFDM (SCHMIDT; LOWERY; ARMSTRONG, 2008; PENG et al., 2009). Observando mais atentamente, a Equação 5.3 revela que a potência óptica na saída do MZM é extremamente importante no desempenho do sistema.

Considerando a transmissão em B2B, a fotocorrente na saída do PD é computada pela raiz quadrada de  $E_{MZM}(t)$  resultando em

$$i_{pin} \propto |E_{MZM}(t)|^2 = |A_0|^2 + 2 \operatorname{Re} \left[ A_0^* \cdot e^{j2\pi(f_0+B_G)t} \cdot \sum_{k=1}^{N_s} X_k e^{j2\pi(k\Delta_f)t} \right] + \sum_{k=1}^{N_s} \sum_{l=1}^{N_s} X_k X_l^* e^{j2\pi[(k-l)\Delta_f t]} \quad (5.4)$$

onde  $*$  denota uma operação de conjugação complexa. Oriundo do batimento entre as subportadoras do sinal OFDM, o termo de mais baixa frequência representando as distorções IMD (*Intermodulation Distortions*) que aparecem na Equação 5.4 degradam o desempenho do sistema. A penalidade destes danos, também denominado na literatura de SSBI (*Signal-to-Signal Beating Interference*), pode ser minimizada se for alocada uma banda de guarda  $B_G$  idealmente igual à banda do sinal  $B_w$ , reduzindo assim a eficiência espectral do sistema DDO-OFDM (SCHMIDT; LOWERY; ARMSTRONG, 2008; PENG et al., 2009; SCHUSTER et al., 2008). Consequentemente, um compromisso entre não linearidade, potência de entrada do fotodetector e eficiência deve ser levado em conta.

## 6 Análise do Circuito e Resultados Obtidos

Uma vez completada a etapa de descrição de hardware, inicia-se o processo de análise do trabalho desenvolvido. Neste Capítulo serão apresentadas algumas métricas levantadas acerca do circuito digital desenvolvido, além de experimentos realizados em laboratório para o levantamento de curvas de desempenho. Na primeira é feito um estudo relativo às características relevantes no âmbito de sistemas digitais, tais como quantidade de recursos utilizados, máxima frequência de operação, dentre outras. Em sequência, serão apresentados dados relativos ao desempenho do sistema no que diz respeito ao seu funcionamento quanto sistema de comunicação, como, por exemplo, taxa de erro de bits por potência do sinal recebido, taxa de transmissão e recepção medida em bits por segundo, eficiência espectral e outras mais.

### 6.1 Análise do Circuito Digital

Como o componente desenvolvido é configurável em diversos aspectos, faz-se pertinente analisar a escalabilidade do circuito, ou seja, a maneira como este se comporta a medida que é demandado mais recursos. Para isso, foram elaborados alguns ensaios, sendo o primeiro objetivando estudar a quantidade de *slices* e registradores inferidos no processo de síntese e, após isso, é avaliada a máxima frequência de operação dos circuitos transmissor e receptor. Todos os resultados aqui apresentados são referentes à implementação tendo como alvo a placa *xc7k160t-3fbg676* da família *Kintex 7* da fabricante XILINX.

#### 6.1.1 Utilização de Recursos

Esta é um métrica que permite dimensionar o tipo de FPGA quanto a disponibilidade de componentes lógicos de acordo com a quantidade demandada para o transmissor e para o receptor. As Figuras 37a e 37b mostram o crescimento do circuito em relação a quantidade de *look-up tables* (LUTs) utilizadas pelo transmissor, sendo que, na primeira curva é evidenciado o crescimento linear do circuito com o aumento da resolução, em bits, das operações realizadas. Já a segunda curva demonstra o crescimento da quantidade de LUTs, com o aumento de pontos utilizados na (I)FFT. O mesmo comportamento é observado nas Figuras 38a e 38b, porém sendo estas em relação à quantidade de registradores.

Quanto ao receptor, as Figuras 39a, 39b, 40a e 40b representam as mesmas características, entretanto com valores mais elevados, o que significa, uma maior demanda de recursos por parte do receptor, o que é esperado, visto que este possui mais componentes e maior complexidade. Deste levantamento é possível inferir, consultando as Tabelas 23 e 26

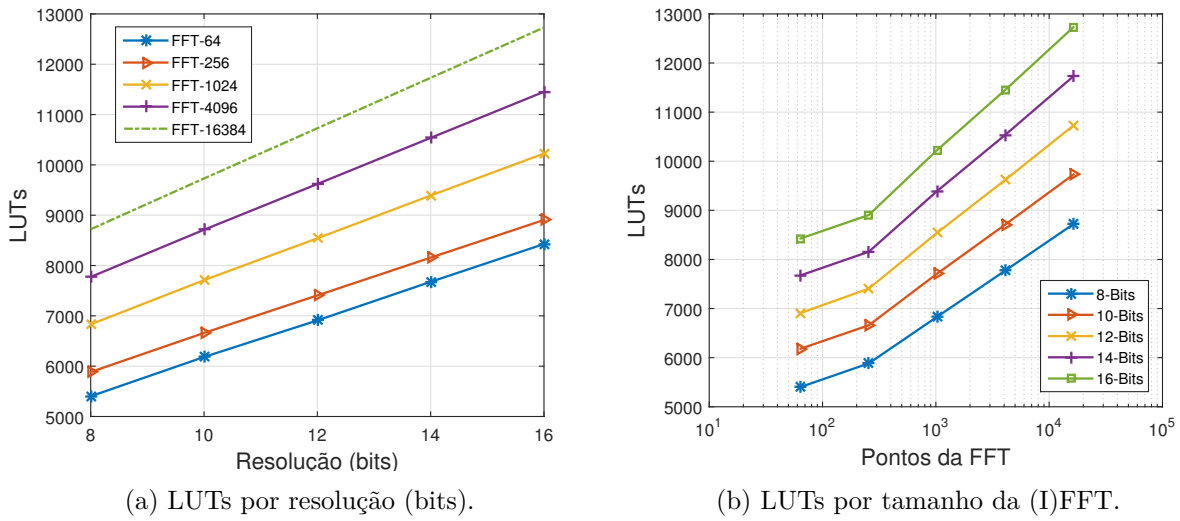


Figura 37 – Uso de LUTs no Transmissor.

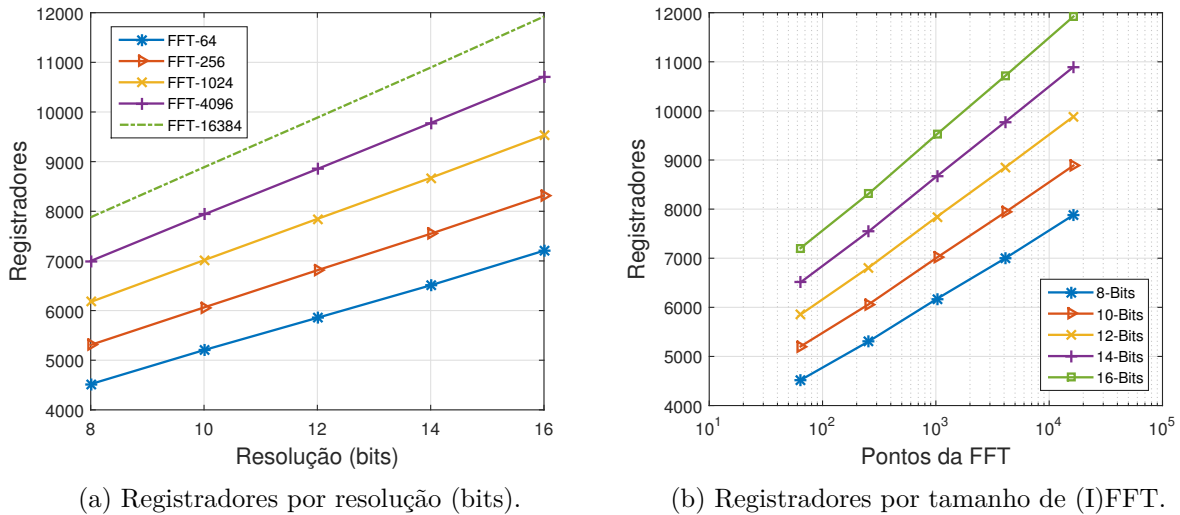


Figura 38 – Uso de Registradores no Transmissor.

do Apêndice B que, por exemplo, para a implementação de um sistema com transmissor e receptor configurado com 256 subportadoras e 12 bits de resolução serão necessários 21.524 registradores, sendo 6.812 para o transmissor e 14.712 para o receptor. Ou ainda, das Tabelas 25 e 26, também do Apêndice B, que seriam precisos 28463 *look up tables*, sendo 6.909 gastos na implementação do transmissor e 21.554 para o receptor.

Nos casos levantados, o circuito receptor possui, aproximadamente, o dobro do tamanho do circuito do transmissor. Utilizando, por exemplo, uma configuração com 16384 subportadoras e 14 bits de resolução, o circuito transmissor precisará, somando-se registradores e LUTs, de 24.653 componentes, enquanto que o receptor usará 48.960, correspondendo, portanto, a 66,51% dos recursos demandados. Considerando o dispositivo citado (*xc7k160t-3fbg676*), este possui 202.800 registradores e 101.400 LUTs, sendo, assim, viável a implementação neste tipo de placa, no que diz respeito a quantidade de recursos necessários, para as configurações testadas.

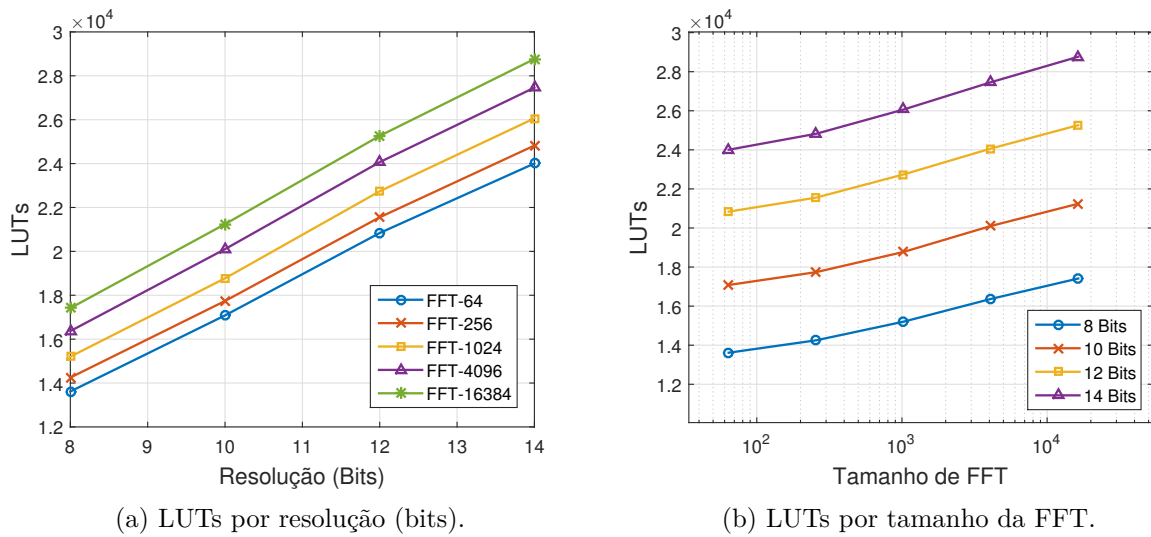


Figura 39 – Uso de LUTs no Receptor.

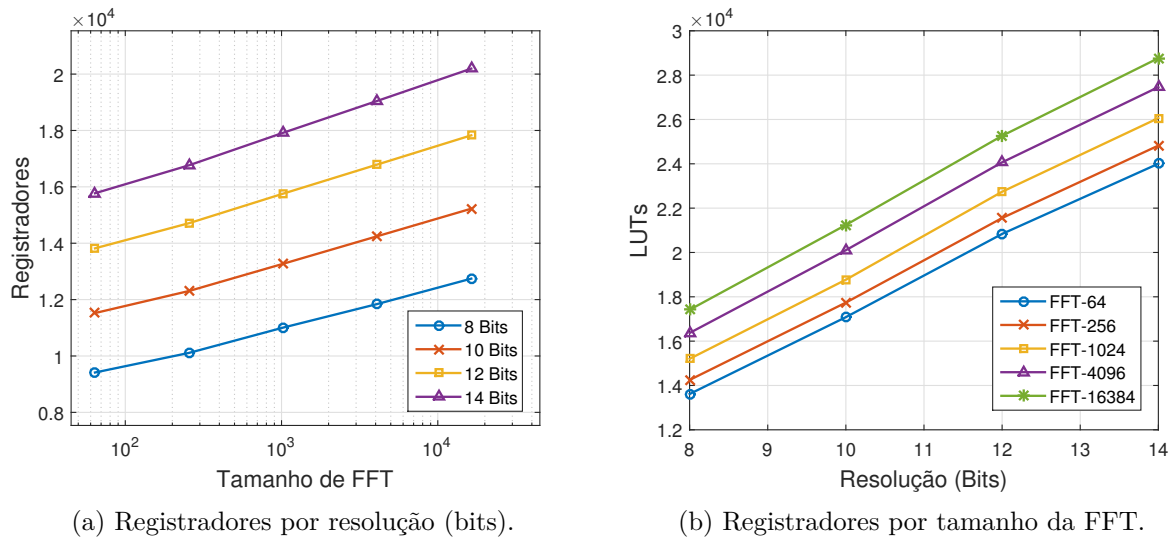


Figura 40 – Uso de Registradores no Receptor.

### 6.1.2 Máxima Frequência de Operação

Em se tratando de um transmissor OFDM, a máxima frequência de operação do componente é determinante à máxima largura de banda que o sistema é capaz de ocupar e, por conseguinte, à máxima taxa de transmissão. Pelo teorema de Nyquist, sabe-se que a máxima largura de banda do sinal gerado em banda base ( $B_w$ ) será equivalente à taxa de amostragem do conversor digital analógico ( $f_s$ ), ou seja,

$$B_w = f_s. \quad (6.1)$$

No transmissor, a medida que aumenta-se o número de pontos da (I)FFT, o caminho crítico se torna maior e, conseqüentemente, a máxima frequência de operação diminui. Por exemplo, para a configuração com 64 pontos, a máxima frequência é de 484,5 MHz, enquanto que para uma configuração com (I)FFT de 1024 pontos opera a, no máximo,

418,2 MHz, ou seja, uma redução de 13,68 %. Este comportamento pode ser apreciado na Figura 41a. Configurações diferentes de resolução de bits não surtiram efeito na frequência analisando nos tamanhos de 8 a 16 bits.

Em se tratando do circuito do receptor, a máxima frequência de operação teve um comportamento bem diferente. Para alterações do tamanho da operação de transformada de Fourier, ou mesmo para alterações na resolução, em bits, utilizada para as operações no receptor, o caminho crítico praticamente não se altera. Observando o relatório gerado pelo sintetizador, isto se deve ao caminho crítico, para todos os casos, passar pelo mesmo componente, denominado DSP481E, que é o MACC responsável pela realização das operações de multiplicação conforme descrito na seção 4.11.

Como, independentemente do número de bits ou do tamanho de FFT utilizado, o mesmo componente foi inferido em todas as implementações, houve variação mensurável apenas para modificações na resolução das operações binárias. Tendo um comportamento contrário ao do transmissor, no receptor, quanto maior o circuito inferido, maior a frequência de operação. Como, por exemplo, na configuração com 8 bits de resolução, a máxima frequência inferida é de 195,6 MHz, enquanto que, para 14 bits, esta frequência é de 196,5 MHz. Resultando, assim, em um aumento de apenas 0,45 %. A curva que mostra esta relação está representada na Figura 41b.

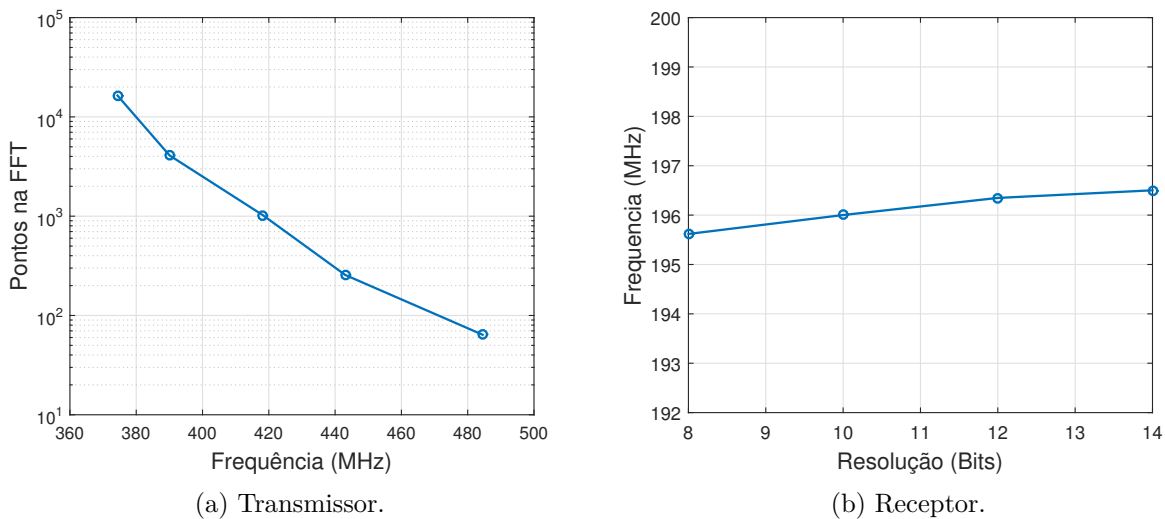


Figura 41 – Máxima frequência de operação.

Portanto, para o circuito desenvolvido, não é possível ter um sistema operando em frequências superiores a 197 MHz, sendo esta a limitação do receptor operando com 14 bits de resolução em qualquer tamanho de FFT testado. Já no caso do transmissor, esta frequência se limita a 484,5 MHz, quando operando com (I)FFT de 64 amostras, não tendo variações significativas para diferentes tamanhos de palavra binária.

Uma alternativa, não implementada, para o aumento da frequência de operação do receptor, é a de substituir todas as operações de multiplicação, que são as que usam o

DSP48E, por multiplicação utilizando o CORDIC. Assim, será preciso mais componentes, de menor complexidade, e haverá aumento na latência do receptor, uma vez que, enquanto o DSP481E entrega a multiplicação em um pulso de *clock*, a mesma operação com o CORDIC terá uma latência equivalente à largura da palavra binária utilizada.

### 6.1.3 Medição da Latência fim a fim do Sistema

A latência de um sistema é dada pelo atraso, ou tempo de resposta, entre um estímulo na entrada e sua resposta na saída do componente. Como a base de tempo de um circuito digital é dada pelo *clock* do sistema, e este pode assumir diferentes valores, optou-se por fazer esta análise em termos de períodos de *clock*. Na Figura 42 é observado como se comporta a latência, em pulsos de *clock*, tanto do transmissor como do receptor, para diferentes tamanhos de (I)FFT/FFT.

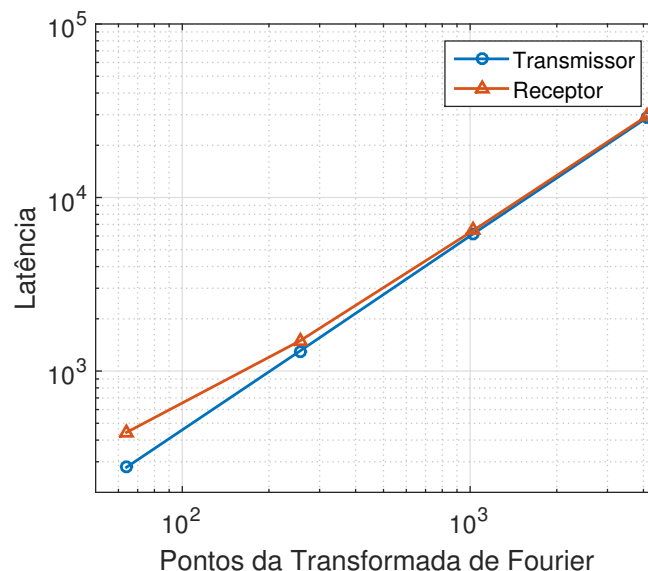


Figura 42 – Latência por Tamanho de (I)FFT/FFT. Os valores de cada ponto desta figura estão disponíveis na Tabela 27.

A convergência das curvas do transmissor ocorre devido ao tempo de operação da transformada de Fourier ser consideravelmente maior de que a latência gerada pelos demais componentes, pois a medida que esta operação se torna maior, os demais se tornam pouco expressivos em ambas as implementações.

## 6.2 Avaliação do Circuito Quanto a Sistema de Comunicação

Feitas as avaliações do sistema digital, agora devem ser avaliadas as métricas do projeto quanto um sistema de comunicação de dados. Para isso serão mensurados parâmetros para aferir a qualidade do sinal gerado e do sinal recebido, tais como, taxa de

erro de sincronismo, análises de EVM para a configuração *back to back* digital, taxa de transcepção e eficiência espectral. Este levantamento é feito para diferentes configurações de resolução de bits e transformada de Fourier. Em todos os casos foram utilizadas a mesma quantidade de subportadoras pilotos, sendo 8 para cada símbolo OFDM.

### 6.2.1 Taxa de Erro de Sincronismo

Nas Seções 4.8 foi dito sobre o funcionamento e implementação do componente de sincronismo, agora, será apresentado um estudo sobre a eficiência que este componente possui para realizar a detecção de um quadro através da medida da taxa de erro de sincronismo.

Neste trabalho entende-se por taxa de erro de sincronismo, a razão entre a quantidade de detecções realizadas pela quantidade de quadros transmitidos. Na Figura 43 temos o levantamento desta estatística para duas configurações diferentes, uma com sequência CAZAC de 14 amostras, e outra com 16 amostras. Para ambos, está representada a taxa de sincronismo correto, ou seja, o início do quadro foi detectado na amostra correta, e a taxa de sincronismo correto somada às de sincronismo incorreto, onde o quadro é detectado, mas não, necessariamente, na amostra correta.

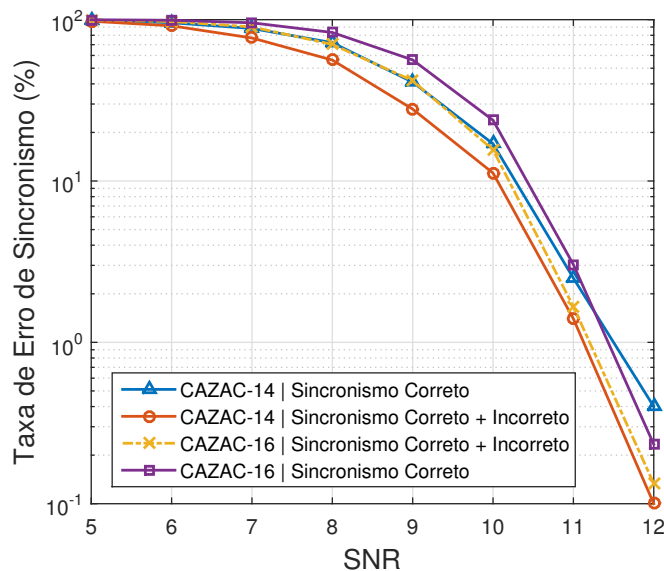


Figura 43 – Taxa de Erro de Sincronismo.

Esta figura mostra que diferentes configurações no tamanho do preâmbulo terão desempenhos diferentes. No caso das figuras com 14 e 16 amostras na janela de correlação, que é o tamanho da sequência CAZAC, sinais que possuem relação sinal ruído superiores a 12 dB, obtiveram melhores taxas de sincronismo quando utilizando 16 amostras. Contudo, nos casos em que a relação sinal ruído era inferior a 12 dB o sincronismo foi melhor realizado com 14 amostras. Além do tamanho da sequência CAZAC, a escolha do limiar de decisão é



um parâmetro que também influencia no desempenho do código. Observações feitas durante o desenvolvimento do trabalho sugerem que limiares mais baixos funcionam melhores em sinais mais degradados, ou seja, com menor SNR, enquanto limiares mais altos operam melhor no caso de SNR maior. Entretanto maiores estudos sobre este comportamento são necessários para que se possa chegar a uma conclusão nesse sentido.

### 6.2.2 Variação de EVM para Diferentes Configurações B2B Digital.

Neste teste será avaliado o vetor de magnitude de erro EVM (*Error Vector Magnitude*), cuja descrição e formalização está disponível no Apêndice C, em diferentes pontos, do sistema operando na configuração *back-to-back* (B2B) digital, ou seja, o sinal gerado pelo transmissor é passado diretamente ao receptor sem a influência de qualquer meio físico. Desta forma qualquer ruído presente será decorrente de erros de quantização e resíduo numérico dos algoritmos utilizados. Na Figura 44 é exibida a medição do EVM do sinal na saída do transmissor para diferentes tamanhos de transformada de Fourier e diferentes tamanhos de palavra binária.

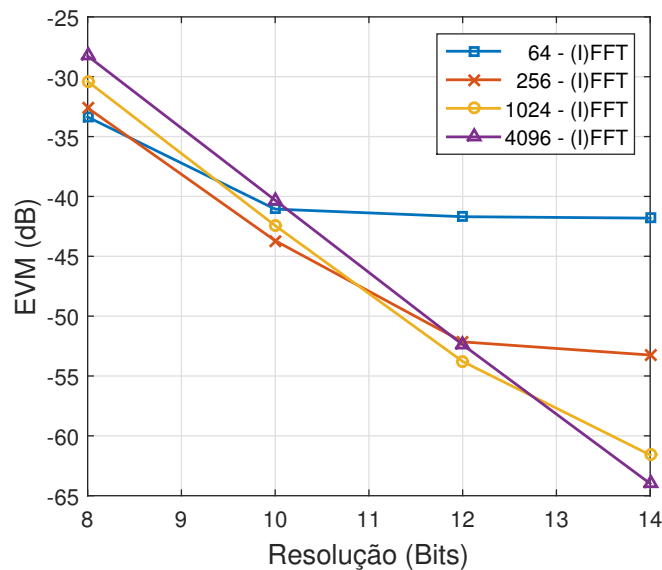


Figura 44 – EVM por resolução em bits, Transmissor.

As curvas correspondentes aos sinais com 64 amostras e 256 amostras apresentam um platô em, aproximadamente, -42 dB e -54 dB respectivamente. Já o sinal com 1024 amostras tem apenas uma indicação de seguir o mesmo caminho, enquanto que, para a (I)FFT com 4096 amostras, não foi observado tal platô.

Nas Figuras 45a e 45b, estão representados os valores de EVM do sinal pré-equalização e pós-equalização, respectivamente. Para a equalização foi adotado um padrão de 16 subportadoras piloto por símbolo OFDM. Tanto o sinal pré-equalização, quanto o sinal pós-equalização apresentam um limiar do qual o algoritmo empregado não consegue

ultrapassar. Assim, por exemplo, um sistema operando com 8 bits de resolução, não terá, para esta implementação, um valor de EVM inferior a -30 dB.

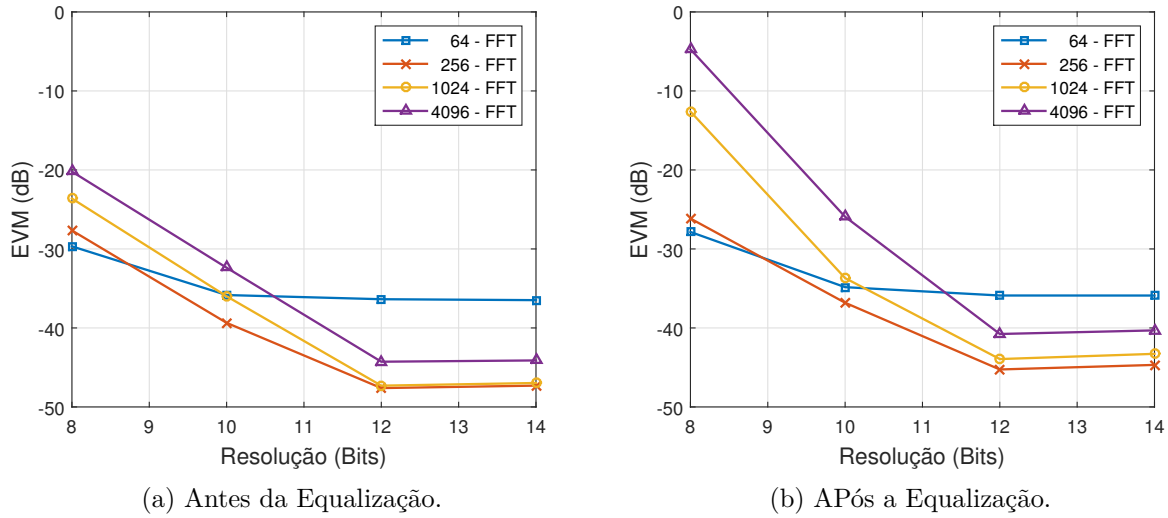


Figura 45 – EVM por resolução, em bits, no Receptor.

### 6.2.3 Taxa de Transcepção e Eficiência Espectral

Com os dados levantados até este ponto é viável estimar quanto tempo uma transmissão leva para acontecer e qual a quantidade de bits são transmitidos. Desta forma podemos definir a taxa de transcepção do sistema, calculada como a razão entre a quantidade de bits, úteis, transmitidos pelo tempo necessário para transmiti-los fim a fim, ou seja, desde a requisição de transmissão, passando pela transmissão até a recepção do último bit. Portanto, podemos escrever

$$R_b = \frac{N_{bits}}{T_{tr}}, \quad (6.2)$$

sendo  $R_b$  a taxa de transcepção,  $N_{bits}$  a quantidade de bits transmitida e  $T_{tr}$  o tempo de transcepção. Para um quadro de duração  $T_{qd}$ , com uma latência no transmissor dada por  $T_{tx}$  e no receptor por  $T_{rx}$ , então, o tempo de transcepção, desconsiderando o tempo de propagação do sinal, pode ser definido como

$$T_{tr} = T_{tx} + T_{qd} + T_{rx}. \quad (6.3)$$

As latências de transmissão ( $T_{tx}$ ) e recepção ( $T_{rx}$ ) foram levantados na subseção 6.1.3 e seus valores, em pulsos de *clock*, podem ser consultados na Tabela 27 disponível no Apêndice B. A partir do modo como foi escolhida a montagem do quadro, a duração de sua transmissão é dada por

$$T_{qd} = T_{preamb} + N_{sym} \cdot (T_{CP} + T_{OFDM}), \quad (6.4)$$

no qual,

$$T_{preamb} = N_{rp} \cdot (1 + N_{CAZAC}) \cdot T_s, \quad (6.5)$$

sendo  $T_s$  o período de amostragem,  $T_{preamb}$  a duração da sequência de sincronismo, ou preâmbulo,  $N_{rp}$  a quantidade de repetições da sequência CAZAC no preâmbulo,  $N_{sym}$  o número de símbolos OFDM por quadro,  $T_{CP}$  o intervalo de guarda com prefixo cíclico e  $T_{OFDM}$  o tempo de símbolo OFDM que é calculado como sendo

$$T_{OFDM} = N_{FFT} \cdot T_s \quad (6.6)$$

onde  $N_{FFT}$  é a quantidade de amostras utilizadas no algoritmo de transformada rápida de Fourier. Reescrevendo  $T_{CP}$  em função do número de amostras no prefixo cíclico ( $N_{cp}$ ) temos que

$$T_{CP} = N_{CP} \cdot T_s. \quad (6.7)$$

Substituindo as Equações 6.4, 6.5, 6.6 e 6.7 na Equação 6.3, e utilizando as latências do transmissor e do receptor em termos de amostras, o tempo de transcepção fica, então, sendo estimado como

$$T_{tr} = (T_{tx} + T_{rx} + (1 + N_{rp}) \cdot N_{CAZAC} + N_{sym} \cdot (N_{CP} + N_{FFT})) \cdot T_s. \quad (6.8)$$

No que diz respeito à quantidade de bits transmitidos, considerando a utilização de uma única constelação QAM, temos que, cada símbolo OFDM possui  $N_{FFT}$  subportadoras, sendo que, a portadora correspondente DC não é utilizada e que  $N_p$  subportadoras são utilizadas como pilotos. Além disso, há ainda a possibilidade de inserção de zeros em subportadoras específicas, prática conhecida como *zeropadding*. Em cada subportadora restante é transportado  $\log_2(M)$  bits, onde  $M$  é a ordem do mapeador QAM. Como um quadro de transmissão possui  $N_{sym}$  símbolos OFDM, então pode-se definir a quantidade de bits por quadro pela equação

$$N_{bits} = N_{sym} \cdot \log_2(M) \cdot (N_{FFT} - N_p - Z_{pad} - 1) \quad (6.9)$$

Aplicando as Equações 6.8 e 6.9 em 6.2 é definida a taxa de transcepção, em termos dos parâmetros configuráveis de projeto, conforme

$$R_b = \frac{N_{sym} \cdot \log_2(M) \cdot (N_{FFT} - N_p - Z_{pad} - 1)}{(T_{tx} + T_{rx} + (1 + N_{rp}) \cdot N_{CAZAC} + N_{sym} \cdot (N_{CP} + N_{FFT})) \cdot T_s} \quad (6.10)$$

Por fim, como, por definição,  $T_s = 1/f_s$  e da Equação 6.1, logo a taxa de bits por largura de banda ocupada, chamada de eficiência espectral, do sistema é

$$\frac{R_b}{B_w} = \frac{N_{sym} \cdot \log_2(M) \cdot (N_{FFT} - N_p - Z_{pad} - 1)}{T_{tx} + T_{rx} + (1 + N_{rp}) \cdot N_{CAZAC} + N_{sym} \cdot (N_{CP} + N_{FFT})} \quad (6.11)$$

### 6.3 Experimento de Caracterização do Sistema (Parte 1)

Durante o projeto de um sistema de comunicação, é pertinente levantar modelos para que seja possível realizar um correto dimensionamento e, assim, garantir um bom funcionamento. Com este intuito, neste capítulo serão feitas medições no sistema utilizado durante a realização dos experimentos laborais levando em conta o comportamento do modem desenvolvido. Assim, a primeira parte consiste em levantar a influência do ruído de quantização gerado pela resolução do DAC e pelas imprecisões do algoritmo desenvolvido em VHDL, sendo feito um ensaio no qual o sinal gerado pelo transmissor, com a mesma resolução em bits a ser utilizada pelo DAC, é passado diretamente ao receptor sem a influência de qualquer tipo. A este ensaio dá-se o nome *back to back* digital (B2BD). Em seguida um ensaio com a adição do gerador de onda arbitrário e um osciloscópio digital, funcionando como DAC e ADC, respectivamente, em um ensaio de nome *back to back* elétrico (B2BE). Posteriormente o sistema é configurado para transmissão do tipo *back to back* óptico (B2BO), descrita no Capítulo 5, e, por último, com enlace de fibra SSMF com 40 km de comprimento. A partir destes ensaio são levantados modelos para o auxílio do projeto do sistema.

A configuração utilizada neste experimento consiste em um sistema DD-OFDM com 256 subportadoras, sendo 33 pilotos, uma para cada 7 portadoras de dados, mapeados em 16-QAM, com prefixo cíclico de 16 amostras, preâmbulo com três sequências CAZAC, de 16 amostras cada, e o quadro de transmissão com 100 símbolos OFDM. O AWG, foi ajustado para operar com 8 bits de resolução, gerando um sinal com 12 GSps (*Giga Samples per second*), sendo o sinal em banda base, com 400 MHz de largura, deslocado, digitalmente por um misturador IQ, para a frequência de 2,6 GHz, enquanto que o DPO operou a uma taxa de 25 GSps com os mesmos 8 bits de resolução. Assim, de acordo com a Equação 6.10 a máxima taxa de transcepção é de

$$R_b = \frac{100 \cdot \log_2(16) \cdot (256 - 33 - 1)}{1/400e6 \cdot (1303 + 1491 + 3 \cdot 16 + 100 \cdot (16 + 256))} = 1,1823 \text{ Gbps}, \quad (6.12)$$

e a máxima eficiência espectral, calculada a partir da Equação 6.11, como

$$\frac{R_b}{B_w} = \frac{100 \cdot \log_2(16) \cdot (256 - 33 - 1)}{1303 + 1491 + 3 \cdot 16 + 100 \cdot (16 + 256)} = 2.9559 \text{ bps/Hz}. \quad (6.13)$$

A tabela Tabela 21 resume as configurações supracitadas.

$N_{FFT}$	256 amostras
$QAM$	16 símbolos
$NP$	33 subportadoras
$Rp$	8
$N_{CP}$	16 amostras
$N_{CAZAC}$	16 amostras
$N_{rp}$	3
$Z_{pad}$	0 amostras
Símbolos por Quadro	100
Resolução do DAC/ADC	8 bits
$F_s$ (ADC)	25 GSps
$F_s$ (DAC)	12 GSps
$F_c$	2.6 GHz
$B_w$	400 MHz
$R_b$	1,1823 Gbps
$R_b/B_w$	2.9559 bps/Hz

Tabela 21 – Configurações do Experimento 1.

### 6.3.1 Ensaio do Sistema na Configuração B2B Digital

A Figura 46 representa o diagrama de constelação percebido pelo receptor após a equalização, sendo este o limite do qual o sistema parte, ou seja, por melhor que sejam os componentes utilizados, não será possível, com o modem aqui descrito, obter uma constelação com valores de EVM melhores de que o obtido na configuração B2BD.

Na Figura 47 está disposto o modelo de canal levantado, em Matlab, para todas as portadoras ao longo do quadro, que contém 100 símbolos OFDM. Neste modelo é possível visualizar o que o canal digital apresenta ruído de quantização em todas as portadoras.

O ganho digital do sistema é praticamente constante ao longo de sua operação, tendo as amostrar coletadas um desvio padrão de 0.06 dB em torno da média que é de -8,07 dB sendo esta atenuação resultante, do produto dos ganhos dos algoritmos de FFT e (I)FFT, que, para 256 amostras, são 17.9 e 0.0698 respectivamente (MING, 2002), e a diferença de bits utilizados nas constelações do transmissor e do receptor, sendo a constelação do receptor maior em 3 bits. Esta diferença de bits, nas constelações, é devido ao fato de que, no transmissor, é preciso reduzir o tamanho da constelação para que não haja *overflow* durante a computação da (I)FFT, enquanto que no receptor, uma maior resolução é requerida para melhor computar o modelo de canal, uma vez que, quanto maior a resolução em bits, do equalizador de canal, melhor é a estimativa obtida, sendo o tamanho da constelação ajustado de acordo com o tamanho, em bits, da saída do estimador. Portanto, multiplicando-se estes ganhos  $((1/8) \times 17,9 \times 0.0698)$  chegamos a

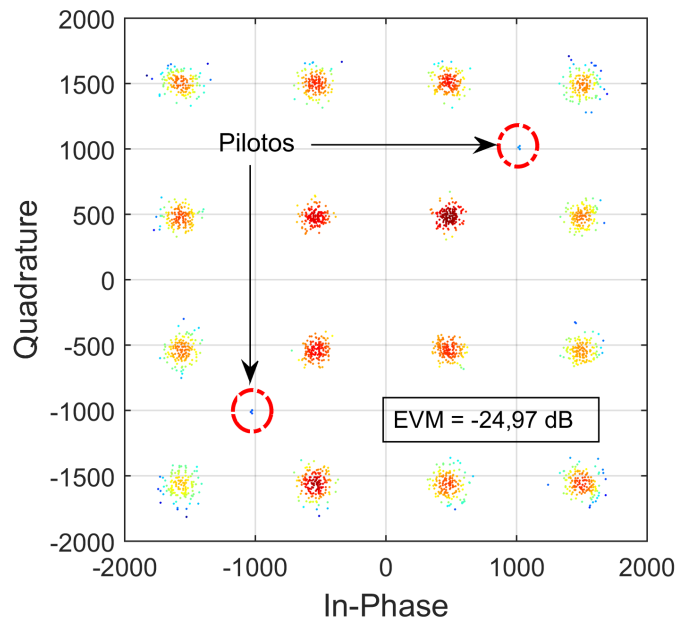


Figura 46 – Diagrama de Constelação, *back to back* digital.

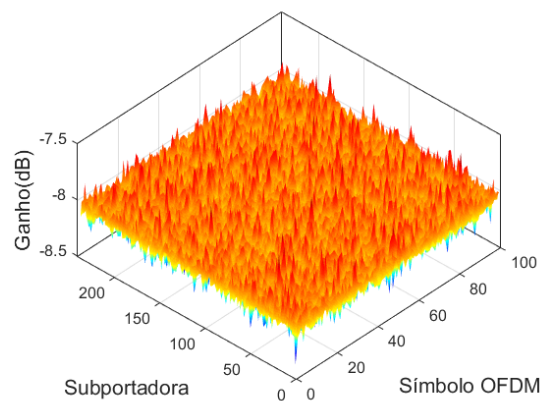


Figura 47 – Modelo de canal para transmissão *back to back* digital ao longo do tempo.

-8.06 dB, que é, aproximadamente, o ganho médio do canal e que pode ser observado na função de distribuição de probabilidade, PDF (*Probability Distribution Function*), da Figura 48a. A função de distribuição cumulativa, CDF (*Cumulative Distribution Function*) está representada na Figura 48b.

### 6.3.2 Ensaio do Sistema na Configuração B2B Elétrico

Após o teste digital, foi realizado um teste com a inclusão do gerador de sinal e do osciloscópio digital, nesta etapa o sinal passa do AWG para o DPO, permitindo a percepção da influência do ruído inserido pelos conversores DAC e ADC. Este teste é chamado de *back-to-back* elétrico. A Figura 49a mostra como estavam os símbolos, no receptor, antes de serem equalizados, enquanto que a Figura 49b mostra o diagrama de

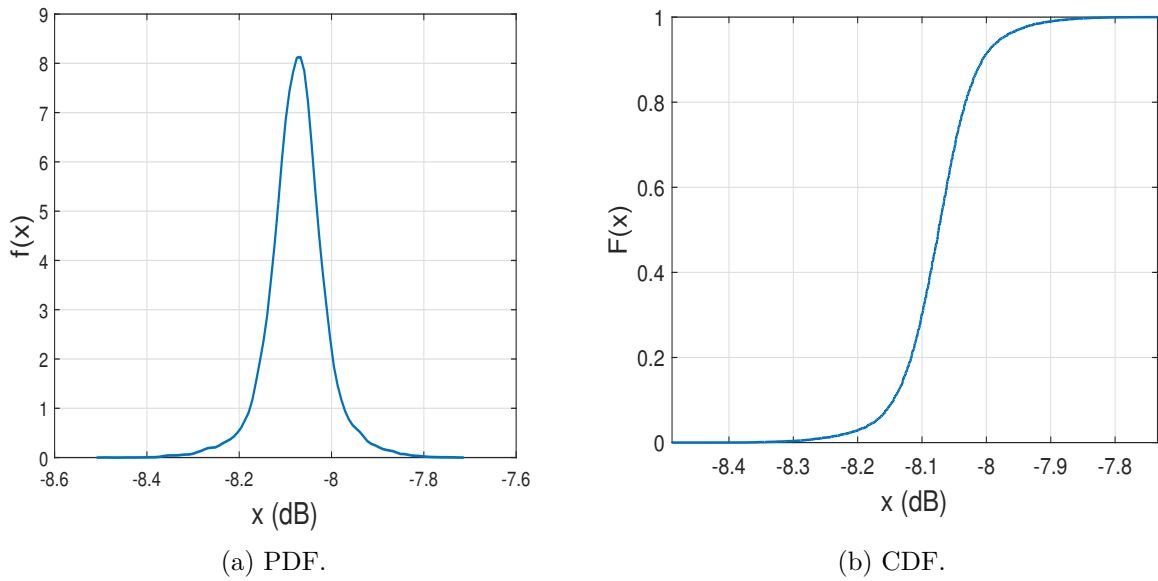


Figura 48 – Análise estatística do modelo de canal digital.

constelação percebido no receptor após o processo de equalização.

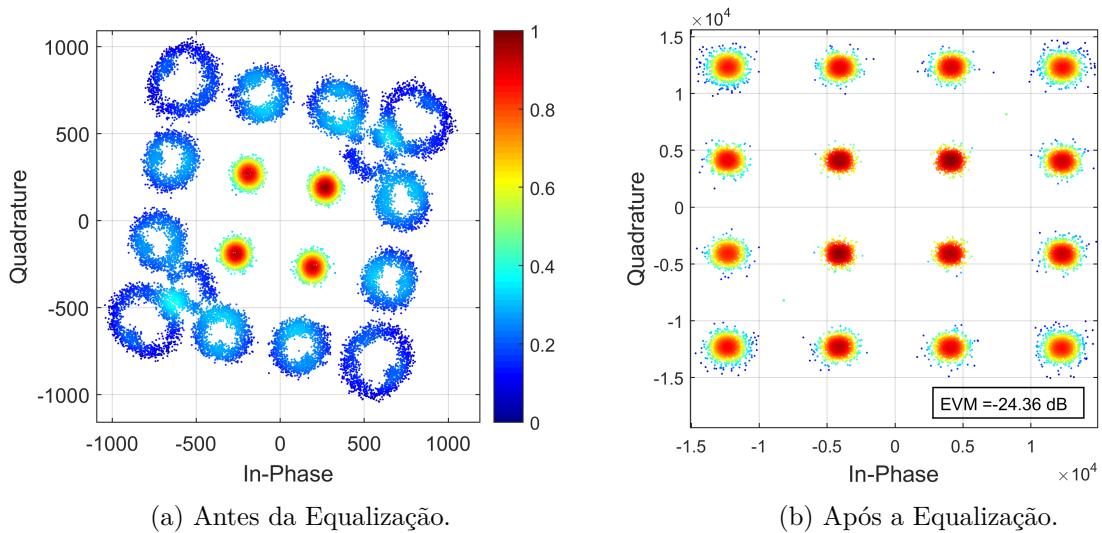


Figura 49 – Diagrama de Constelação (16 QAM), *back-to-back* elétrico.

Destaca-se aqui o fato de que, mesmo na configuração física mais simples, pois apenas os componentes que realizam conversão analógico/digital e digital/analógico e um cabo coaxial foram incorporados, não seria possível realizar uma boa detecção do sinal sem o uso de um equalizador. Uma vista no eixo Y-Z, sendo Y o ganho e Z a frequência, da figura Figura 50a permite visualizar a faixa de ganhos que o sistema possui ao longo do tempo e o modelo médio do canal para o sistema operando em *back-to-back* elétrico está representado na Figura 50b.

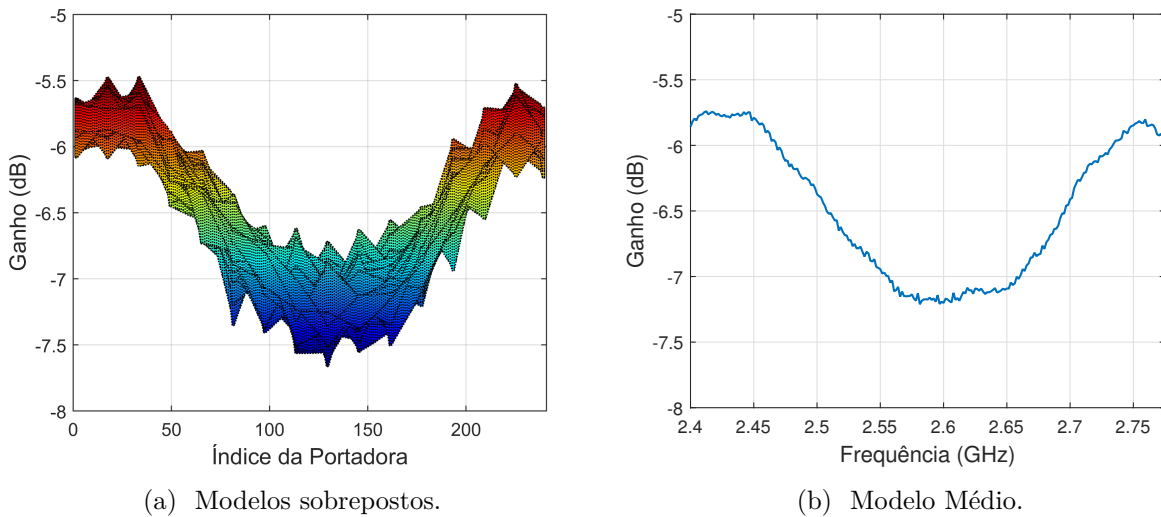


Figura 50 – Modelo estimado de canal, *back to back* elétrico.

### 6.3.3 Ensaio do Sistema na Configuração B2B Óptico

Neste teste é incorporado um amplificador de rádio frequência, o laser, a fibra, um modulador do tipo Mach-Zehnder de um braço e um fotodetector) porém com poucos metros de fibra, apenas para a calibração em configuração do tipo *back-to-back* óptico. Desta forma obtém-se o diagrama de constelação da Figura 51a, sem equalização, e, na Figura 51b, após o equalizador.

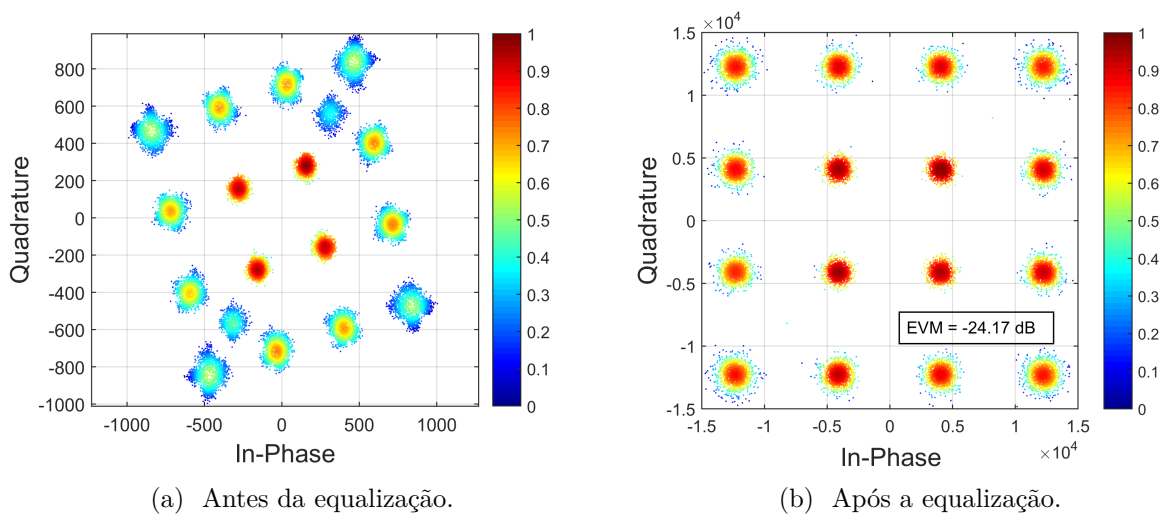


Figura 51 – Diagrama de Constelação (*back-to-back* óptico).

Em relação ao teste anterior, o *back to back* elétrico, houve um pequeno aumento no EVM, este passando de -24,36 dB para -24,17 dB nos diagramas pós equalização. O que foi estimado pelo receptor ao longo do tempo está representado na Figura 52a, sendo que a Figura 52b representa o modelo médio de canal.



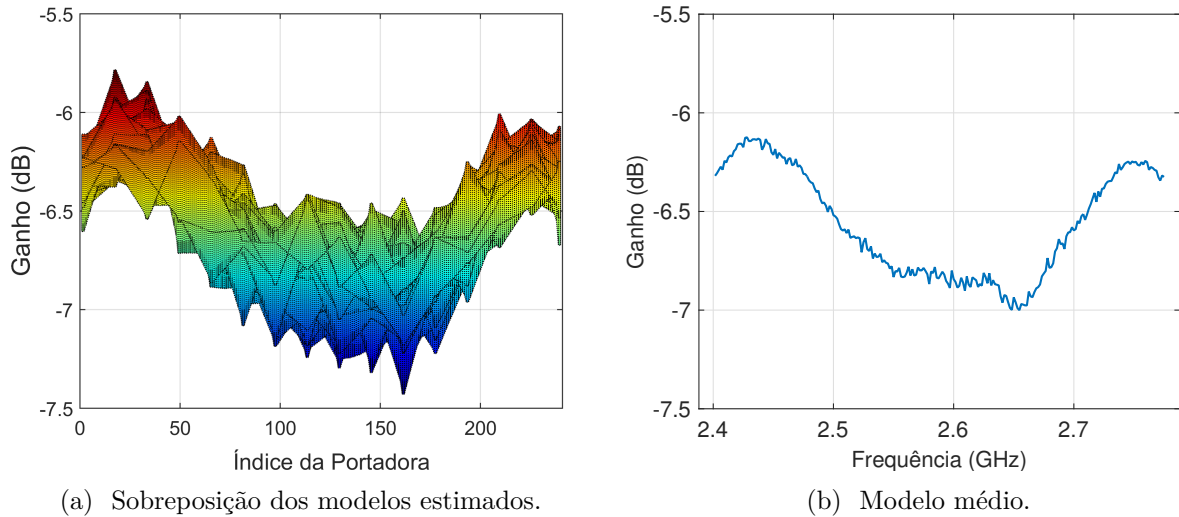


Figura 52 – Modelo de canal (*back-to-back* óptico).

### 6.3.4 Transmissão em 40 Km de Fibra Monomodo Padrão

O último ensaio foi realizado com a adição de uma SSMF com 40 km de comprimento, podendo o diagrama de constelação, a faixa de valores percebida pelo receptor para o modelo de canal, e a média do modelo calculado serem apreciados nas Figuras 53, 54a e 54b respectivamente. Neste ensaio o sistema teve um acréscimo no EVM, passando para -21.13 dB. Com essa configuração, a taxa de erro de bits chegou a ordem de  $10^{-3}$ , ou seja, um bit errado para cada mil transmitidos.

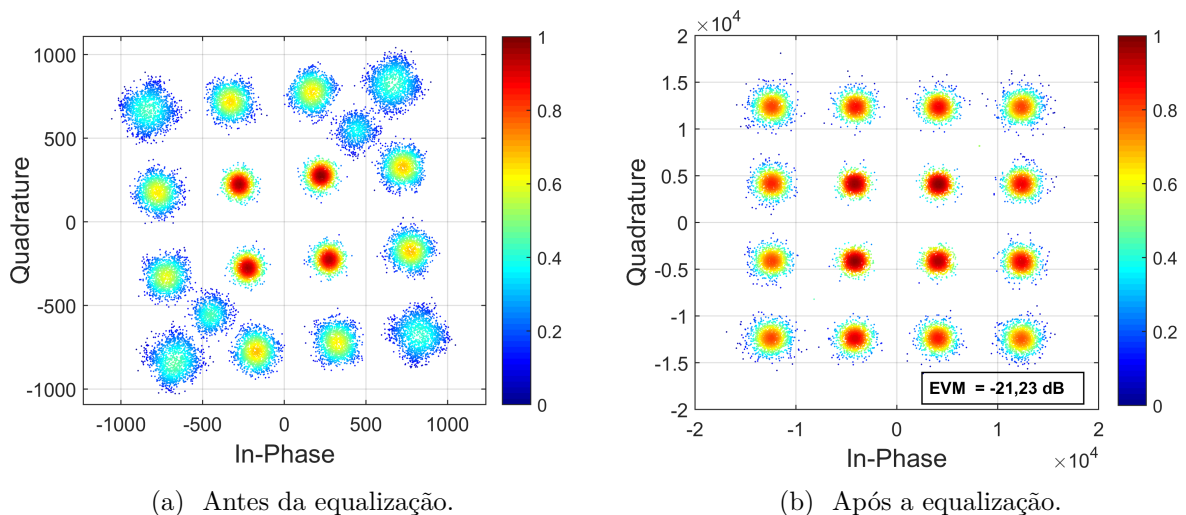


Figura 53 – Diagrama de Constelação para enlace com 40 km de SSMF.

### 6.3.5 Levantamento de Modelo do Canal

De posse dos modelos de canal de cada tipo de ensaio, é possível obter o modelo separado de cada sistema utilizado, para isto considere que a resposta em frequência do

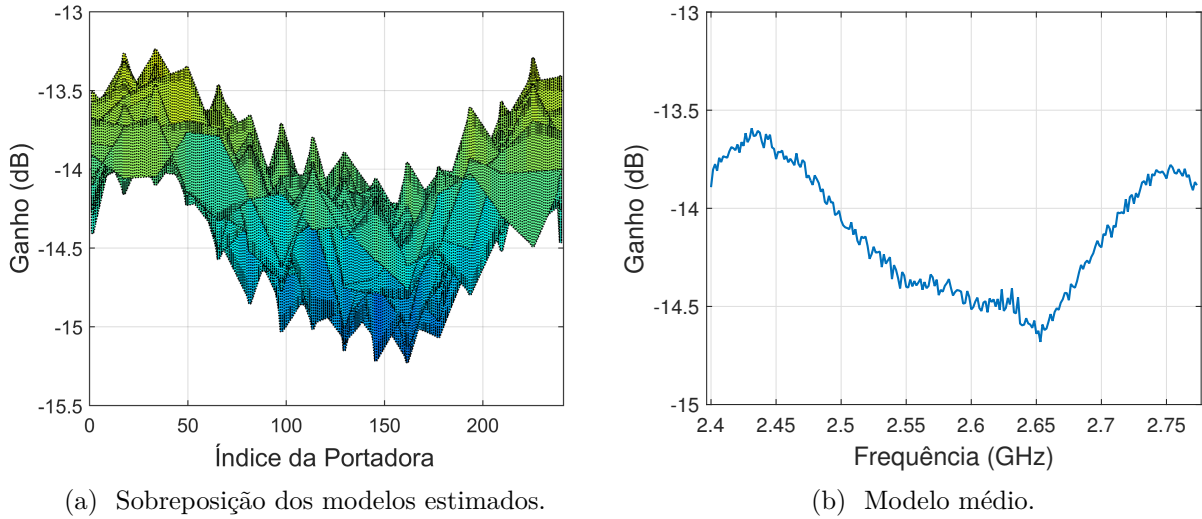


Figura 54 – Modelo de canal para enlace com 40 km de SSMF.

sistema em *back-to-back* elétrico é dado por

$$H_{b2b.E} = H_{SYS.E} \times H_{b2b.D}; \quad (6.14)$$

onde  $H_{SYS.E}$  é a função de transferência do sistema elétrico, ou seja, o AWG e o DPO juntos, e  $H_{b2b.D}$  a resposta do *back-to-back* digital. O modelo do sistema em *back-to-back* óptico dado por

$$H_{b2b.O} = H_{SYS.E} \times H_{b2b.D} \times H_{SYS.O}; \quad (6.15)$$

onde  $H_{SYS.O}$  representa a equação de transferência do *Mach-Zehnder* e do fotodetector juntos, e o modelo do sistema com um enlace de 40km de fibra smf representado como

$$H_{EL.40km} = H_{SYS.E} \times H_{b2b.D} \times H_{SYS.O} \times H_{SFM.40km}; \quad (6.16)$$

sendo  $H_{SFM.40km}$  a função de transferência da fibra SMF com 40 km de comprimento. Então, de 6.14 tem-se

$$H_{SYS.E} = \frac{H_{b2b.E}}{H_{b2b.D}}. \quad (6.17)$$

Como  $H_{b2b.E}$  e  $H_{b2b.D}$  são valores medidos, então é possível calcular, a partir destes, o valor de  $H_{SYS.E}$ . O resultado pode ser observado na Figura 55.

Analisando agora a Equação 6.15 temos que

$$H_{SYS.O} = \frac{H_{b2b.O}}{H_{SYS.E} \times H_{b2b.D}}; \quad (6.18)$$

aplicando 6.14 em 6.18 chegamos a

$$H_{SYS.O} = \frac{H_{b2b.O}}{H_{b2b.E}}; \quad (6.19)$$

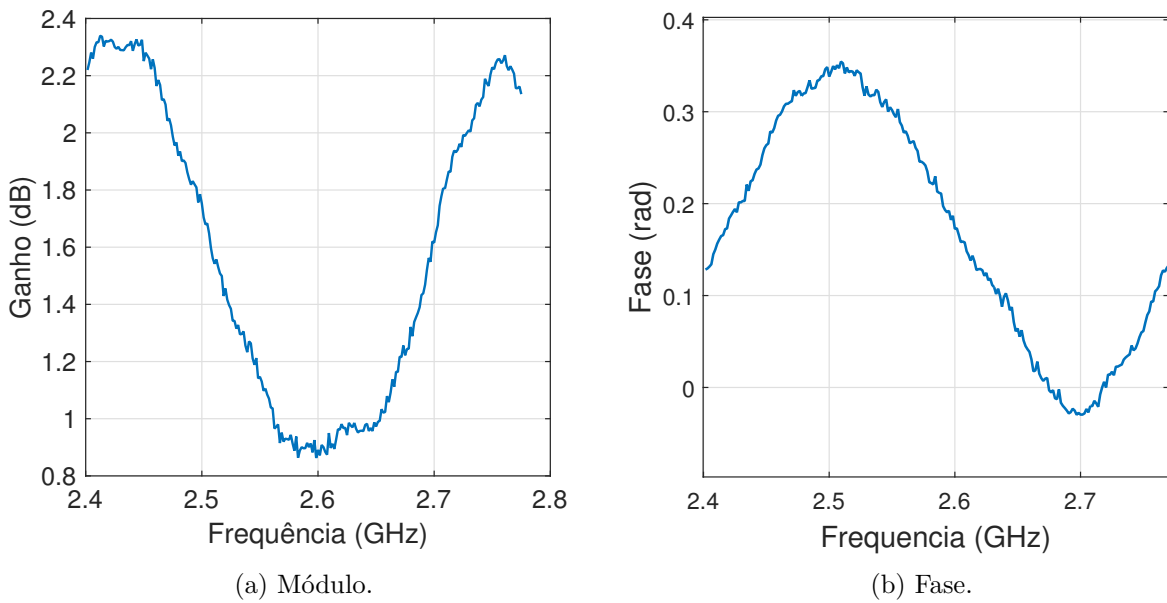


Figura 55 – Modelo de canal Sistema Elétrico.

que, assim como na Equação 6.17, pode ser calculado com os valores medidos. Desta forma obtém-se o que está representado na Figura 56.

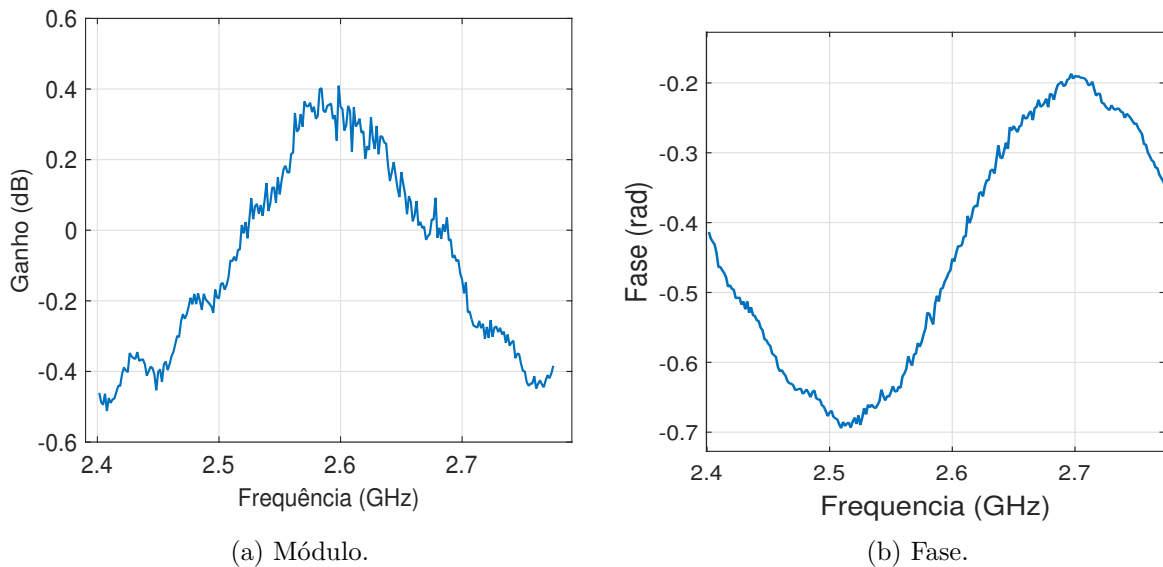


Figura 56 – Modelo de canal Sistema Óptico.

Por fim, é possível avaliar o modelo da fibra aplicando a Equação 6.15 na Equação 6.16 e isolando o termo  $H_{SFM.40km}$  conforme

$$H_{SFM.40km} = \frac{H_{EL.40km}}{H_{b2b.O}} \quad (6.20)$$

sendo, assim, possível gerar a curva representada na Figura 57. Com uma atenuação média de 7,56 dB, a fibra apresenta uma atenuação de 0.189 dB/Km, o que é esperado para este tipo de fibra no comprimento de 1550 nm.

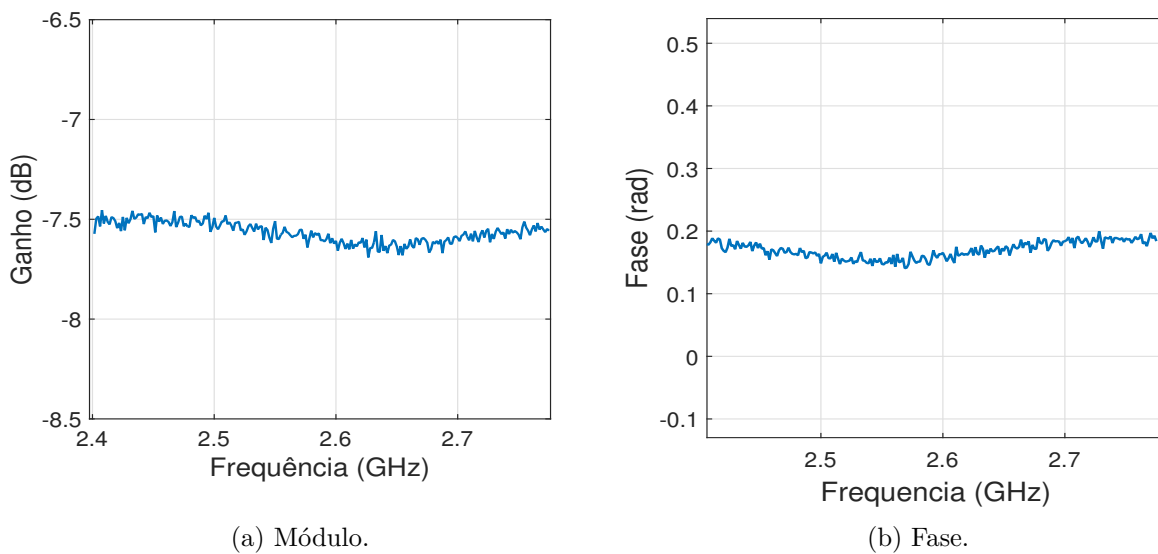


Figura 57 – Modelo da Fibra (SMF-40km).

Portanto, dos ensaios feitos vimos que o sistema parte de EVM de -34,16 dB no sistema em *back to back* digital, com a inclusão do sistema elétrico o EVM passa para -24,36 dB, atingindo -24,17 na configuração *back to back óptico* e finalizando em -21,13 dB no enlace com 40 km. A maior parte do ruído inserido no sinal, após a sua geração digital, compete aos conversores DAC e ADC, sendo, possivelmente, o DAC a maior fonte de ruído. É o sistema elétrico, também, a maior fonte de distorção em módulo e fase do diagrama de constelação, sendo o sistema responsável pela perda de potência.

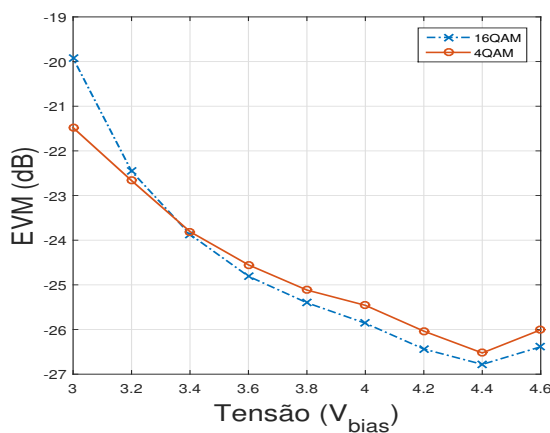
## 6.4 Experimento de Caracterização do Sistema (Parte 2)

Neste segundo experimento foram realizadas medidas de BER, EVM e Potência para as configurações *back to back* óptico, depois com 20 km e 40 km de fibra. Em relação à configuração do experimento anterior, foi adicionado um atenuador óptico antes do fotodetector, para que pudesse ser avaliado o comportamento do sistema em diferentes faixas de potência. Para este caso, A configuração utilizada consiste em um sistema OFDM com 256 subportadoras, sendo 33 pilotos, uma para cada 7 portadoras de dados, mapeados em 4-QAM ou 16-QAM, com prefixo cíclico de 16 amostras, preâmbulo com três sequências CAZAC, de 2 amostras cada, e o quadro de transmissão com 461 símbolos OFDM. O AWG, foi ajustado para operar com 8 bits de resolução, gerando um sinal com 12 GSps (*Giga Samples per second*), sendo o sinal em banda base, com 400 MHz de largura, deslocado, digitalmente por um misturador IQ, para a frequência de 2,4 GHz, enquanto que o DPO operou a uma taxa de 25 GSps com os mesmos 8 bits de resolução. Assim, a máxima taxa de transmissão e a eficiência espectral, tal como calculado na seção 6.3, é de 672,30 Mbps e 1,68 bps/Hz, para a configuração com 4-QAM, e 1.344 Gbps e 3.36 bps/Hz com 16-QAM. A tabela Tabela 22 resume as configurações supracitadas.

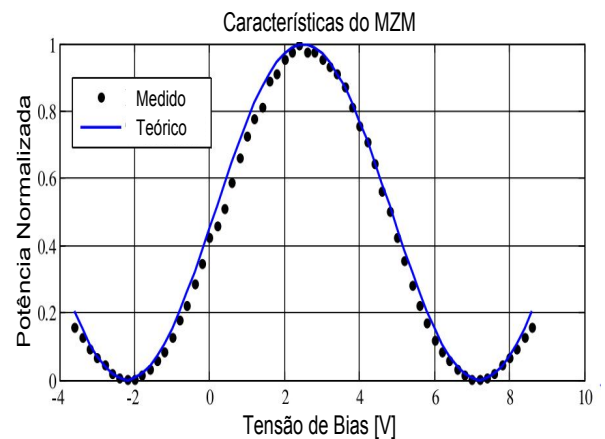
$N_{FFT}$	256 amostras
$QAM$	4 ou 16 símbolos
$NP$	33 subportadoras
$Rp$	8
$N_{CP}$	2 amostras
$N_{CAZAC}$	16 amostras
$N_{rp}$	3
$Z_{pad}$	0 amostras
Símbolos por Quadro	461
Resolução do DAC/ADC	8 bits
$F_s$ (ADC)	25 GSps
$F_s$ (DAC)	12 GSps
$F_c$	2.4 GHz
$B_w$	400 MHz
$R_b$ (4 QAM)	672,30 Mbps
$R_b$ (16 QAM)	1.344 Gbps
$R_b/B_w$ (4 QAM)	1,68 Bps/Hz
$R_b/B_w$ (16 QAM)	3.36 Bps/Hz

Tabela 22 – Configurações do Experimento 2.

A primeira etapa consiste em um levantamento da curva de EVM variando-se a tensão de bias ( $V_{bias}$ ) do modulador Mach-Zehnder. Para cada valor de tensão foram transmitidos cinco quadros. A partir do valor médio de EVM medido para as cinco transmissões foi traçada a curva representada na Figura 58a. A Figura 58b, adaptada do trabalho (ROCHA et al., 2015), representa a curva característica do MZM utilizado. Assim, consta-se que as melhores tensões para a realização de experimentos, em termos de EVM, encontram-se em torno de 4,4 V, tanto para 4-QAM quanto 16-QAM.



(a) EVM por Tensão de Bias.



(b) Modelo do MZM utilizado.

Figura 58 – EVM por tensão de bias e curva característica do MZM.

Feito o ajuste da tensão de bias, adicionou-se o atenuador óptico variável e para cada 1 dBm de potência atenuada, logo antes da entrada do sinal no fotodetector, foram realizadas 3 transmissões, a partir das quais avaliou-se a taxa de erro de bits (BER) e o vetor de magnitude de erros (EVM).

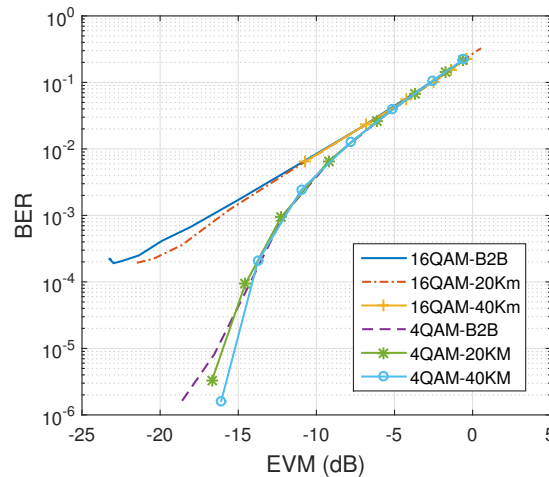


Figura 59 – BER por EVM.

Observando a curva correspondente à configuração com QAM de 16 símbolos, o comportamento do sistema aparenta ser inadequado, pois com tais valores de EVM, taxas de erro menores são esperadas, vide a curva teórica na Figura 60.

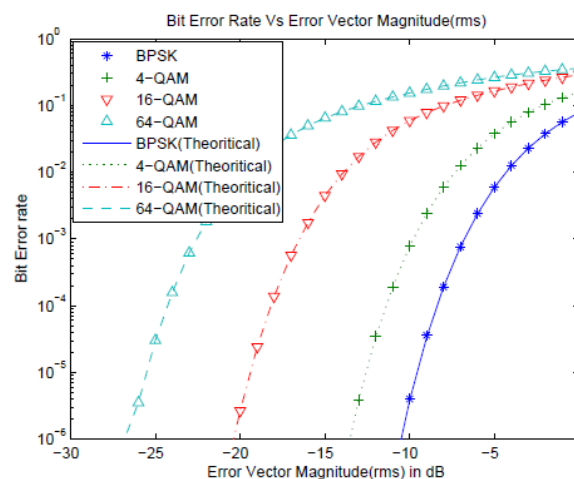


Figura 60 – BER por EVM Teórico

**Fonte:** Shafik, Rahman e Islam (2006).

Passando por um processo investigativo, o diagrama de constelação de alguns sinais recebidos foi estudado e, em todos os casos, foi possível observar o comportamento mostrado nas Figuras 61a e 61b, onde, sobreposto a um diagrama bem definido, há uma grande ocorrência de símbolos com um deslocamento em fase.

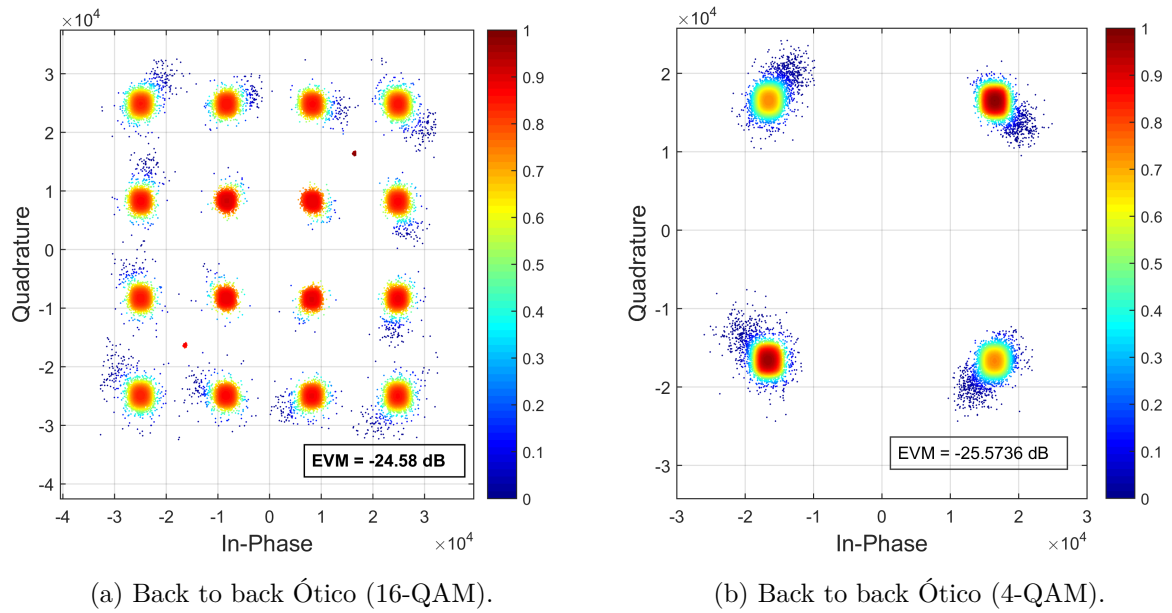


Figura 61 – Diagrama de Constelação (*back-to-back* óptico).

Essa imprecisão na detecção de alguns símbolos fica bem evidente quando é medido o EVM de cada subportadora ao longo de um símbolo OFDM, como pode-se ver na Figura 62, onde foi utilizado apenas um dos quadros transmitidos, apesar de que o mesmo pode ser observado em outras transmissões. As portadoras de índices 100 a 120, aproximadamente, apresentam um valor de EVM perceptivelmente incompatível com as demais.

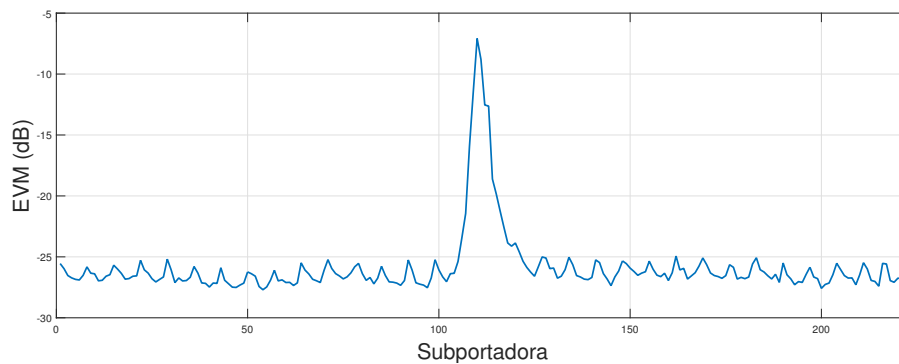


Figura 62 – EVM médio por Subportadora (*back to back* Ótico).

Ao analisarmos o modelo médio de canal, ou seja, fazendo-se uma média dos coeficientes obtidos para cada subportadora durante todo o quadro transmitido, é possível observar que, na região onde o EVM destoa das demais do sistema, há um erro na estimativa do canal, e isso se deve ao fato de que, nesta faixa de frequência, a resolução da amostragem fornecida pela quantidade utilizada de subportadoras não ser suficiente para estimar, com maior precisão, o modelo de canal. As Figuras 63 e 64 mostram o modelo de canal estimado pelo componente, descrito em VHDL, comparado com o mesmo calculado

no Matlab, este último utilizando todas as subportadoras e não apenas as subportadoras pilotos.

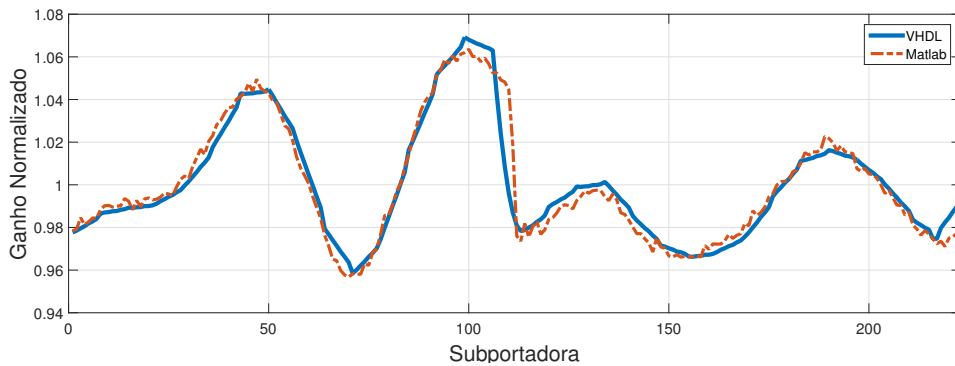


Figura 63 – Estimativa de Canal (*back to back* Ótico) (Módulo).

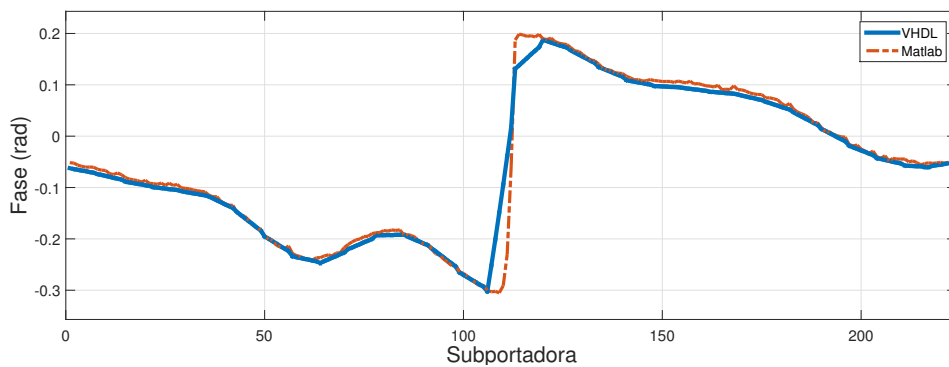
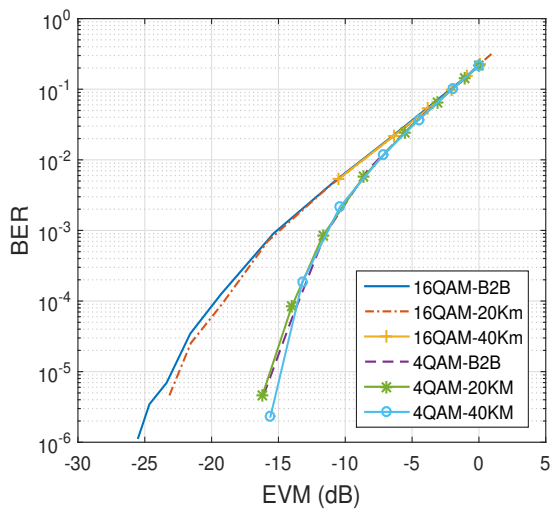


Figura 64 – Estimativa de Canal (*back to back* Ótico) (Fase).

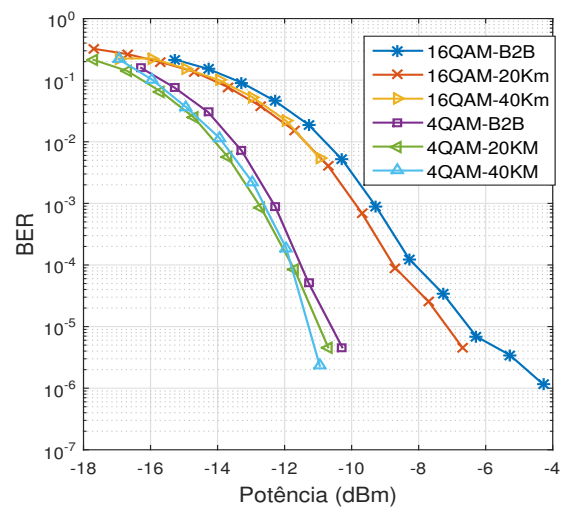
Considerando uma transmissão seletiva, ou seja, excluindo-se a região onde o sistema não é capaz de operar corretamente, temos como resultado o gráfico da Figura 65a. Sob o ponto de vista do BER em função da potência recebida, o resultado alcançado fica representado na Figura 65b.

Este resultado é mais compatível com o que foi apresentado na Figura 60, onde, por exemplo, para a configuração com mapeador 4-QAM, com um EVM de -10 dB, teve BER de cerca de 0,0013 ( $10^{-2,9}$ ), ante um desempenho de 0.0010 para a curva teórica. Assim, em termos gerais, o sistema possui um desempenho inferior ao máximo teórico, o que é de se esperar uma vez que este é o melhor desempenho possível para um sistema ideal. Logo, os dados coletados e a implementação realizada estão condizentes com o que se espera de um sistema realizável. Uma amostra do diagrama de constelação (4-QAM) percebido pelo receptor para diferentes níveis de potência na entrada do fotodetector pode ser observado na Figura 66.





(a) BER por EVM.



(b) BER por potência recebida no fotodetector.

Figura 65 – Análise de BER do sistema DD-OFDM implementado.

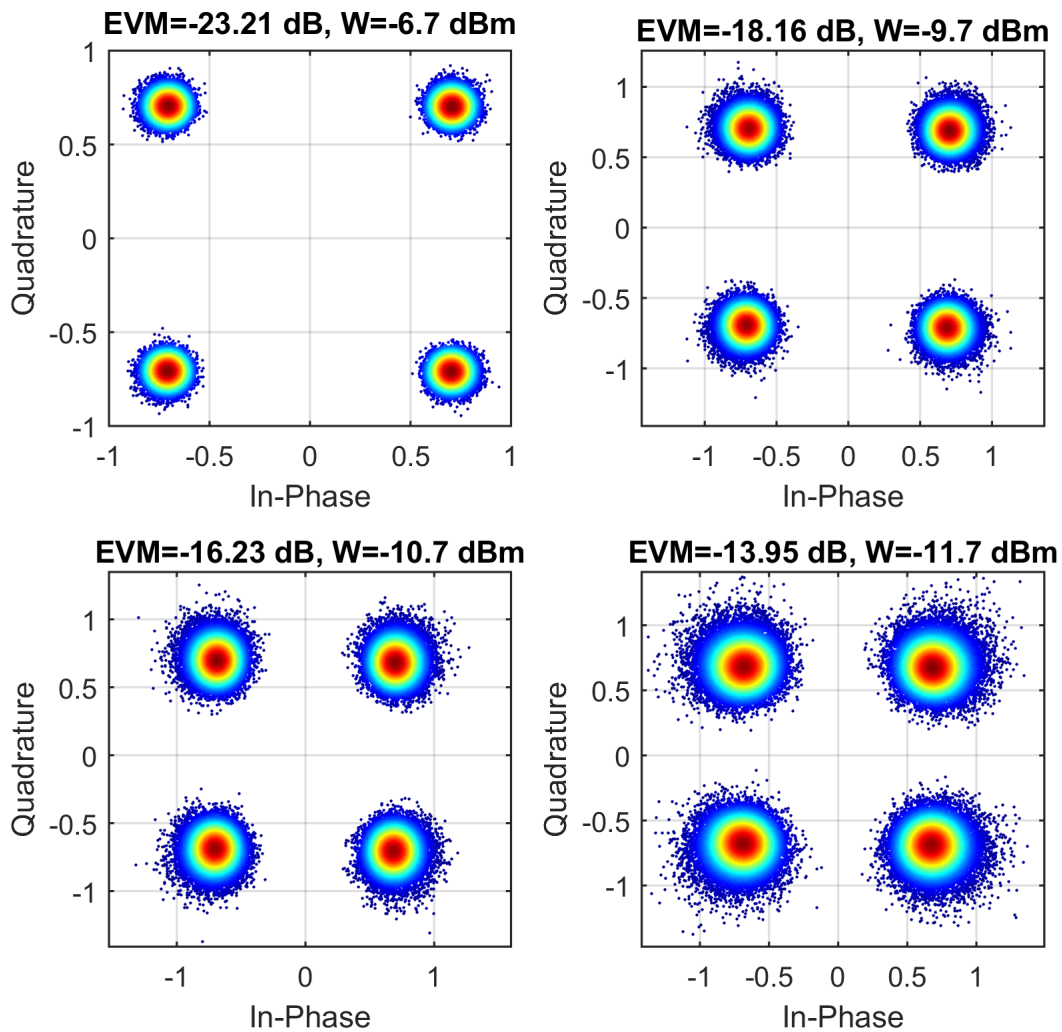


Figura 66 – Diagrama de constelação para diferentes níveis de potência.

Já a Figura 67 mostra a relação da potência recebida com o EVM do sistema, no qual a convergência das curvas, referentes à configuração com 4-QAM e 16-QAM, em torno de -25 dB mostra o limite para a configuração adotada, de maneira que, mesmo aumentando a potência, melhores resultados não serão alcançados. Até mesmo porque este valor de EVM é o mínimo alcançado no ensaio em *back to back* elétrico apresentado na subseção 6.3.2. Assim como em (ZHONG et al., 2015), a transmissão em *back to back* óptico teve um resultado ligeiramente pior de que os ensaios com a fibra, isso em termos de BER por EVM, estando a curva dos testes com fibra ligeiramente à esquerda neste gráfico. Colocando de outra forma, para a mesma taxa de erro de bit, no sistema em *back to back* óptico é preciso melhores valores de EVM quando comparado a enlaces de até 40 km.

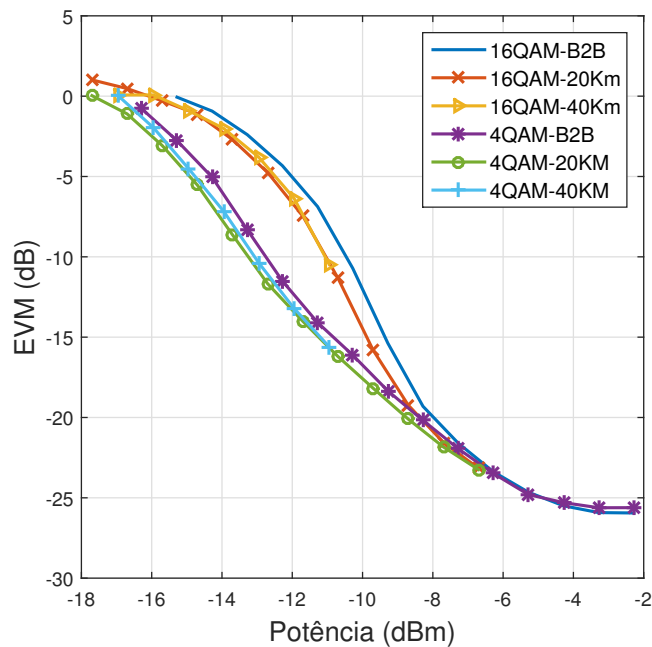


Figura 67 – EVM por potência recebida no fotodetector.

Como não foi utilizado um amplificador óptico, fica faltando, neste estudo, uma análise para maiores regiões de maiores potência quando o sistema é configurado com enlaces de 40km ou maiores.

## 7 Conclusões e Trabalhos Futuros

Um sistema digital descrito na linguagem de descrição de hardware VHDL que implementa um multiplexador por divisão de frequências ortogonais OFDM foi desenvolvido neste trabalho. A quantidade de subportadoras de dados e pilotos, a duração do prefixo cíclico, o tamanho da sequência de sincronismo, a resolução das operações internas, a resolução das portas dos conversores digital-analógico e analógico-digital, o nível de modulação nas subportadoras, além do tamanho de quadro transmitido, são exemplos de parâmetros implementados de forma a torná-los configuráveis.

Foram realizados estudos para estimar a quantidade de recurso necessário para a implementação, sendo a máxima frequência de operação (placa *xc7k160t-3fbg676*) de 197 MHz, limitada pela frequência de operação do receptor. Esta limitação sugere que não seja viável a implementação de sistemas operando com *clock* interno na ordem de GHz. Para solucionar este problema sugere-se a adoção de esquemas de modulação OFDM multibanda para também relaxar os requisitos dos conversores acima referidos. A máxima taxa de transmissão para qualquer configuração do sistema e a eficiência espectral encontradas na configuração utilizada nos experimentos foram 1.344 Gbps e 3.36 bps/Hz, respectivamente, com mapeamento 16-QAM nas subportadoras. Além disso, ainda no que se refere à qualidade do sinal, estudos envolvendo a precisão dos algoritmos usados na transformada de Fourier usados na multiplexação/demultiplexação se fazem necessários.

Nos experimentos realizados para levantamento da resposta em frequência do sistema, cujo desempenho foi analisado também em um enlace com 40 km de fibra monomodo padrão, ficou evidente que a maior fonte de ruído provém das operações digitais somado ao ruído de quantização. Análises de desempenho realizadas na configuração *back-to-back digital* evidenciaram que um aumento do número na quantidade de amostras na transformada inversa de Fourier e da resolução das operações realizadas melhoram a qualidade do sinal gerado. Avaliações referentes ao método utilizado para implementar o algoritmo da transformada direta deverão ser realizadas mediante a aplicação de mapeamentos QAM de ordem maior que 16.

Na avaliação de desempenho do modem em um sistema óptico de modulação de intensidade e detecção direta mostra-se experimentalmente que a tensão de polarização do modulador óptico Mach-Zender, assim como a potência recebida no fotodetector são de fundamental importância. Assim, o melhor ajuste do modulador ocorreu para uma tensão de polarização de 4.4 V, para ambas os mapeamentos considerados. Valores de potência recebida no fotodetector superiores a  $-4$  dBm não surtiram melhora significativa no referido desempenho. Tomando esta tensão como base, as curvas de desempenho

ilustraram a robustez do modem implementado.

Finalmente, ressalta-se que extenso estudo realizado nesta Dissertação, em que foram levantados diversos dados relevantes à avaliação do sistema desenvolvido, foi devidamente documentado, de forma a abrir caminho para que outras pesquisas sejam feitas com a aplicação do modem com relativa flexibilidade. Possibilidades de aplicação de transmissão em tempo real, dada a descrição completamente sintetizável, permite que novos protocolos e sistemas de comunicação possam ser propostos, simulados e experimentados.

De todas as medições propostas, apenas a de consumo de potência não pôde ser realizada. Esta não foi feita por motivos de limitações da licença WebPack do software ISE 14.7, que possui limitações para código com mais de 55 mil linhas. Este limite é ultrapassado tanto pelo transmissor como pelo receptor na sua descrição gerada após o processo de roteamento e mapeamento, que é a que gera melhor estimativa de uso de potência para a implementação final. Este é outro tema que fica pendente para análises em trabalhos futuros.

Além dos temas já citados como sugestão de trabalhos futuros, sugere-se ainda a implementação de códigos corretores de erro, bem como melhorias do método de equalização que consideram a adição de uma média móvel para a estimativa dos coeficientes das portadoras pilotos. Maiores ensaios sobre o efeito do limiar adotado no algoritmo de sincronismo de tempo, assim como um estudo mais detalhado sobre como o tamanho da sequência influencia a taxa de sincronismo são temas que também merecem estudos futuros.

## Referências

- ALI, A.; LEIBRICH, J.; ROSENKRANZ, W. Impact of nonlinearities on optical OFDM with direct detection. In: *33rd European Conference and Exhibition on Optical Communication - ECOC 2007*. Institution of Engineering and Technology (IET), 2007. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1049/ic:20070485>>. Citado na página 39.
- ALI, A.; LEIBRICH, J.; ROSENKRANZ, W. Spectral efficiency and receiver sensitivity in direct detection optical-OFDM. In: *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference*. The Optical Society, 2009. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1364/ofc.2009.omt7>>. Citado na página 88.
- ALI, I. et al. A DHT precoded OFDM system with full diversity and low PAPR. In: *2012 IEEE 23rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - (PIMRC)*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2012. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/pimrc.2012.6362755>>. Citado na página 56.
- ALMEIDA, T. M. D. et al. Performance optimization of DDO-OFDM systems through genetic algorithms. In: *2013 BRICS Congress on Computational Intelligence and 11th Brazilian Congress on Computational Intelligence*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2013. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/BRICS-CCI-CBIC-2013.25>>. Citado na página 27.
- BARROS, D. J. F.; KAHN, J. M. Comparison of orthogonal frequency-division multiplexing and on-off keying in amplified direct-detection single-mode fiber systems. *Journal of Lightwave Technology*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 28, n. 12, p. 1811–1820, jun 2010. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/jlt.2010.2048999>>. Citado na página 40.
- BOUZIANE, R.; KILLEY, R. I. Blind symbol synchronization for direct detection optical OFDM using a reduced number of virtual subcarriers. *Optics Express*, The Optical Society, v. 23, n. 5, p. 6444, mar 2015. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1364/oe.23.006444>>. Citado na página 70.
- CASTOR, L. R. M. et al. Experimental investigation of broadband power line communication modems for onshore oil & gas industry: A preliminary analysis. In: *18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2014. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/ISPLC.2014.6812362>>. Citado na página 27.
- CISCO. 2016. Disponível em: <<http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral-/service-provider/visual-networking-index-vni/complete-white-paper-c11-481360.html>>. Citado na página 27.
- CORADINI, F. S. R. et al. Implementação em fpga de um mapeador m-qam reconfigurável para transmissão ofdm adaptativa. *MOMAG*, p. 904–906, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 50.

- COSTA, T. A. D. G. da. Projeto de Graduação. *Descrição em VHDL de um Modem OFDM para implementação em Dispositivos FPGA*. Vitória, Espírito Santo: [s.n.], 2014. 85 p. Citado 5 vezes nas páginas 29, 30, 44, 45 e 67.
- COURA, D. J. C.; SILVA, J. A. L.; SEGATTO, M. E. V. A bandwidth scalable OFDM passive optical network for future access network. *Photonic Network Communications*, Springer Nature, v. 18, n. 3, p. 409–416, aug 2009. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1007/s11107-009-0203-0>>. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 38.
- FANG, H.; HU, X.; XU, R. An implementation of time and frequency synchronization for carrier interferometry of OFDM in an underwater acoustic channel. In: *2009 Pacific-Asia Conference on Circuits, Communications and Systems*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2009. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/paccs-2009.27>>. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 67.
- FENG, Z. et al. Dispersion-tolerant DDO-OFDM system and simplified adaptive modulation scheme using CAZAC precoding. *Journal of Lightwave Technology*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 34, n. 11, p. 2743–2751, jun 2016. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/jlt.2016.2547443>>. Citado na página 56.
- FILHO, E. R.; SILVA, J. A. L. Implementação em vhdl de um modem ofdm. In: *XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*. [S.l.: s.n.], 2008. Citado na página 30.
- GHDL. *GHDL*. 2016. Disponível em: <<http://ghdl.free.fr/>>. Acesso em: ago. 2016. Citado na página 42.
- GITLAB. 2016. Disponível em: <<https://about.gitlab.com/>>. Acesso em: ago. 2016. Citado na página 41.
- GROUP, M. M. 2016. Disponível em: <<http://www.internetworldstats.com/stats.htm>>. Citado na página 27.
- GUERRERO, D. O. B. Dissertação de Mestrado. *Implementação em FPGA de Algoritmos de Sincronismo para OFDM*. Campinas, São Paulo: [s.n.], 2013. 70 p. Citado 4 vezes nas páginas 29, 35, 36 e 38.
- JANSEN, S. L. et al. 100gbe: QPSK versus OFDM. *Optical Fiber Technology*, Elsevier BV, v. 15, n. 5-6, p. 407–413, oct 2009. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.yofte.2009.06.002>>. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.
- JIANG, T.; WU, Y. An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals. *IEEE Transactions on Broadcasting*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 54, n. 2, p. 257–268, jun 2008. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/tbc.2008.915770>>. Citado na página 55.
- JOHNSON, S. Electronic Dissertation. *Implementation of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) and Advanced Signal Processing for Elastic Optical Networking in Accordance with Networking and Transmission Constraints*. Arizona, USA: [s.n.], 2016. 129 p. Citado na página 29.
- LABTEL. 2016. Disponível em: <<http://labtelufes.net/>>. Citado na página 27.

LASORTE, N.; BARNES, W. J.; REFAI, H. H. The history of orthogonal frequency division multiplexing. In: *IEEE GLOBECOM 2008 - 2008 IEEE Global Telecommunications Conference*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2008. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/glocom.2008.ecp.690>>. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 32.

LEIBRICH, J. et al. Impact of modulator bias on the OSNR requirement of direct-detection optical OFDM. *IEEE Photonics Technology Letters*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 21, n. 15, p. 1033–1035, aug 2009. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/lpt.2009.2022174>>. Citado 2 vezes nas páginas 87 e 88.

LI, X.; LAI, Z.; CUI, J. A low power and small area FFT processor for OFDM demodulator. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 53, n. 2, p. 274–277, 2007. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/tce.2007.381685>>. Citado na página 56.

LOWERY, A. J. Amplified-spontaneous noise limit of optical OFDM lightwave systems. *Opt. Express*, The Optical Society, v. 16, n. 2, p. 860, 2008. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1364/oe.16.000860>>. Citado na página 39.

LTD, Q. N. 2016. Disponível em: <<http://www.whoishostingthis.com/blog/2013/12/09/whats-using-all-the-bandwidth/>>. Citado na página 27.

MATHWORKS. *Matlab*. 2016. Disponível em: <<http://www.mathworks.com/products/matlab/>>. Acesso em: ago. 2016. Citado na página 42.

MCKINLEY, M. D. et al. *EVM Calculation for Broadband Modulated Signals*. [S.l.], 2005. Citado 2 vezes nas páginas 129 e 130.

MICHALIS, P.; IOANNIS, P.; DIMITRIOS, M. Design and implementation of an UWB digital transmitter based on the multiband OFDM physical layer proposal. In: *2009 IEEE/IFIP International Symposium on Rapid System Prototyping*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2009. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/rsp.2009.10>>. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 35.

MING, Z. *Radix 4 Complex FFT*. 2002. Disponível em: <<http://opencores.org/project,cfft,overview>>. Citado 3 vezes nas páginas 56, 57 e 99.

MOHAMED, M. A.; SAMARAH, A. S.; FATH, A. M. I. Implementation of adaptive ofdm system using fpga. *International Journal of Computer Science Issues*, v. 9, n. 3, 2012. Citado na página 29.

NUNES, R. et al. Transmission of CE-OFDM signals over 300 m of MMF using VCSEL. In: *Latin America Optics and Photonics Conference*. The Optical Society, 2014. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1364/LAOP.2014.LF1C.4>>. Citado na página 27.

NUNES, R. B. et al. Transmission of CE-OFDM signals over MMF links using directly modulated 850-nm VCSELs. *IEEE Photonics Technology Letters*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 27, n. 3, p. 315–318, feb 2015. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/LPT.2014.2370643>>. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.

NUNES, R. B. et al. Experimental validation of a constant-envelope OFDM system for optical direct-detection. *Optical Fiber Technology*, Elsevier BV, v. 20, n. 3, p. 303–307, jun 2014. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.yofte.2014.03.003>>. Citado na página 27.

NUNES, R. B. et al. Experimental demonstration of a 33.5-gb/s OFDM-based PON with subcarrier pre-emphasis. *IEEE Photonics Technology Letters*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 28, n. 8, p. 860–863, apr 2016. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/LPT.2016.2515060>>. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.

OMOMUKUYO, O. et al. Joint timing and frequency synchronization based on weighted CAZAC sequences for reduced-guard-interval CO-OFDM systems. *Optics Express*, The Optical Society, v. 23, n. 5, p. 5777, feb 2015. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1364/oe.23.005777>>. Citado na página 70.

OPENCORES. 2016. Disponível em: <<http://opencores.org/>>. Citado na página 56.

PEDRONI, V. A. *Circuit Design with VHDL*. Cambridge, Massachusetts: MIT Press, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.

PENG, W.-R. et al. Spectrally efficient direct-detected OFDM transmission incorporating a tunable frequency gap and an iterative detection techniques. *Journal of Lightwave Technology*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 27, n. 24, p. 5723–5735, dec 2009. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/jlt.2009.2033304>>. Citado 2 vezes nas páginas 86 e 88.

PEREIRA, E. D. V. et al. Impact of optical power in the guard-band reduction of an optimized DDO-OFDM system. *Journal of Lightwave Technology*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 33, n. 23, p. 4717–4725, dec 2015. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/JLT.2015.2481085>>. Citado 3 vezes nas páginas 27, 28 e 40.

ROCHA, H. R. de O. et al. Fast optimization of multipump raman amplifiers based on a simplified wavelength and power budget heuristic. *Optical Engineering*, SPIE-Intl Soc Optical Eng, v. 54, n. 1, p. 015105, jan 2015. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1117/1.OE.54.1.015105>>. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 107.

SANTOS, C. R. dos. Dissertação de Mestrado. *Redução do Consumo de Potência de Circuitos Integrados Utilizando Esquemas de Codificação em Conjunto com a Ferramenta ORION*. Santa Cruz do Sul, Janeiro: [s.n.], 2010. 92 p. Citado na página 52.

SAPONARA, S.; L'INSALATA, N. E.; FANUCCI, L. Low-complexity FFT/IFFT IP hardware macrocells for OFDM and MIMO-OFDM CMOS transceivers. *Microprocessors and Microsystems*, Elsevier BV, v. 33, n. 3, p. 191–200, may 2009. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.micpro.2008.12.001>>. Citado na página 56.

SCHMIDL, T.; COX, D. Low-overhead, low-complexity [burst] synchronization for OFDM. In: *Proceedings of ICC/SUPERCOMM'96 - International Conference on Communications*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 1996. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/icc.1996.533620>>. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 67.



SCHMIDT, B. J. et al. 100 gbit/s transmission using single-band direct-detection optical OFDM. In: *Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference*. The Optical Society, 2009. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1364/ofc-2009.pdpc3>>. Citado na página 39.

SCHMIDT, B. J. C.; LOWERY, A. J.; ARMSTRONG, J. Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM. *Journal of Lightwave Technology*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 26, n. 1, p. 196–203, 2008. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/jlt.2007.913017>>. Citado 3 vezes nas páginas 38, 86 e 88.

SCHUSTER, M. et al. Spectrally efficient compatible single-sideband modulation for OFDM transmission with direct detection. *IEEE Photonics Technology Letters*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 20, n. 9, p. 670–672, may 2008. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/lpt.2008.918911>>. Citado na página 88.

SHAFIK, R. A.; RAHMAN, M. S.; ISLAM, A. R. On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics. In: *2006 International Conference on Electrical and Computer Engineering*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2006. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/icece.2006.355657>>. Citado 4 vezes nas páginas 108, 129, 130 e 131.

SHIEH, W. *OFDM for optical communications*. London: Academic, 2010. ISBN 978-0-12-374879-9. Citado 4 vezes nas páginas 28, 38, 39 e 70.

SILVA, J. A. et al. Experimental demonstration of a direct-detection constant envelope OFDM system. In: *Advanced Photonics & Renewable Energy*. The Optical Society, 2010. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1364/SPPCOM.2010.SPThB2>>. Citado na página 27.

SILVA, J. A. L.; CARTAXO, A. V. T.; SEGATTO, M. E. V. A PAPR reduction technique based on a constant envelope OFDM approach for fiber nonlinearity mitigation in optical direct-detection systems. *Journal of Optical Communications and Networking*, The Optical Society, v. 4, n. 4, p. 296, mar 2012. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1364/JOCN.4.000296>>. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 86.

SILVA, J. A. L. et al. A passive optical network based on centralized wavelength and bandwidth scalable OFDM signals. In: *2009 11th International Conference on Transparent Optical Networks*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2009. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/ICTON.2009.5185127>>. Citado na página 27.

SIQUEIRA, T. M. Projeto de Graduação. *Implementação de um modem OFDM em FPGA*. Vitória: [s.n.], 2004. 61 p. Citado 3 vezes nas páginas 30, 32 e 57.

SPINELLIS, D. Version control systems. *IEEE Software*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 22, n. 5, p. 108–109, sep 2005. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/ms.2005.140>>. Citado na página 41.

SUPPLEMENT to IEEE standard for information technology telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks - specific requirements. Part 11: wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical

- Layer (PHY) specifications: high-speed physical layer in the 5 GHz band. *IEEE Std 802.11a-1999*, p. –, Dec. 1999. Citado na página 129.
- TANENBAUM, A. S.; WETHERALL, D. *Redes de computadores: 5ª edição*. São Paulo: Pearson, 2011. Citado na página 27.
- TOOLE, B. Ada byron, lady lovelace, an analyst and metaphysician. *IEEE Annals of the History of Computing*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 18, n. 3, p. 4–12, 1996. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/85.511939>>. Citado na página 31.
- TOOLWORKS, S. *Understand 4.0*. 2016. Disponível em: <<https://scitools.com/>>. Acesso em: ago. 2016. Citado na página 45.
- URICK, V.; QIU, J.; BUCHOLTZ, F. Wide-band QAM-over-fiber using phase modulation and interferometric demodulation. *IEEE Photonics Technology Letters*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 16, n. 10, p. 2374–2376, oct 2004. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/lpt.2004.834551>>. Citado na página 132.
- WANG, X. et al. On the SER analysis of a-law companded OFDM system. In: *Globecom '00 - IEEE. Global Telecommunications Conference. Conference Record (Cat. No.00CH37137)*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/glocom.2000.891241>>. Citado na página 56.
- WEBPAGEFX. 2016. Disponível em: <<http://www.webpagefx.com/internet-real-time/>>. Citado na página 27.
- WOSS, A. C. Trabalho de Conclusão de Curso. *Implementação de um Algoritmo de Comunicação Embarcado em Dispositivo Lógico Programável com Aplicação de Técnica de Multiplexação em Frequência*. Toledo, Paraná: [s.n.], 2014. 88 p. Citado 3 vezes nas páginas 31, 49 e 56.
- WU, Y.; SHAYAN, Y. Implementation of high-speed multi-level QAM modems based on xilinx virtex-II FPGA. In: *CCECE 2003 - Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Toward a Caring and Humane Technology (Cat. No.03CH37436)*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2003. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/ccece.2003.1226376>>. Citado na página 28.
- XILINX. *XST User Guide*. [S.l.], 2009. Disponível em: <[http://www.xilinx.com/support/documentation/sw\\_manuals/xilinx11/xst.pdf](http://www.xilinx.com/support/documentation/sw_manuals/xilinx11/xst.pdf)>. Acesso em: 12 nov 2014. Citado na página 61.
- XILINX. *LogiCORE IP Fast Fourier Transform v7.1*. 2011. Disponível em: <[http://www.xilinx.com/support/documentation/ip\\_documentation/xfft\\_ds260.pdf](http://www.xilinx.com/support/documentation/ip_documentation/xfft_ds260.pdf)>. Citado na página 56.
- XILINX. *XiLinx*. 2016. Disponível em: <<http://www.xilinx.com/>>. Acesso em: ago. 2016. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 61.
- YAMANOUCHI, S.; KUNIHIRO, K.; HIDA, H. OFDM error vector magnitude distortion analysis. *IEICE Transactions on Electronics*, Institute of Electronics, Information and Communications Engineers (IEICE), E89-C, n. 12, p. 1836–1842, dec 2006. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1093/ietele/e89-c.12.1836>>. Citado na página 129.

ZHANG, R.; HANZO, L. Multi-layer modulation for intensity-modulated direct-detection optical OFDM. *Journal of Optical Communications and Networking*, The Optical Society, v. 5, n. 12, p. 1402, nov 2013. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1364/jocn.5.001402>>. Citado na página 28.

ZHAO, C.; BAXLEY, R. J. Error vector magnitude analysis for ofdm systems. In: *2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2006. p. 1830–1834. ISSN 1058-6393. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/acssc.2006.355078>>. Citado 2 vezes nas páginas 129 e 130.

ZHONG, K. et al. Experimental study of PAM-4, CAP-16, and DMT for 100 gb/s short reach optical transmission systems. *Optics Express*, The Optical Society, v. 23, n. 2, p. 1176, jan 2015. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1364/oe.23.001176>>. Citado na página 112.

ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. A multipath model for the powerline channel. *IEEE Transactions on Communications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 50, n. 4, p. 553–559, apr 2002. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/26.996069>>. Citado na página 72.



# Anexos

# ANEXO A – Implementação do Componente de Sincronismo

Um dos maiores e mais complexos blocos do modem OFDM, o sincronismo deve detectar o início do quadro transmitido. Para isso foi implementada a Equação 2.10 que representa a autocorrelação do sinal recebido, normalizada pela potência, em uma janela deslizante de tamanho fixo. Como a sequência de sincronismo é repetida mais de uma vez, a função  $M(d)$  terá um comportamento trapezoidal, portanto, a detecção do quadro é feita quando a correlação se mantém acima de um limiar durante um período predeterminado. Para computar a função  $M(d)$  a estrutura da Figura 68 foi utilizada.

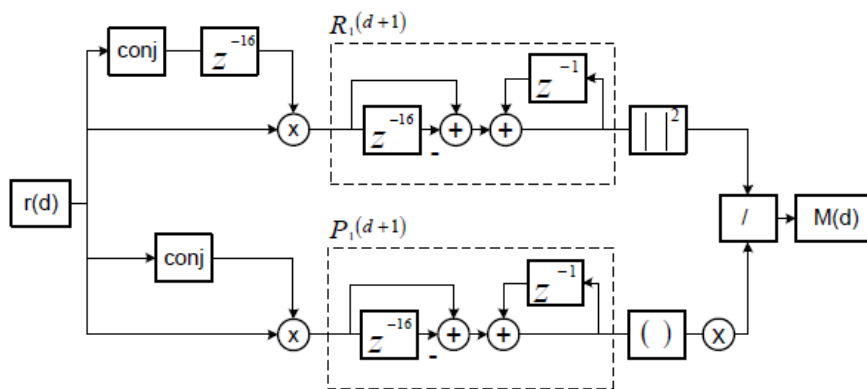


Figura 68 – Diagrama de blocos do circuito de Sincronismo.

O cálculo da função de módulo é realizado via CORDIC, em configuração rotacional ajustado para conversão de coordenada retangular para coordenada polar, sendo o resultado desta operação elevado ao quadrado. Apesar da mesma operação poder ser realizada multiplicando-se a parte real e a parte imaginária<sup>1</sup>, a implementação com CORDIC foi escolhida devido ao fato de que o ângulo de  $R(d)$  é utilizado para estimar o CFO, e ao realizar a operação desta forma, as informações de módulo e o argumento são obtidas.

A Figura 69 e a Figura 70 trazem uma comparação do que foi implementado em VHDL com um código Matlab para o cálculo de  $R^2(d)$  e  $|P(d)|$  sobre o sinal da Figura 71 gerado pelo transmissor, com apenas um quadro OFDM.

Como cada multiplicação dobra a quantidade de bits e durante o processamento do sinal há diversas multiplicações, a quantidade de bits tende a crescer consideravelmente. Pensando neste problema, a medida adotada foi a de descartar os bits menos significativos

<sup>1</sup> Propriedade matemática de números complexos:  $z \cdot z^* = |z|^2$

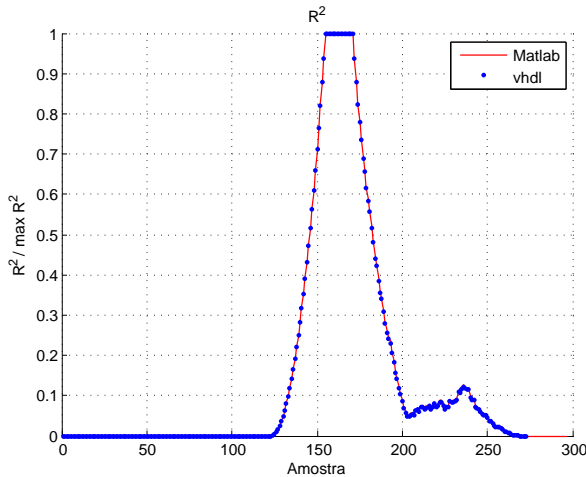
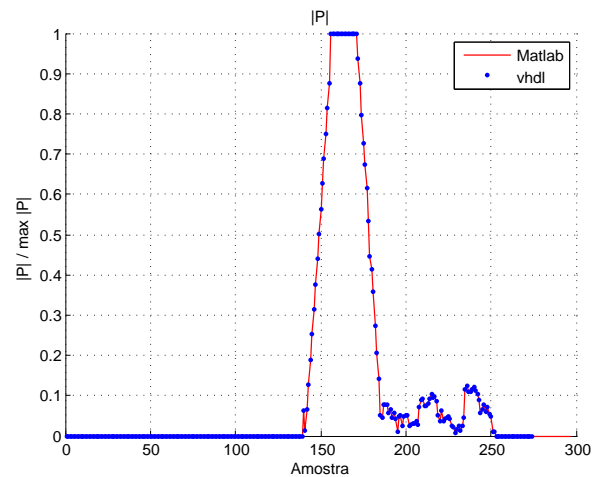
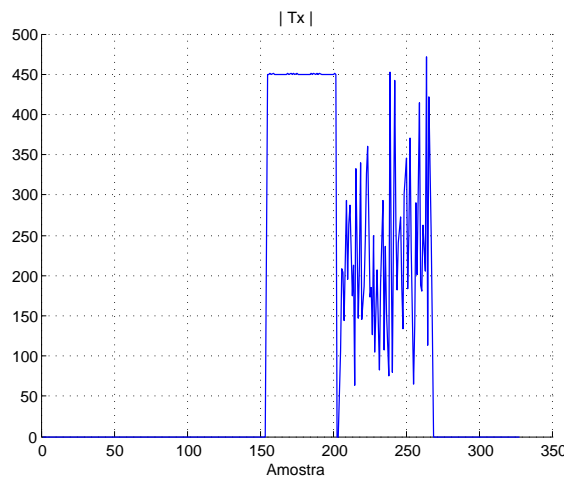
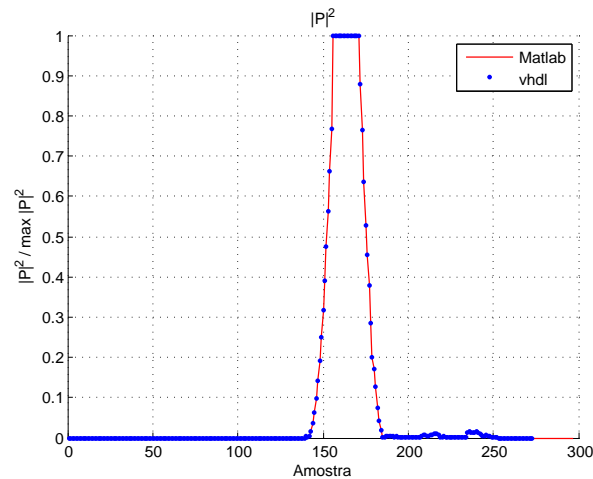
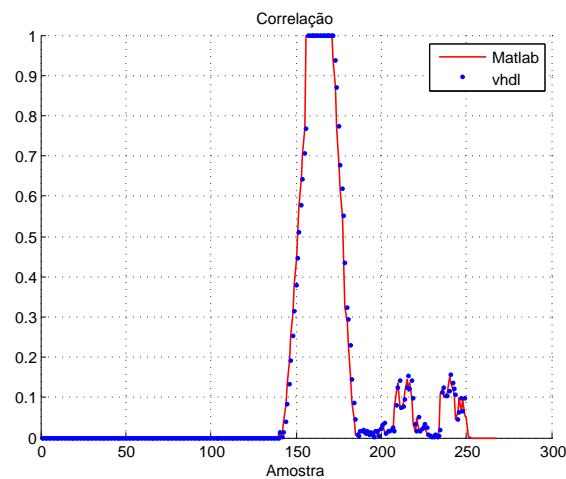
Figura 69 – Cálculo de  $R(d)^2$ .Figura 70 – Cálculo de  $|P(d)|$ .

Figura 71 – Módulo do sinal do transmissor.

do sinal, sem perder no entanto em precisão na faixa de interesse, que é quando a correlação atinge valores elevados. A Figura 72 mostra este resultado para a função  $|P|^2$ .

Para o algoritmo de divisão também foi adotado o CORDIC, porém em configuração vetorial, com aritmética de ponto fixo e limitado à faixa de valores entre 0 a 1. Visando evitar a ocorrência de *overflow* durante a divisão duas medidas foram adotadas. A primeira consiste em habilitar o componente de divisão apenas quando o valor de  $R(d)$  ultrapassa um limiar mínimo. Isso elimina a ocorrência de *overflow* por divisão por zero. Já a segunda medida é uma ligeira mudança na Equação 2.10 para que o valor máximo de correlação seja 0.5 e não 1. Isso é de suma importância, pois 1 é o valor máximo da faixa do divisor e qualquer erro acumulado também poderia resultar *overflow*, fazendo com que o sincronismo fosse perdido. A Figura 73 traz a correlação do sinal do transmissor sem a adição de qualquer influência de canal.

Para um canal que insere ruído Gaussiano como mostra a Figura 74, fica evidente a influência das modificações relatadas, sendo que, na Figura 75 a curva em vermelho, foi

Figura 72 –  $|P(d)|^2$ .Figura 73 –  $M(d)$ , autocorrelação do sinal recebido.

completamente calculada no Matlab, já a curva em azul foi feita quase que completamente pelo código VHDL, exceto a parte de divisão. Os pontos em Azul fora da curva mostram que se a divisão fosse feita em VHDL, ocorreria *overflow* no divisor, e mesmo que a operação fosse corretamente realizada, não representaria um valor correto para a correlação. O resultado final pode ser apreciado na Figura 76 onde fica evidente que durante o período em que há apenas ruído a correlação do sinal ficou muito abaixo do que foi computado via simulação no software Matlab, sem haver, entretanto, prejuízo durante a detecção do símbolo.

Devido ao atraso necessário para o cálculo do valor de correlação, é utilizada também uma linha de atraso nos dados que deixam o *time\_sync\_core*, de modo que, quando concluídos os cálculos do algoritmo de sincronismo a saída corresponda ao início do símbolo OFDM.



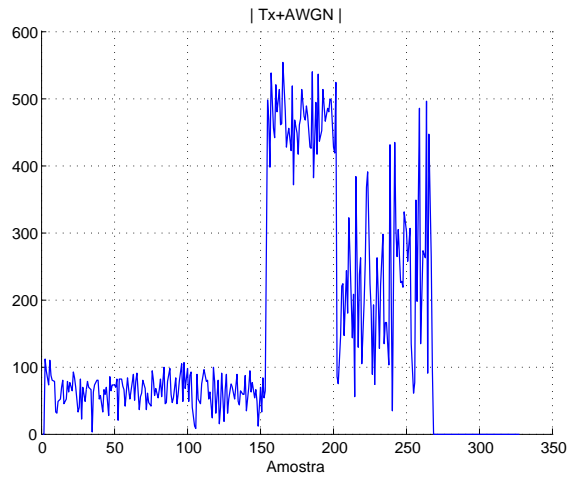


Figura 74 – Módulo do sinal do transmissor com ruído AWGN.  
Sinal do transmissor com adição de ruído

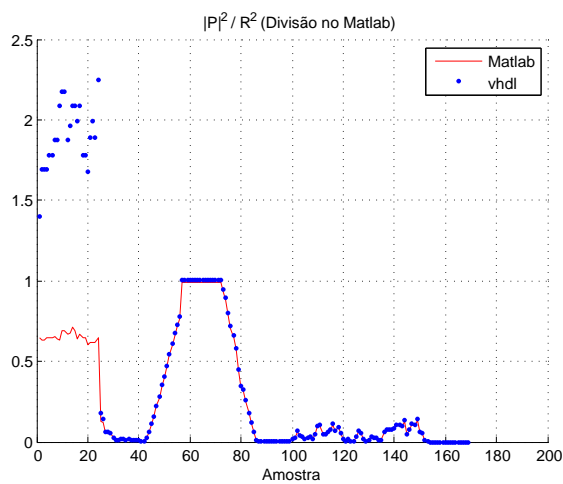


Figura 75 –  $M(d)$  - Divisão realizada no Matlab (Com ruído AWGN).

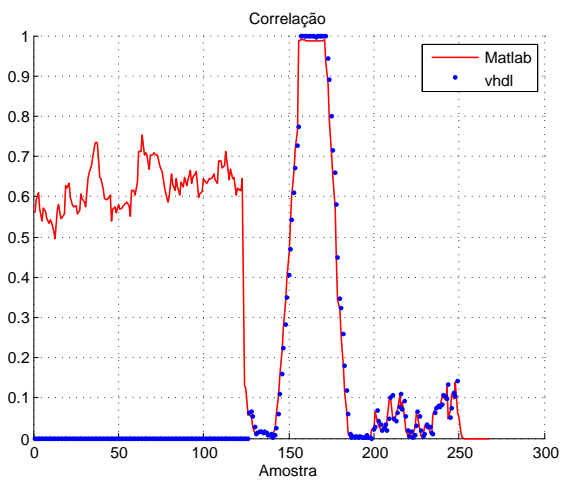


Figura 76 –  $M(d)$  (Com ruído AWGN).

# ANEXO B – Tabelas

	8-bits	10-bits	12-bits	14-bits	16-bits
64-FFT	4519	5204	5854	6509	7206
256-FFT	5308	6063	6812	7547	8317
1024-FFT	6174	7015	7846	8673	9527
4096-FFT	6999	7936	8851	9777	10713
16384-FFT	7880	8887	9886	10895	11923

Tabela 23 – Uso de Registradores pelo Transmissor

	8-bits	10-bits	12-bits	14-bits
64-FFT	9414	11523	13819	15773
256-FFT	10110	12306	14712	16766
1024-FFT	11007	13271	15759	17918
4096-FFT	11843	14248	16791	19049
16384-FFT	12744	15226	17828	20194

Tabela 24 – Uso de Registradores pelo Receptor

	8-bits	10-bits	12-bits	14-bits	16-bits
64-FFT	5402	6182	6909	7676	8427
256-FFT	5884	6660	7406	8157	8905
1024-FFT	6831	7709	8541	9391	10225
4096-FFT	7773	8711	9620	10537	11453
16384-FFT	8721	9730	10728	11731	12730

Tabela 25 – Uso de LUTs pelo Transmissor

	8-bits	10-bits	12-bits	14-bits
64-FFT	13615	17082	20837	24005
256-FFT	14249	17739	21554	24822
1024-FFT	15202	18772	22740	26062
4096-FFT	16368	20103	24066	27461
16384-FFT	17414	21241	25263	28766

Tabela 26 – Uso de LUTs pelo Receptor

	64-FFT	256-FFT	1024-FFT	4096-FFT
$T_x$	279	1303	6167	28695
$R_x$	443	1491	6451	29363

Tabela 27 – Latência dos componentes  $T_x$  e  $R_x$  (em Pulsos de *clock*).

## ANEXO C – EVM (*Error Vector Magnitude*)

Além de expressar a qualidade da recepção de sistemas de modulação digital, a EVM (*Error Vector Magnitude*) provê uma simples e quantitativa figura de mérito de sinais modulados digitalmente, pelo fato de representar a diferença entre os vetores de símbolos transmitidos e recebidos de uma determinada diagrama de constelação (SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006). É indicada para sistemas de comunicação em que torna-se necessária a transmissão de grande quantidade de informação, dada a rapidez de sua medição quando comparada com a tradicional taxa de erro de bits <sup>1</sup> BER (*Bit Error Rate*) (MCKINLEY et al., 2005). Além de informações acerca da amplitude do erro de sinal, a EVM também contém informações relacionadas à diferença de fase entre os símbolos complexos gerados e medidos, o que permite uma melhor caracterização dos efeitos físicos de um canal de comunicação. A sua capacidade em identificar as distorções provocadas por não linearidades, desbalançamento IQ, ruído de fase, entre outros, possibilitaram a sua especificação como figura de mérito dos padrões IEEE 802.11a–1999, WCDMA (*wideband code division access*) e as rede sem fio LAN (*local area network*) e MAN (*metropolitan area network*) (SUPPLEMENT. . . , 1999), (ZHAO; BAXLEY, 2006).

### C.1 Definição

Para um melhor entendimento do procedimento de medida da EVM, considere o quadrante de um diagrama de constelação da Figura 77, onde são apresentados o vetor de referência  $X_k$  relativo a um dos possíveis símbolos transmitidos (sinal ideal) de coordenadas  $X_I = 1$  e  $X_Q = j$ , para  $j = \sqrt{-1}$ , o vetor medido  $Y_k$  que ilustra a trajetória de um símbolo recebido (sinal medido) de coordenadas  $(Y_I, Y_Q)$ , e o vetor de erro  $D_k = Y_k - X_k$ , o qual representa a distancia Euclidiana entre tais sinais. Sendo cada ponto do plano I (*In phase*) versus Q (*Quadrature*) a especificação de um dos  $2^n$  possíveis símbolos gerados pela combinação de  $n$  bits, qualquer desvio neste provocado por ruído ou distorção, linear ou não, inerentes aos sistemas de telecomunicações, cria uma distancia escalar entre os referidos fasores cuja magnitude de erro  $E_k = |Y_k| - |X_k|$  e o erro de fase  $\phi_k = \angle(Y_k) - \angle(X_k)$  são perfeitamente mensuráveis pela métrica EVM (YAMANOUCHI; KUNIHIRO; HIDA, 2006).

Portanto, como distância escalar - magnitude do vetor diferença - entre dois fasores,

<sup>1</sup> Para uma  $BER = 10^{-9}$  necessita-se transmitir  $10^9$  de bits para obter-se 1 bit errado; onerosa tarefa em simulações computacionais.

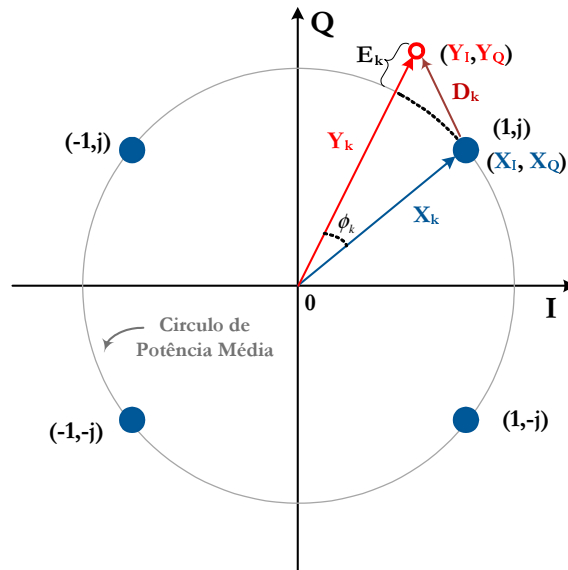


Figura 77 – Diagrama de constelação ilustrativo.

a EVM pode ser definido como o valor RMS (*root-mean-square*) da diferença entre um conjunto de símbolos medidos e um conjunto de símbolos transmitidos, matematicamente expresso pela relação,

$$EVM_{RMS} = \left[ \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_k - X_k|^2}{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |X_k|^2} \right]^{\frac{1}{2}} = \left[ \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_I - X_I|^2 + |Y_Q - X_Q|^2}{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |X_I|^2 + |X_Q|^2} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (C.1)$$

onde  $N$  representa a quantidade de símbolos transmitidos/recebidos,  $X_k = X_I + jX_Q$  e  $Y_k = Y_I + jY_Q$  os símbolos complexos ideais e medidos respectivamente (SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006), (MCKINLEY et al., 2005). Entretanto, é comum encontrar na literatura a definição matemática da EVM conforme

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_k - X_k|^2}{X_{max}^2}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |D_k|^2}{X_{max}^2}}, \quad (C.2)$$

para  $X_{max}$  o ponto da constelação da maior amplitude. Esta designação detém a vantagem de facilitar e/ou diminuir a implementação computacional da citada métrica (ZHAO; BAXLEY, 2006).

## C.2 Relações Matemáticas entre SNR, EVM, e BER

Análise de desempenho computacional nos termos taxa de erro de bits BER, e relação potência de sinal e potência de ruído SNR, é por motivos de simplicidade de comparação uma das mais utilizadas em sistemas de comunicação. A medição direta da potência do sinal sobre a potência do ruído permite prever a quantidade de bits errados ou não no processo de decisão do receptor (SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006). Existem

tabuladas na literatura enumeras relações probabilísticas que numericamente descrevem o comportamento de sinais com modulação digital em canais com ruído gaussiano. Para tanto, considere a transmissão em canais AWGN de sinais uni/multiportadoras, com modulação M-QAM de sequência de bits codificados com código Gray, e com detecção coerente. A probabilidade de erro de bits, ou taxa de erro de bits é dada por

$$BER = \frac{2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2(M)} \cdot \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{3SNR}{(2M-2)}} \right), \quad (\text{C.3})$$

onde  $\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2} dt$  é a função erro complementar, M é o tipo de modulação empregada (para 16-QAM, M = 16) e a SNR matematicamente descrita pela razão

$$SNR = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [(X_I)^2 + (X_Q)^2]}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [(n_I)^2 + (n_Q)^2]}, \quad (\text{C.4})$$

para  $X_I$  e  $X_Q$  os componentes em fase e quadratura do sinal transmitido,  $n_I$  e  $n_Q$  as amplitudes em fase e quadratura do ruído gaussiano de densidade espectral de potência igual a  $\frac{N_0}{2}$  (SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006). Em sistemas amostrados à taxa de símbolos, a SNR pode ser definido por

$$SNR = \frac{E_s}{N_0} = \frac{\log_2(M)E_b}{N_0}, \quad (\text{C.5})$$

onde  $E_s = \log_2(M)E_b$  é a energia de cada símbolo constelação e  $E_b$  a energia de cada bit que o compõem.

É possível afirmar que a EVM é, essencialmente, o erro de magnitude normalizada entre a constelação medida e a constelação gerada. Em um canal com ruído gaussiano branco, a relação entre a SNR e a EVM é evidenciada por

$$EVM_{RMS} \approx \left[ \frac{1}{SNR} \right]^{\frac{1}{2}} \approx \left[ \frac{N_0}{E_s} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (\text{C.6})$$

que em dB torna-se  $EVM_{RMS} \approx -20 \times \log_{10}(SNR)$  (SHAFIK; RAHMAN; ISLAM, 2006). Assim, sabendo que  $SNR \approx \frac{1}{EVM_{RMS}^2}$  reescreve-se (C.3) como

$$BER = \frac{2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2(M)} \cdot \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{EVM_{RMS}^2(2M-2)}} \right), \quad (\text{C.7})$$

como relação matemática entre a BER e a EVM medida diretamente de diagramas de constelações quadradas M-QAM. A Figura 78 mostra tais relações obtidas através da simulação de um sistema OFDM de  $L = 100$  sinais de  $N = 1024$  subportadoras, em uma largura de banda  $B_w = 10$  GHz e taxa de transferência  $R_b \approx 35$  Gbps em um canal AWGN para variados valores de SNR e níveis de modulação QAM. A relação empírica entre a EVM e a SNR refere-se ao resultado da simulação, ou seja, a EVM é obtida via simulação computacional que aplicada à relação (C.6) resulta na resposta com marcas

circulares. O traço referente ao EVM versus SNR Teórico consiste em aplicar os valores de SNR dados como entrada na equação equação (C.6). O comportamento empírico do gráfico de desempenho BER versus SNR provém da simulação do sistema OFDM parametrizado conforme descrito anteriormente. Os traços Teórico e Semi-Empírico são provenientes do uso das equações (C.3) e (C.7) respectivamente. Observa-se uma diferença de aproximadamente 1.5 dB na comparação entre o EVM por SNR Empírico (simulado) e o Teórico para a  $SNR = 2$  dB. Uma ponderação sobre essa pequena discrepância sugere a delimitação de um valor a partir do qual emprega-se a relação (C.6). Deve-se no entanto realçar a exatidão das curvas de desempenho em termos da taxa de erro de bits, SNR e EVM, exaltando a gama de valores acima de  $10^{-6}$  de real interesse em sistemas de telecomunicações.

No entanto, em sistemas ópticos em que não se conhece a estatística e a proveniência do ruído dominante, torna-se apropriada a definição da grandeza taxa de erro de modulação MER (*Modulation Error rate*) conforme

$$MER = -20\log_{10}(EVM) + 10\log_{10}\left(\frac{\langle V^2 \rangle}{V_{max}^2}\right), \quad (C.8)$$

onde  $\langle V^2 \rangle$  é o valor quadrático médio da tensão de todos os pontos da constelação e  $V_{max}$  a tensão do ponto da constelação de maior amplitude (URICK; QIU; BUCHOLTZ, 2004). Em (C.8),  $EVM = r_e/V_{max}$  para  $r_e$  a magnitude do raio do vetor do dados recebidos determinada pelo valor médio quadrático do desvio dos dados recebidos dos pontos da constelação. Torna-se, portanto, desnecessária a normalização do diagrama de constelação, desde que os tons pilotos; em casos em que estes são utilizados para reconhecimento de canal e ou sincronismo; sejam retirados antes da avaliação da métrica. Como valor médio da SNR de toda a constelação, a MER pode assim ser aplicada na equação (C.7) para a determinação aproximada de uma taxa de erro de bits referencial. A Figura 79 mostra a avaliação de desempenho via simulação do referido sistema OFDM com a figura de mérito da equação C.8.

Nota-se na Figura 79 a exatidão das curvas de simulação computacional (Empírica) e Teórica na avaliação do desempenho do sistema em termos de EVM por MER (SNR). O mesmo acontece na BER versus MER, onde também estão dispostos as curvas teóricas 4-QAM e 64-QAM. Estes resultados sugerem a adoção da relação (C.8) como parâmetro SNR a ser especificado nas relações EVM e BER.

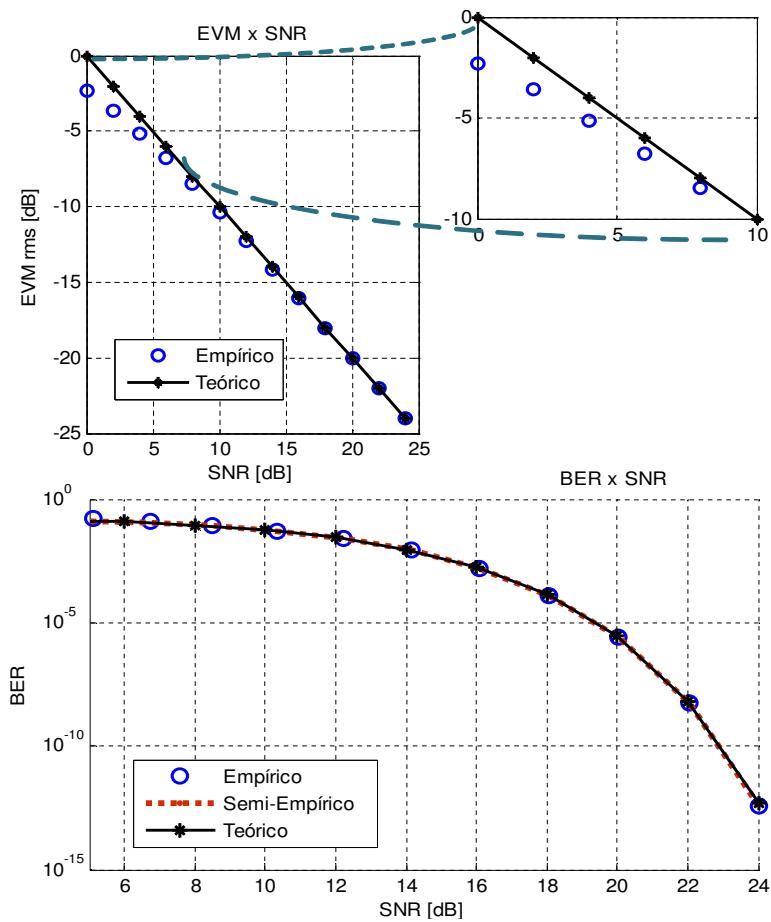


Figura 78 – Relação EVM, SNR e BER para Modulação 16-QAM de um sistema OFDM em canal AWGN.

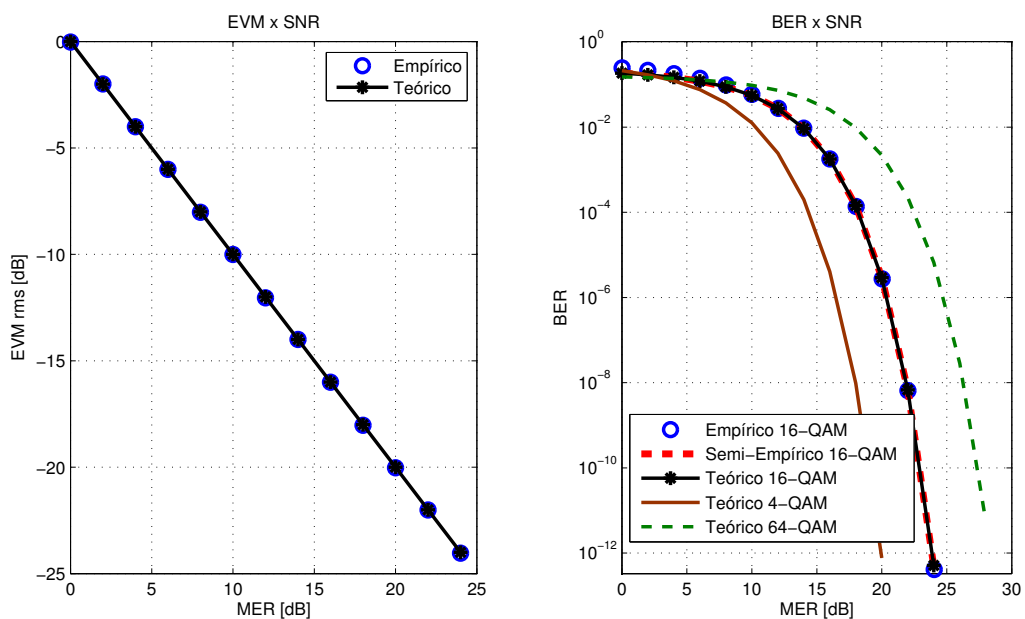


Figura 79 – Relação EVM, MER e BER para Modulação 4,16 e 64-QAM de um sistema OFDM em canal AWGN.