UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA CELSO SUCKOW DA FONSECA

TESE DE DOUTORADO

# TRANSMISSÃO DE DADOS POR ONDAS ULTRASSÔNICAS EM BARRA METÁLICA CIRCULAR USANDO MULTIPLEXAÇÃO OFDM

Wagner da Silva Zanco

Niterói
2019

Wagner da Silva Zanco

# Transmissão de Dados por ondas Ultrassônicas em Barra Metálica Circular Usando Multiplexação OFDM

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação *Stricto Sensu* em Instrumentação e Óptica Aplicada da Universidade Federal Fluminense (PPGIO), como parte dos requisitos para obtenção do título de DOUTOR EM INSTRUMENTAÇÃO E ÓPTICA APLICADA.

Orientador: Prof. Dr. Andrés Pablo Lopez Barbero

Coorientador: Prof. Dr. Tadeu Nagashima Ferreira

Niterói

2019

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE
Gerada com informações fornecidas pelo autor

Z27t Zanco, Wagner da Silva
Transmissão de Dados por ondas Ultrassônicas em Barra Metálica Circular Usando Multiplexação OFDM / Wagner da Silva Zanco ; Andrés Pablo Lopez Barbero, orientador ; Tadeu Nagashima Ferreira, coorientador. Niterói, 2019.
122 f. : il.

Tese (doutorado)-Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2019.

DOI: http://dx.doi.org/10.22409/PGMEC.2019.d.94409641700

1. Transmissão de Dados. 2. OFDM. 3. Ondas Ultrassônicas. 4. Sistema de Telecomunicações. 5. Produção intelectual. I. Barbero, Andrés Pablo Lopez, orientador. II. Ferreira, Tadeu Nagashima, coorientador. III. Universidade Federal Fluminense. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDD -

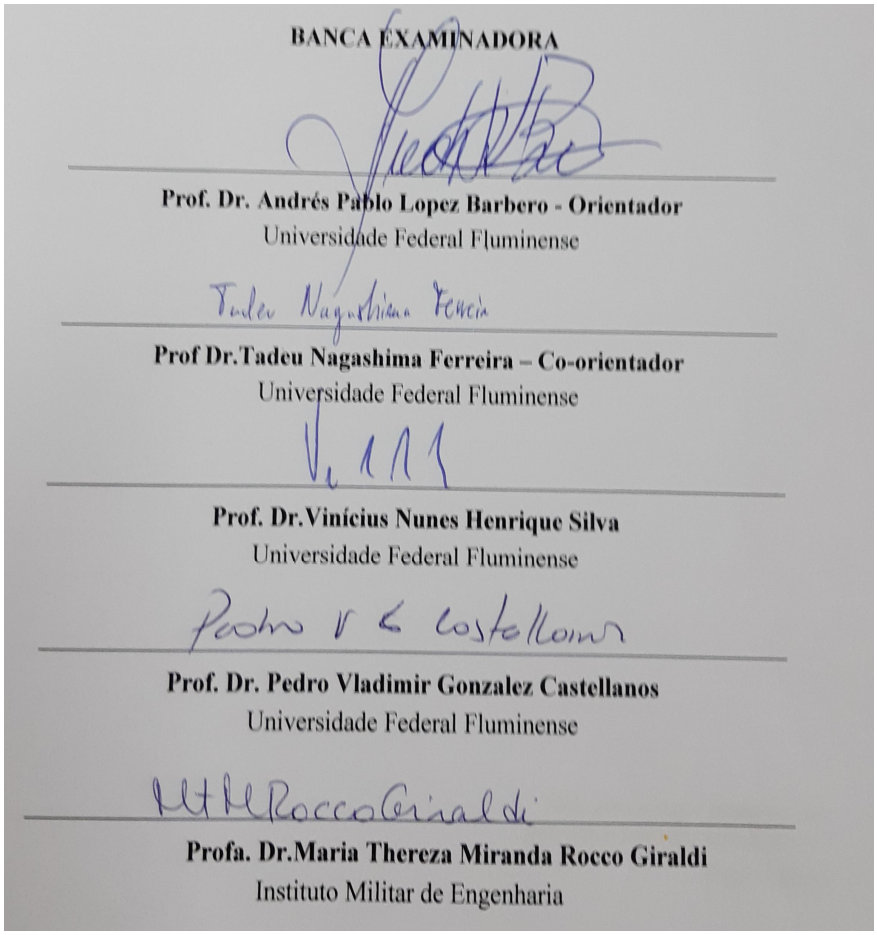
Bibliotecária responsável: Fabiana Menezes Santos da Silva - CRB7/5274

**Wagner da Silva Zanco**

# Transmissão de Dados por ondas Ultrassônicas em Barra Metálica Cilíndrica Usando Multiplexação OFDM

Trabalho apresentado ao Programa de Pós-Graduação *Stricto Sensu* em Instrumentação e Óptica Aplicada da Universidade Federal Fluminense (PPGIO), como parte dos requisitos para obtenção do título de DOUTOR EM INSTRUMENTAÇÃO E ÓPTICA APLICADA.

Aprovado em 20 de dezembro de 2019



*"Não somos o que pensamos ser,*
*mas sim o fruto das nossas ações."*

*Wagner Zanco*

# Dedicatória

Dedico este trabalho a minha esposa (*in memorian*) por todo o apoio e amor que me dedicou durante os vinte e dois anos em que vivemos juntos. Sem você, Roma, eu não teria chegado até aqui. Você nunca desistiu de mim!

Dedico este trabalho a minha filha querida, Grécia, por ter me dado um genuíno e verdadeiro motivo para voltar a estudar.

# Agradecimentos

A Deus por ter me dado força para que eu pudesse vencer os obstáculos encontrados durante a realização do doutorado.

Ao professor Dr. Andrés Pablo Lopes Barbero, pela sua paciência na orientação da pesquisa que deu origem a esta tese de doutorado.

Ao Professor Dr. Tadeu Nagashima Ferrreira por toda a ajuda dada nas horas difíceis.

Ao professor Dr. Vinícius Nunes Henrique Silva pelo seu apoio e orientação.

A MSc Patrícia de Souza Bastos pelo auxílio na sua dissertação, parte da pesquisa que originou esta tese de doutorado.

Ao professor Dr. Paulo Acioly Marques dos Santos pela paciência e apoio no momento mais difícil do doutorado, quando minha esposa desencarnou.

A professora Dra. Ana Barros, pelo empenho na coordenação do programa PPGIO.

A todos os professores e alunos da UFF e a todos que contribuíram de alguma forma para que este trabalho chegasse até aqui.

# Resumo

Este trabalho propõe a transmissão de dados por ondas ultrassônicas em barra metálica cilíndrica utilizando a multiplexação OFDM. Um transdutor piezelétrico emissor transforma sinais elétricos em ondas mecânicas, as quais se propagam pela barra. Outro transdutor piezelétrico receptor converte as ondas mecânicas que se propagaram pela barra em sinais elétricos. A multiplexação OFDM foi a escolhida como modulação em banda base devido a eficiência espectral e imunidade a interferências. Uma modulação AM-SSB foi imposta ao sinal OFDM para converter o sinal, em banda base, para banda passante de 500 kHz para que o sinal transmitido esteja dentro da frequência de operação dos transdutores. A transmissão de dados utilizando o sistema proposto alcançou uma taxa de transmissão 345 kb/s, com uma eficiência espectral de 4 bits/s/Hz utilizando uma barra metálica cilíndrica de 2 m x 40 mm como canal de transmissão.

# Abstract

This work proposes the transmission of data by ultrasonic waves in a metallic cylindrical bar using OFDM multiplexing. A piezoelectric emitting transducer transforms electrical signals into mechanical waves, which propagate through the bar. Another receiver piezoelectric transducer converts the mechanical waves that propagated through the bar into electrical signals. OFDM multiplexing was chosen as baseband modulation due to spectral efficiency and immunity to interference. An AM-SSB modulation was imposed on the OFDM signal to convert the signal, in base band, to a 500 kHz pass band so that the transmitted signal is within the operating frequency of the transducers. The data transmission using the proposed system reached a transmission rate of 345 kb / s, with a spectral efficiency of 4 bits / s / Hz using a 2 m x 40 mm cylindrical metal bar as the transmission channel.

# Figuras

**Figura 1.1**: Primeiro experimento para determinar a velocidade do som. Fonte (CORREA, 2008) ..... 2
**Figura 1.2:** Diagrama esquemático do equipamento de detecção do efeito piezoelétrico reverso de Pierre e ..... 3
Figura 2.1: Constelação 16-QAM. ..... 13
Figura 2.2: Modulador QAM. Fonte (WIKIWAND, 2019) ..... 14
Figura 2.3: Demodulador QAM. Fonte (WIKIWAND, 2019) ..... 15
Figura 2.4: Separação das portadoras no FDM e no OFDM. Fonte (NETO, 2009) ..... 16
Figura 2.5: Diagrama em blocos da multiplexação OFDM. ..... 17
Figura 2.6: Transmissão sem e com o intervalo de guarda. Fonte (NETO, 2009) ..... 19
Figura 2.7: Sinal OFDM no domínio do tempo e o seu histograma. Fonte (NETO, 2012) ..... 21
Figura 2.8: Compromisso entre o ruído de *clliping* e a potência de saída do DAC. Fonte (NETO,2012) ..... 21
Figura 2.9: multiplexador OFDM, incluindo o bloco de pre-codificação com simetria hermitiana. ..... 22
Figura 2.10: Sinal OFDM com pré-codificação DFT. Fonte (NETO, 2012) ..... 23
Figura 2.11: Diagrama em blocos do Receptor OFDM. ..... 26
Figura 2.12: (a) Exemplos de vetor de erro. (b) Evolução do BER com o SNR para constelação quadrada codificada em Gray. Fonte (NETO, 2012) ..... 31
Figura 2.13: Espectro do sinal modulado AM DSB. (a) Sinal modulante. (b) Sinal modulado AM DSB ..... 33
Figura 2.14: Espectro do sinal modulado AM DSB/SC. (a) Sinal modulante. (b) Sinal modulado AM DSB/SC. ..... 33
Figura 2.15: Modulador AM-SSB. ..... 34
Figura 2.16: Demodulador AM-SSB. ..... 35
Figura 2.17: Escala de frequência do som. Fonte (SOFISICA, 2019) ..... 36
Figura 2.18: Ondas longitudinais. Fonte (ANDREUCCI, 2002) ..... 37
Figura 2.19: Ondas transversais. Fonte (ANDREUCCI, 2002) ..... 38
Figura 2.20: Modos longitudinais em uma barra cilíndrica. ..... 42
Figura 2.21: Curvas de dispersão de velocidade de fase em uma barra circular. Fonte (ROSE, 1999) ..... 46
Figura 3.1**:** Tela principal do OFDM SIMULAÇÃO. ..... 48
Figura 3.2**:** Modulação e Demodulação OFDM. ..... 50
Figura 3.3: Bloco IDFT com a simetria Hermitiana. Fonte (NETO, 2009) ..... 52
Figura 3.4: IFFT com simetria Hermitiana e *zero padding*. Fonte (NETO, 2009) ..... 52
Figura 3.5: Correlação. (a) Sinal Transmitido; (b) Sinal aquisitado; (c) Gráfico de correlação. ..... 57
Figura 3.6: Costelação 16-QAM. ..... 59
Figura 4.1**:** Diagrama em blocos do desenvolvimento experimental. ..... 60
Figura 4.2**:** Setup experimental I. ..... 61

Figura 4.3: Constelação para transmissão *back-to-back* elétrico. (a) 4-QAM com 4 portadoras. (b) 16-QAM com 4 portadoras. (c) 64-QAM com 4 portadoras. (d) 128-QAM com 4 portadoras. ..... 62
Figura 4.4: Transdutor Normal ou Reto. Fonte (ANDRADE, 2012) ..... 64
Figura 4.5: Transdutor Angular. Fonte (ANDRADE, 2012) ..... 64
Figura 4.6: Transdutor Duplo- Cristal. Fonte (ANDRADE, 2012) ..... 65
Figura 4.7**:**Transdutores Piezelétricos *Olimpus*, modelo *harisonic*18-0018-s, de 500 kHz. ... 65
Figura 4.8: Conexão *back-to-back* dos transdutores piezoelétricos. ..... 65
Figura 4.9: Pulso *chirp* utilizado para a caracterização dos transdutores piezoelétricos. (a) sinal no domínio do tempo(b) sinal no domínio da frequência. ..... 66
Figura 4.10**:** Resposta dos transdutores piezoelétricos ao pulso *chirp*. (a) no domínio do tempo. (b) no domínio da frequência ..... 67
Figura 4.11**:** Constelação para transmissão com os transdutores piezelétricos conectados em*back-to-back*, com 4 portadoras com 4QAM, 16QAM, 64QAM e 128QAM. 68
Figura 4.12: Setup experimental III. ..... 70
Figura 4.13: Resposta do canal a três pulsos *chirp* sequenciais no domínio do tempo. ..... 71
Figura 4.14: Resposta do canal a um pulso *chirp*. ..... 71
Figura 4.15**:** Resposta em frequência dos transdutores piezoelétricos (*back-to-back*) e do canal, em dB. ..... 72
Figura 4.16: Constelação com as melhores taxas de transmissão: (a) taxa de 225 kbps, (b) taxa de transmissão de 240 kbps. ..... 73
Figura 4.18: Configuração experimental IV. ..... 74
Figura 4.19: Espectro em frequência da resposta ao pulso *chirp* da barra de aço de 2 m. ..... 75
Figura 4.20: Constelação com as melhores taxas de transmissão: (a) taxa de 230 kbps, (b) taxa de transmissão de 300 kbps. ..... 76
Figura 4.21: Equipamento de inspeção. ..... 76
Figura 4.22: Transdutor RX. ..... 77
Figura 4.23: Transdutores do equipamento de inspeção conectados à barra cilíndrica. ..... 77
Figura 4.24: Transdutores conectados em back-to-back. ..... 78
Figura 4.25: Resposta dos transdutores conectados em *back-to-back*, no domínio do tempo. 78
Figura 4.26: Espectro de frequências da resposta ao pulso *chirp* dos transdutores conectados em *back-to-back*. ..... 79
Figura 4.27: Constelação OFDM de 4-QAM, cinco subportadoras e 4 kHz de banda. ..... 79
Figura 4.28: Espectro de frequências da resposta ao pulso *chirp* da barra metálica cilíndrica.80
Figura 4.29: Constelação OFDM de 4-QAM na barra, cinco subportadoras e 4 kHz de banda. ..... 80

# Tabelas

Tabela 1.1: Pesquisas relacionadas ao tema de interesse. ..... 6
Tabela 2.1: Velocidade de propagação de ondas longitudinais. Fonte (ANDREUCCI, 2002) 37
Tabela 2.2: Velocidade de propagação de ondas transversais. Fonte (ANDREUCCI, 2002) . 38
Tabela 4.1**:** Configuração utilizada na transmissão de dados da configuração experimental I. ..... 63
Tabela 4.2**:** Configuração utilizada na transmissão de dados com os transdutores piezelétricos na configuração *back-to-back*. ..... 69
Tabela 4.3: Limites teóricos para as principais técnicas de modulação. Fonte (AGILENT, 2001) ..... 70
Tabela 4.4: Configurações utilizadas na transmssão ..... 73
Tabela 4.5: Configurações utilizadas na transmissão. ..... 75

# Lista de siglas

OFDM - *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*

ROV - Remote Lyoperated Under Water Vehicle

AM-SSB - Amplitude Modulation Single Sideband

PSK - Phase Shift Keying

ASK - Amplitude Shift Keying

QAM - Quadrature Amplitude Modulation

SNR - signal-to-noise ratio

BER - Bit Error Rate

FDM – Frequency Division Multiplexing

ICI – *Interchannel Interference*

IFFT - *InverseFast Fourier Transform*

FFT - *Fast Fourier Transform*

ISI - intersymbol interference

CP – Prefixo Cíclico

CS – Sufixo Ciclico

DAC - Conversores digital-analógico

ADC – Conversor analógico digital

PAPR - Peak-to-Average Power Ratio

DFT – Transformada discreta de Fourier

IDFT – Transformada inversa discreta de Fourier

DFA – Desvio de fase de amostragem

CFO - Carrier Frequency Offset

SER - Symbol Error Rate

EVM - Error Vector Magnitude

RMS - raiz quadrada média

AM DSB/SC – Modulação em amplitude com portadora suprimida

FPF – Filtro passa baixas

PM - Modulação em fase

FM - Modulação em frequência (FM)

MLF - Modulação Linear de Frequência

# Sumário


Capítulo 1 - INTRODUÇÃO ..... 1
1.1. Motivação ..... 4
1.2. Objetivo do Estudo ..... 5
1.3. Revisão Bibliográfica ..... 5
1.4. Atividades da Pesquisa ..... 9
1.5. Desenvolvimento do Estudo ..... 10
Capítulo 2 - REVISÃO TEÓRICA ..... 12
2.1. Quadrature Amplitude Modulation – QAM ..... 12
2.2.1. Demodulação QAM ..... 14
2.2.1 Princípio da Ortogonalidade ..... 18
2.2.2. Intervalo de Guarda ..... 19
2.2.3. Harmônicas do Sinal Transmitido ..... 20
2.2.4. Tratando o Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) ..... 20
2.2.5. Parâmetros do Sinal OFDM ..... 23
2.2.6. Conversão Digital Analógico DCA ..... 24
2.2.7. Substituindo os Osciladores Pela IDFT ..... 25
2.3. Receptor OFDM ..... 26
2.3.1. Conversor Analógico Digital (ADC) ..... 27
2.3.2. Sincronização do tempo ..... 27
2.3.3. Sincronização da Frequência ..... 28
2.3.4. Equalização ..... 29
2.3.5. Equalização Zero Forcing ..... 29
2.3.6. Indicadores de Performance ..... 30
2.4. Modulação em Amplitude com Banda Lateral Única AM-SSB ..... 32
2.4.1. Modulador AM-SSB ..... 33
2.4.2. Demodulador AM-SSB ..... 35
2.5. Ondas Ultrassônicas ..... 35
2.5.1. Propagação das Ondas ..... 36
2.5.2. Tipos de Ondas ..... 36
2.5.3. Atenuação de Ondas Mecânicas ..... 38
2.5.4. Impedância Acústica ..... 39
2.5.5. Ondas em Uma Barra Circular Infinita ..... 40
2.5.6. Modos Longitudinais ..... 42
Capítulo 3 – OFDM SIMULADOR ..... 48
3.1. Diagrama em Blocos ..... 49
3.1.1. Conversor Série-Paralelo ..... 51
3.1.2. IDFT com Simetria Hermitiana ..... 51
3.1.3. Conversor Paralelo-Série - PS ..... 53
3.1.4. Prefixo Cíclico ..... 53
3.1.5. Interpolação ..... 53

3.1.6. Modulação AM-SSB ..... 54
3.1.7. Conversor D/A - DAC ..... 54
3.1.8. Conversor A/D - ADC ..... 55
3.1.9. Eliminando a Super amostragem ..... 55
3.10. Correlação ..... 56
3.1.11. Equalização ..... 57
3.1.12. Demodulação AM-SSB ..... 58
3.1.13. Decimação ..... 58
3.1.14. Detector de Fase ..... 58
3.1.15. Coversor Série-Paralelo - SP ..... 58
3.1.16. Demultiplexando o Sinal OFDM Com a FFT ..... 59
Capítulo 4 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS ..... 60
4.1. Configuração Experimental I ..... 60
4.2. Trandutores ..... 63
4.3. Configuração Experimental II ..... 65
4.4. Configuração Experimental III ..... 70
4.5. Configuração Experimental IV ..... 74
4.6. Configuração Experimental V ..... 76
Capítulo 5 CONCLUSÃO ..... 81
5.1. Analisando os Parâmetros da Transmissão Para Futuros Estudos ..... 82
Referências Bibliográficas ..... 85
ANEXOS ..... 91
ANEXO I - Códico fonte do Software OFDM SIMULAÇÃO ..... 92
ANEXO II – Código Fonte do Pulso Chirp ..... 106

# Capítulo 1 - INTRODUÇÃO

As primeiras observações dos fenômenos acústicos ocorreram a partir do século IV A.C., quando o filósofo grego Aristóteles descobriu que as ondas sonoras ressoavam no ar através do movimento do ar. Por volta do século I, o arquiteto romano Marcos Vitrúvio Polião observou que as ondas sonoras se propagavam em três dimensões, e se espalhavam na forma de ondas esféricas (RAICHEL, 2006).

Em 550 A.C., Pitágoras observou que cordas finas tensionadas, de diferentes comprimentos, vibravam e emitiam sons em diferentes tons (comprimentos de onda), inaugurando os estudos que levaram ao desenvolvimento da teoria da escala das notas musicais. Pitágoras determinou a relação matemática entre os comprimentos das cordas e os tons harmônicos gerados (WIKISPACES, 2018).

No século XVII, Galileu Galilei descobriu o fenômeno da ressonância, que está associado à vibração dos corpos e sua frequência natural de oscilação e, consequentemente, à produção de sons (IBERO, 2018). No mesmo século, Marin Mersènne publicou a obra *Harmonie Universelle*, na qual o movimento das cordas vibrantes, a natureza do som e a forma como o som se propagam são descritos detalhadamente (SILVA, 1999). Naquele mesmo período, Robert Boyle provou através de um experimento que o som só se propaga através de um meio físico e não se propaga através do vácuo (IBERO, 2018). No final daquele século, Isaac Newton publicou a primeira teoria matemática sobre como o som se propaga, em seu trabalho intitulado "*Philosofia e Naturalis Principia Mathematica*" (GERMANO, 2015). Ainda no século XVII, o físico inglês Robert Hooke utilizou uma roda dentada rotativa como dispositivo de medição para produzir uma onda sonora de frequência conhecida (ULTRASOUND, 2018). No século XVIII, o matemático e cientista francês Jean Le Rond d'Alembert derivou a equação da onda, uma descrição matemática das ondas (IBERO, 2018).

Em 1822, o físico suíço e engenheiro Jean-Daniel Colladen, e o matemático Charles-François Sturm, usaram um sino subaquático para calcular a velocidade do som nas águas do Lago de Genebra, na Suíça. A Figura 1.1 mostra uma ilustração do experimento. O sino subaquático foi atingido simultaneamente com a ignição da pólvora. Eles compararam a chegada do som do sino embaixo d'água ouvido através de uma trombeta na água, com a

distância de 10 milhas, observada do *flash* da ignição. A medida da velocidade do som medido por eles em baixo d'água era de 1435 m/s (ULTRASOUND, 2018).

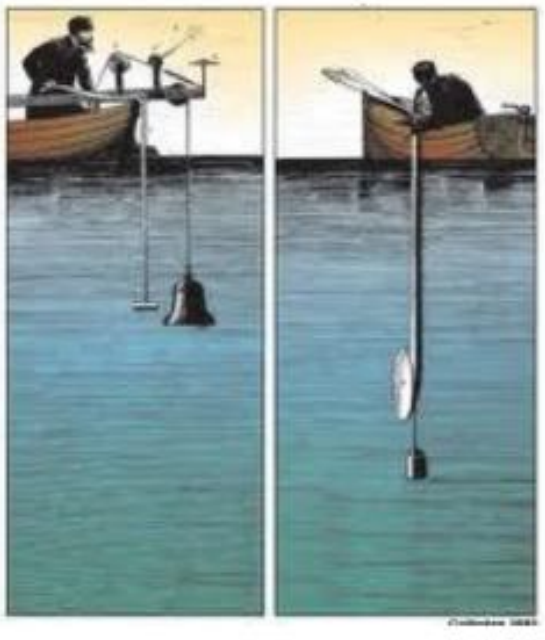


**Figura 1.1**: Primeiro experimento para determinar a velocidade do som. Fonte (CORREA, 2008)

Em 1870, Alexander Graham Bell descobriu que os sinais elétricos podiam variar com os tons da voz, e percebeu que um sinal variável fazia um diafragma vibrar, produzindo as ondas sonoras (ROSSING, 1990). Em 1877, John William Strutt, nome verdadeiro de Lord Rayleigh, analisando as questões de vibrações e ressonância de sólidos elásticos e gases, lançou o primeiro volume do livro "*A teoria do som*". O segundo volume foi lançado em 1878, com foco na propagação acústica em meios materiais. Essa obra permanece como o principal monumento da literatura acústica (STRUTT, 2018). Em 1880, Pierre e Jacques Curie descobriram o ultrassom. Através de estudos foi possível demonstrar que ao comprimir os cristais era gerado um potencial elétrico, efeito esse é conhecido como piezoeletricidade (BRITO, 2011). Um ano depois, G. Lippmann sugeriu que o efeito inverso talvez existisse, quando um campo elétrico fosse aplicado a um cristal causaria uma deformação. No mesmo ano, Pierre e Jacques Curie descobriram que os cristais, quando submetidos a um campo elétrico, podiam ser deformados. Esse efeito é conhecido piezoelétrico reverso. Ainda 1881, o termo piezoeletricidade foi sugerido pelo Hermann Hankel (SILVA, 2013). A Figura 1.2 mostra o diagrama esquemático do equipamento que detecta o efeito piezoelétrico reverso de Pierre e Jacques.

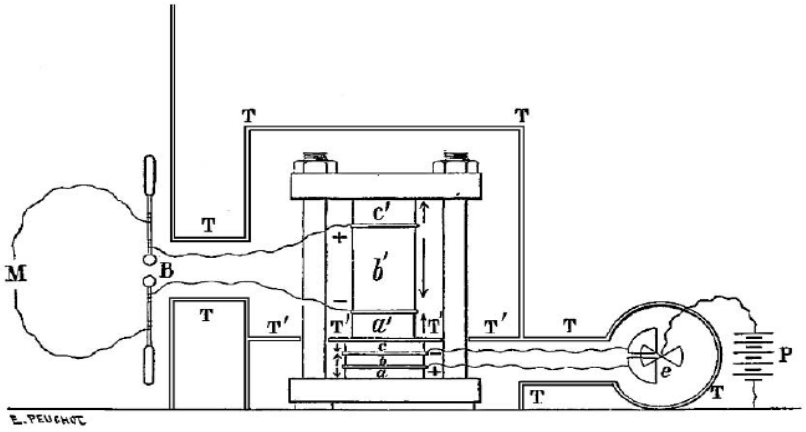



**Figura 1.2:** Diagrama esquemático do equipamento de detecção do efeito piezoelétrico reverso de Pierre e Jacques (SILVA, 2013).

Em 1929, o cientista Sokolov testou as primeiras aplicações de energia sônica em materiais metálicos. Em 1942, Firestone examinou a estrutura de materiais metálicos utilizando o princípio da ecosonda. No entanto, a primeira utilização real das ondas ultrassônicas em ensaios não destrutivos ocorreu em 1965 (ANDREUCCI, 2008), quando as ondas ultrassônicas foram utilizadas para detectar defeitos e descontinuidades em diversos tipos de materiais metálicos.

Atualmente, as ondas ultrassônicas vêm sendo utilizadas em diversos campos da ciência. Sua utilização se justifica pelo baixo custo, pela simplicidade do método e versatilidade que apresentam (LEÃO, 2012). As ondas ultrassônicas podem ser produzidas com a aplicação de um campo elétrico entre duas faces de um material piezoelétrico. A frequência de ressonância determina a frequência de vibração ultrassônica de um dispositivo piezoelétrico, que depende das características mecânicas de cada corpo, do material utilizado para a propagação e de suas dimensões (GERMANO, 2015).

Ondas ultrassônicas são ondas mecânicas com frequência superior a 20 kHz e necessitam de um meio material para se propagar (SERWAY, 1993). A velocidade de propagação pode variar desde centenas de metros por segundo no ar, até milhares de metros por segundo em sólidos (BRITO, 2011). Quanto mais denso for o meio, maior será a velocidade (UOL, 2018). A velocidade de propagação no ar é da ordem de 343 m/s e no aço inox varia de 5790 m/s até 5980 m/s (CTBORRACHA, 2018).

No campo da engenharia, as ondas ultrassônicas vêm sendo utilizadas como objeto de estudo para transmissão de dados como, por exemplo, em sistemas ultrassônicos subaquáticos (MINHHAI, 2015). Também tem sido estudado a transmissão simultânea de dados e energia através de barreiras metálicas sólidas (LAWRY, 2013). Outra aplicação de transmissão ultrassônica utiliza como meio de transmissão um tubo cilíndrico no qual se propagam ondas transversais com baixa potência e pequenas taxas de transmissão (CHAKRABORTY, 2014).

O estudo e a prova de princípio apresentados nesta tese são partes da evolução da aplicação de ondas ultrassônicas para a transmissão de dados, evolução essa que tem se verificado a partir da segunda parte do século XX. O meio de transmissão utilizado nesta pesquisa para transmissão de dados é uma barra cilíndrica metálica. Devido a sua imunidade a ruídos de natureza eletromagnética, a propagação por ondas mecânicas pode ser vista como uma tecnologia a ser pesquisada para a comunicação de dados.

## 1.1. Motivação

Em 2015 foi publicada a Chamada Pública de P&D ANEEL – ELETROSUL 01/2015, que teve como objetivo orientar a elaboração e a submissão de propostatécnico-comercial para execução de projetos de P&D em temas predefinidos pela Eletrosul. A demanda ESUL02/2015 daquele edital, cujo título era o DESENVOLVIMENTO DE TECNOLOGIA PARA TRANSMITIR GRANDEZAS FÍSICAS UTILIZANDO ESTRUTURAS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO COMO MEIO DE COMUNICAÇÃO, previa o desenvolvimento de uma técnica inovadora de manutenção para linhas de transmissão utilizando as estruturas de linhas, cabos para-raios e torres, como meio de transmissão de informações referente ao próprio estado operativo delas.

O grupo de pesquisa do Laboratório de Comunicações Ópticas da Universidade Federal Fluminense (LaCOp), do qual sou parte integrante como aluno do programa de Doutorado e como colaborador em projetos de P&D, submeteu àquele edital, sob a coordenação dos professores doutores Andrés Pablo Lopez Barbero e Ricardo Marques Ribeiro, um projeto que propôs a utilização do cabo para-raios como meio físico para a transmissão de dados por ondas mecânicas. O projeto foi aprovado e, no momento da conclusão desta tese, estava em fase de contratação. Com um orçamento estimado em um milhão de reais, o projeto visa o desenvolvimento de um sistema piloto funcional, o desenvolvimento de sensores e a adaptação deles ao meio de comunicação.

Devido a minha experiência profissional pregressa na área de eletrônica, especificamente, com sistemas embarcados, processamento de sinais e projetos de redes locais, além da contribuição na modelagem do referido projeto, optamos em utilizar o objeto de estudo desse projeto como tema central para o desenvolvimento desta tese de doutorado.

Diante do exposto, podemos afirmar que esta tese de doutorado é parte integrante do referido projeto, tendo como questão central do estudo o desenvolvimento de uma prova de conceito com a transmissão de dados em barra de metal cilíndrica como meio físico de transmissão por ondas mecânicas. É importante ressaltar que não foi encontrado na literatura, nas pesquisas bibliográficas efetuadas para este projeto, nenhum estudo que utiliza barra de metal circular como meio físico de transmissão de dados por ondas mecânicas, utilizando a multiplexação OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), tema central do objeto de estudo desta tese.

## 1.2. Objetivo do Estudo

Este estudo tem por objetivo propor o desenvolvimento de uma prova de conceito de transmissão de dados em barra de metal circular por ondas mecânicas. A multiplexação OFDM foi escolhida devido a elevada eficiência espectral e imunidade a interferências (NETO, 2012). Uma barra metálica circular de 1 m e uma de 2 m de comprimento por 40 mm de diâmetro foram os meios de transmissão utilizados neste trabalho. Sendo o objetivo principal do trabalho a prova de conceito, o foco dos resultados será a eficiência espectral e a taxa de erros detectada na transmissão. Ao final do estudo, busca-se provar se a transmissão OFDM produz uma eficiência espectral e uma taxa de erro que justifique a sua utilização em trabalhos futuros objetivando a telemetria.

## 1.3. Revisão Bibliográfica

Uma revisão bibliográfica da literatura foi efetuada com o objetivo de investigar as pesquisas desenvolvidas em diversos centros de pesquisas ao redor do mundo, que possam colaborar com a originalidade deste trabalho. A Tabela 1.1 apresenta um resumo das pesquisas correlatas encontradas na revisão bibliográfica, desde 2009. A pesquisa incluiu cinco áreas de interesse. São elas OFDM, tubos ou cilindros metálicos, transmissão de dados em paredes metálicas, ondas ultrassônicas, embaixo d'água e barra metálica. O *x* indica que o

artigo aborda o tema relacionado. Pode-se ver na tabela que transmissão OFDM em barra metálica não foi um tema abordado nas pesquisas relacionadas.

Tabela 1.1: Pesquisas relacionadas ao tema de interesse.

| ANO | ARTIGO | OFDM | TUBOS OU CILINDROS METÁLICOS | PAREDES METÁLICAS | ONDAS ULTRASSÔNICAS | EMBAIXO D'AGUA | BARRA METÁLICA |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 016 | UltrasonicCommunication For High-Data Rate Through-Metal Applications | x | | x | x | | |
| 015 | An OFDM Receiver with Frequency Domain Diversity Combined Impulsive Noise Canceller for Underwater Network | x | | | x | x | |
| 015 | A Transceiver Architecture for Ultrasonic OFDM With Adaptive Doppler Compensation | x | | | x | x | |
| 015 | Low-Power, Low-Rate Ultrasonic Communications System Transmitting Axially Along a Cylindrical Pipe Using Transverse Waves | x | x | | x | | |
| 015 | Peer-Reviewed Technical Communication Space–Frequency Block Coding for Underwater Acoustic Communications | x | | | x | x | |
| 014 | An Underwater Acoustic OFDM Communication System with Shrimp (Impulsive) Noise Cancelling | x | | | x | x | |
| 014 | Development of a System for Ultrasonic Communication Across Cylindrical Metal Walls | | x | x | x | | |
| 014 | Low-rate Ultrasonic Communication Axially Along a Cylindrical Pipe | | x | | x | | |
| 013 | Advanced Data Communications for Down Hole Data Logging and Control Applications in the Oil Industry | x | x | | x | | |
| 013 | A High-Performance Ultrasonic System For the Simultaneous Transmission of Data and Power Through Solid Metal Barriers | x | | x | x | | |
| 013 | High-Rate Ultrasonic Communication Through Metallic Barriers Using MIMO-OFDM Techniques | x | | x | x | | |

| ANO | ARTIGO | OFDM | TUBOS OU CILINDROS METÁLICOS | PAREDES METÁLICAS | ONDAS ULTRASSÔNICAS | EMBAIXO D'AGUA | BARRA METÁLICA |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 013 | On ICI Canceller for Mobile OFDM DTV Receivers | x | | | | | |
| 012 | High-Data-Rate Ultrasonic Through-Metal Communication | x | | x | x | | |
| 011 | Application of Adaptive OFDM Bit Loading for High Data Rate Through-Metal Communication | x | | x | x | | |
| 011 | Penetration-Free System for Transmission of Data and Power Through Solid Metal Barriers | x | | x | x | | |
| 010 | Effect of Pedestrian Movement on MIMO-OFDM Channel Capacity in an Indoor Environment | x | | | x | | |
| 010 | High Bit-rate Digital Communication through Metal Channels | x | | x | x | | |
| 009 | High Bit Rate Ultrasonic Communication through Metal Channels | | | x | x | | |
| 009 | Peer-Reviewed Technical Communication MIMO-OFDM for High-Rate Underwater Acoustic Communications | x | | | x | x | |

A seguir será feito um resumo dos principais artigos publicados na área sobre pesquisas correlatas ao tema desta pesquisa. A seleção foi feita com base nos artigos mais recentes e não incluiu artigos com temas excessivamente semelhantes.

Em 2016, Dandekar *et al*, publicaram o artigo intitulado Ultrasonic Communication For High-Data Rate Through-Metal Applications, o qual apresentou uma transmissão de dados em paredes metálicas, atingindo taxas acima de 5 Mbps, utilizando a multiplexação OFDM com 496 portadoras de dados.

Em 2015, Saotome *et al*, publicaram o artigo intitulado An OFDM Receiverwith Frequency Domain Diversity Combined Impulsive Noise Canceller for Underwater Network, no qual é proposto um sistema de transmissão OFDM, por ondas acústicas, que reduz de 20% a 30% a taxa de erros provocada por ruídos impulsivos, chamados de Shirimp Noise. Tais ruídos são gerados em regiões marinhas ricas em vidas marinhas.

Em 2015, Minh Hai *et al*, propuseram um sistema de transmissão de ondas acústicas para comunicação de dados subaquáticas, publicado no artigo intitulado A Transceiver Architecture for Ultrasonic OFDM with Adaptive Doppler Compensation. O sistema proposto utiliza a multiplexação OFDM, com um sistema de compensação para o efeito Doppler, o qual provoca um desvio na frequência à medida que um objeto se afasta ou se aproxima. Na comunicação entre um navio e um ROV (Remote Lyoperated Under Water Vehicle) em movimento, o efeito Doppler pode fazer com que o símbolo OFDM se comprima ou se expanda. Resultados foram obtidos com uma taxa de transferência de 7,5 kbp/s, com a modulação QPSK e 16QAM, com o ROV se movimentando a 3 m/s, a uma profundidade de 30 m.

Em 2015, Chakrabortyeta l*et al*, apresentaram um sistema de transmissão de ondas mecânicas através de um tubo de aço, publicado no artigo intitulado Low-Power, Low-Rate Ultrasonic Communications System Transmitting Axially Along a Cylindrical Pipe Using Transverse Waves. Modulando o sinal com um Chirp-OOK, modulado em QAM, foi possível atingir uma distância de 4,8 m de comprimento, com uma taxa de 100 bp/s.

Em 2013, Lawry *et al*, apresentaram um sistema capaz de transmitir, simultaneamente, dados e potência através de uma barreira metálica. O sistema proposto foi publicado no artigo intitulado A High-Performance Ultrasonic System for the Simultaneous Transmission of Data and Power Through Solid Metal Barriers. O sistema proposto foi capaz de transmitir dados a uma taxa de 17 Mbps, entregando 50 W de potência através de 63 mm de parede metálica.

Em 2013, Ashdown *et al*, apresentaram métodos para alcançar altas taxa de transmissão em sistemas MIMO-OFDM, através de barreiras metálicas, utilizando técnicas de sinalização ultrassônicas, por meio do artigo intitulado High-Rate Ultrasonic Communication Through Metallic Barriers Using MIMO-OFDM Techniques. Técnicas MIMO são utilizadas para reduzir o *crostalk* que, sem elas, não seria possível atingir altas taxas devido à interferência entre os diversos canais.

Em 2012, Wanuga *et al*, apresentaram uma transmissão ultrassônica, em alta taxa através, de uma barreira de metal, utilizando um sistema OFDM adaptativo, no artigo intitulado High-Data-Rate Ultrasonic Through-Metal Communication. Os sistemas adaptativos mitigam a atenuação de frequência seletiva do canal e procuram a melhor configuração para atingir taxas de transmissão mais altas em bandas estreitas. O sistema

proposto atingiu a eficiência espectral de 3 b/s/Hz, permitindo um aumento na taxa de transmissão de até 300%.

Em 2011, Bielinski *et al*, apresentaram um sistema de transmissão de dados com alta taxa de transferência utilizando uma técnica chamada *adaptative bit-loading*, por meio de um artigo intitulado Application of Adaptive OFDM Bit Loading for High Data Rate Through-Metal Communication. A técnica Adaptative Bit-Loading define que o número de bits a ser transmitidopor subportadora, irá depender da sua relação sinal ruído SNR. Quanto maior a relação sinal ruído de uma subportadora, maior o número de bits transmitidos naquela subportadoras. A técnica proposta aumentou de 5 Mbps para 12 Mbps a taxa de transferência.

A partir da pesquisa bibliográfica, da Tabela 1.1 e dos resumos apresentados nos parágrafos anteriores, podemos afirmar que, nas pesquisas bibliográficas realizadas para esta pesquisa, não foi encontrado artigo, dissertação ou tese que aborda o tema transmissão de dados por ondas mecânicas em barra metálica circular com um metro de comprimento, utilizando a multiplexação OFDM. Sendo assim, até onde foi realizada a pesquisa bibliográfica que deu base a esta pesquisa, acreditamos encontrar neste trabalho a originalidade do tema no que diz respeito aos requisitos necessários para uma tese de doutorado.

A prova de conceito apresentada nas páginas seguintes servirá como base para aplicações nas quais a transmissão de dados por OFDM em meios como, por exemplo, cabos de para raio ou trilhos de uma estrada férrea, poderão ser pesquisados e convertidos em aplicações reais, nas quais a própria estrutura possa ser utilizada como meio para a transmissão de dados.

## 1.4. Atividades da Pesquisa

Uma vez definido os procedimentos metodológicos da pesquisa, foi estabelecida a sequência de atividades a serem desenvolvidas para a sua execução.

Uma revisão bibliográfica buscou relacionar as tecnologias envolvidas com os objetivos do projeto e, a partir da qual, foram estabelecidas as bases para a definição das justificativas e dos objetivos do estudo.

Após serem definidos os objetivos do estudo, seguiu-se a modelagem do sistema proposto, o qual, no seu desenvolvimento, envolveu conhecimentos de processamento digital de sinais, sensoriamento de grandezas físicas, sistemas de modulação, técnicas de transmissão de dados, *software* de alto nível orientado a objetos e de redes locais.

Definida a modelagem do sistema, foi executada a parte inicial da prática experimental do estudo, que se estendeu até a defesa da qualificação. Foram desenvolvidos, naquela etapa, os módulos parte integrante do sistema. Um software de simulação, desenvolvido em ambiente MATLAB, que implementa a multiplexação OFDM e a modulação AM-SSB (Amplitude Modulation Single Side band), incluindo os moduladores e os demoduladores, além de um sistema de equalização de amplitude e de fase. Os experimentos iniciais incluíram a montagem de um *setup* experimental que emula um sistema de transmissão real, que inclui os transdutores piezelétricos.

Finalmente, foram feitos os testes de integração do sistema, os quais configuram as bases para a construção de um protótipo prático experimental de uma tecnologia de transmissão de dados em barra metálica cilíndrica com ondas mecânicas.

## 1.5. Desenvolvimento do Estudo

A introdução desta tese fez um breve resumo da evolução do estudo do ultrassom, desde a sua descoberta até os dias atuais. Também foi apresentada a motivação e os objetivos do estudo. Além disso, uma revisão bibliográfica do tema foi apresentada, com destaque para os principais estudos publicados, observando a originalidade do estudo.

No capítulo II é feito uma revisão teórica das tecnologias utilizadas neste estudo, com a descrição das principais características da modulação QAM, da Multiplexação OFDM e da modulação AM-SSB. O capítulo termina com um desenvolvimento analítico da equação de propagação de ondas mecânicas longitudinais.

O capítulo III apresenta o software OFDM SIMULADOR, qual implementa em ambiente Matlab os blocos necessários para a transmissão e recepção do sinal, incluindo o modulador/demodulador QAM, o multiplexador/demultiplexador OFDM, o modulador/demodulador AM-SSB e o equalizador *zero forcing*.

No capítulo IV são apresentados os resultados experimentais das diversas configurações utilizadas na transmissão de dados. Cinco configurações experimentais foram realizadas e os resultados apresentados.

O último capítulo é a conclusão, onde são apresentadas as conclusões do trabalho e é feita uma análise dos parâmetros das transmissões, além de apontar estudos futuros.

# Capítulo 2 - REVISÃO TEÓRICA

Neste capítulo é apresentada uma revisão teórica das tecnologias utilizadas no desenvolvimento deste trabalho de pesquisa. Dentre elas, destacamos a modulação QAM, a modulação AM-SSB e a multiplexação OFDM, utilizada no desenvolvimento prático experimental do estudo proposto por esta tese. Além disso, foi incluída uma revisão teórica sobre propagação de ondas mecânicas em barra cilíndrica.

A multiplexação OFDM foi escolhida, a partir das pesquisas bibliográficas, como o sistema de modulação a ser utilizado, devido ao fato de que ela melhora a eficiência espectral do sistema quando utilizado um canal de banda estreita (ASHDOWN, 2013). Além disso, a multiplexação OFDM reduz a interferência Inter simbólica (ISI). Outra vantagem da utilização da multiplexação OFDM é a sua resistência a efeitos de multipercursos (SPRACKLEN, 2013). Essas e outras vantagens faz da multiplexação OFDM uma das opções a ser estudada para a transmissão de dados por ondas mecânicas em meios metálicos.

## 2.1. Quadrature Amplitude Modulation – QAM

O sinal modulado em QAM (Quadrature Amplitude Modulation) é uma combinação das modulações de fase e de amplitude da onda portadora, de acordo com a informação a ser transmitida. A modulação QAM é um sistema de modulação que combina a modulação por desvio de fase (PSK) e a modulação por desvio de amplitude (ASK) (HAYKIN, 2001).

O QAM foi desenvolvido para transmitir dois sinais independentes em uma única portadora. A modulação M-QAM permite aumentar a eficiência espectral do processo de modulação, em que o *M*, a quantidade de combinações possíveis, define a quantidade de bits modulados (BENOIT, 2008).

Para uma modulação QAM, a largura de banda mínima varia em função do número de estados, sendo dada, em Hertz, pela equação 2.1.

$$BW_{min} = \frac{Data\ Rate}{\log_2 M} \tag{2.1}$$

sendo *Data Rate* a taxa de transmissão. A banda mínima para transmitir bits de duração *Tb*, adotando critério de Nyquist, é dada pela equação 2.2 (LATHI, 1998):

$$B = \frac{1}{2T_b} \tag{2.2}$$

A eficiência espectral ($p$) no QAM, dada em bits/s/Hertz, que está relacionada à máxima taxa de transmissão para uma dada largura espectral do canal, é dada pela equação 2.3 (LATHI, 1998).

$$p = \frac{Data\ Rate}{BW} \tag{2.3}$$

Na modulação QAM, um fluxo de dados binários na entrada do modulador é dividido em grupos de bits necessários para gerar *N* combinações de modulação possíveis (HAYKIN, 2001). Em 16-QAM, por exemplo, cada grupo de quatro bits de entrada fornece dezesseis combinações possíveis, as quais definem a fase e a amplitude da portadora. Em geral, em M-QAM, cada grupo de *N* bits gera um número de combinações, definido pela equação 2.4.

$$2^{N\ bits} = M \tag{2.4}$$

Se um trem de bits é aplicado na entrada de um modulador QAM, os bits são separados em grupos de dois, três, quatro ou mais bits, dependendo do M-QAM. Em seguida os grupos de bits são enviados para um conversor série-paralelo para formar os símbolos de entrada do M-QAM (LATHI, 1998). Os símbolos são mapeados em um diagrama da constelação, que é a representação de um sinal digital modulado, separados em fase e em amplitude. A Figura 2.1 mostra a constelação de uma modulação em 16-QAM.

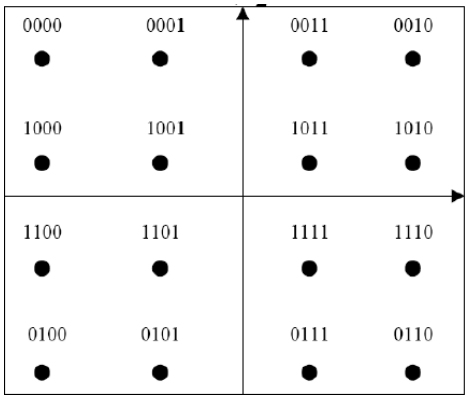



Figura 2.1: Constelação 16-QAM

Os bits são modulados em amplitude no eixo das abscissas e, no eixo das ordenadas, em quadratura. Os bits estão mapeados de acordo com o código Gray para minimizar a probabilidade de erro, entre pontos vizinhos da constelação (NETO, 2009).

Os sinais de entrada *I(t)* e *Q(t)* são multiplicados por uma onda cosseno, com frequência angular $\omega = 2\pi f_0$ e defasadas entre si de 90º (BONFIN, 2019). Em seguida os sinais são somados, como mostra a equação 2.5.

$$s(t) = Qsin(2\pi f_c t) + I\cos(2\pi f_c t) \tag{2.5}$$

A equação 2.5 mostra que o sinal modulado QAM utiliza uma portadora, a qual recebe um nível de amplitude *Q* determinado pela informação a ser transmitida. Em seguida a portadora é defasada em 90º e recebe outro nível de amplitude *I* determinado pela informação. Os sinais são então somados e o resultado é o sinal modulado QAM. $f_c$ é a frequência da portadora (LATHI, 1998). A Figura 2.2 mostra o diagrama em blocos do modulador QAM. O sinal modulado é o sinal *s(t)*. Como descrito no item anterior,

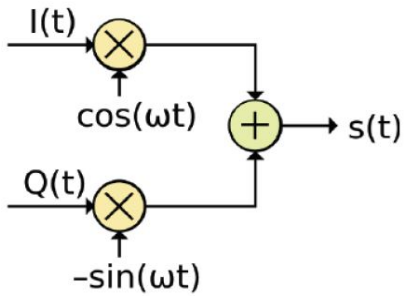



Figura 2.2: Modulador QAM. Fonte (WIKIWAND, 2019)

Como veremos mais adiante, a ideia do mapeamento utilizada na multiplexação OFDM vem da modulação QAM, que combina variações de fase e amplitude da onda portadora, proporcionalmente a informação a ser transmitida (BENOIT, 2008).

### 2.2.1. Demodulação QAM

No diagrama de bloco do demodulador QAM, como mostra a Figura 2.3, o sinal modulado, chamado de *r(t)*, é recebido e multiplicado por um cosseno e por um seno, defasados entre si de 90°. Os sinais resultantes dessas multiplicações são chamados *Ir(t)* e *Qr(t)*, os quais passam por filtros passa-baixa, onde são eliminadas as componentes da frequência $2\omega=4\pi f_0$. Os sinais obtidos nas saídas dos filtros são, respectivamente, os sinais

*I(t)* e *Q(t)*, os quais são enviados, em seguida, para um conversor analógico-digital e, na sequência, para um conversor paralelo-série, obtendo a mesma sequência de bits modulada no transmissor.

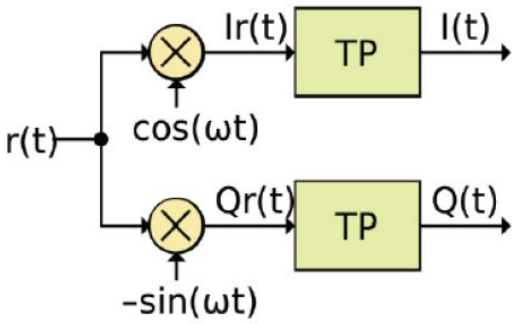



Figura 2.3: Demodulador QAM. Fonte (WIKIWAND, 2019)

Na modulação QAM, quanto maior o número de símbolos da constelação (alfabeto), maior será a eficiência da transmissão, maior será a proximidade entre os símbolos (em amplitude e fase), e maior a probabilidade de erros, sendo esta última dependente da relaçãosinal-ruído (SNR). A probabilidade de erros, considerando a condição da adição do ruído branco gaussiano (BENOIT, 2008), pode ser calculada pela equação 2.6.

$$P_e = 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) + erfc\sqrt{\frac{3}{2\,(M-1)}\frac{E_b}{N_0}} \qquad (2.6)$$

em que $erfc$ é a fincão de erro, $E_0$ é a energia de bit e $N_0$ é o ruído no bit. A taxa de erro de bit (BER) é o parâmetro de desempenho mais significativo de qualquer sistema de comunicação digital. A BER é uma medida da probabilidade que qualquer bit tenha sido recebido com erro de sincronização de bit, o que pode acontecer devido ao ruído, interferência ou distorção. A BER depende da relação SNR e pode ser determinada pela potência do sinal transmitido (BONFIM, 2019). A BER é calculada pelo número de bits errôneos divididos pelo número total de bits transmitidos durante um intervalo de tempo, como mostra a equação 2.7.

$$BER = \frac{número\ de\ bits\ errôneos}{número\ total\ de\ bits\ transmitidos} \qquad (2.7)$$

## 2.2. OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing

O OFDM é um sistema de multiplexação que transmite paralelamente, em várias subportadoras, grupos de bits. Para que não haja interferência entre as subportadoras elas precisam ser ortogonais entre si, uma vez que existe a sobreposição de frequência entre elas. A Multiplexação OFDM oferece robustez contra os efeitos da dispersão, ao mesmo tempo em que aproveita de forma mais eficiente a largura de banda do canal, se comparada com a multiplexação FDM (NETO, 2012).

Apesar da sua ampla utilização em rádio frequência e em redes de acesso, devido ao baixo custo de implementação, altas taxas de transmissão alcançadas e da eficiência espectral obtida, são recentes as pesquisa para a sua aplicação em transmissão de dados por ondas ultrassônicas (ZANCO, 2017).

Na multiplexação OFDM, um conjunto de símbolos contendo a informação modulam um conjunto de portadoras igualmente espaçadas em frequência. Sendo assim, podemos dizer que o OFDM é um tipo de modulação que utiliza a multiplexação por divisão de frequências, o FDM (*Frequency Division Multiplexing*). No entanto, diferente da multiplexação FDM tradicional, na multiplexação OFDM haverá a sobreposição de frequência entre as portadoras. A Figura 2.4 ilustra a ideia.

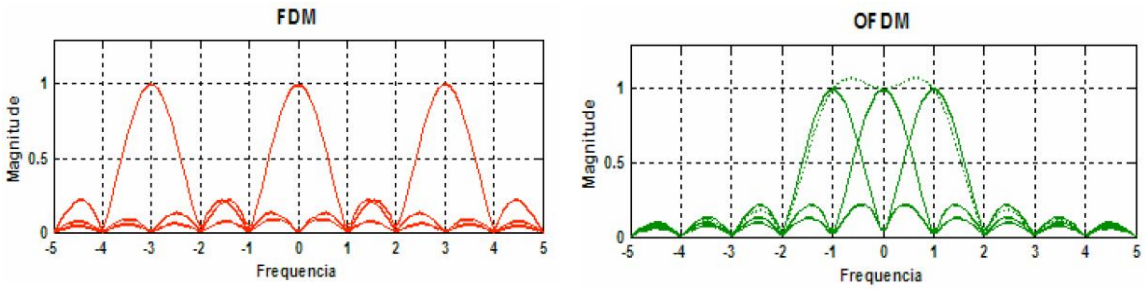



Figura 2.4: Separação das portadoras no FDM e no OFDM. Fonte (NETO, 2009)

Desde que as subportadoras sejam ortogonais entre si, não haverá interferência intercanal ICI (*Interchannel Interference*) e, devido a sobreposição espectral, ocorrerá uma ocupação mais eficiente da banda disponível (NETO, 2012).

O diagrama em blocos da multiplexação OFDM pode ser visto na Figura 2.5. Um trem de bits é aplicado na entrada de um bloco conversor série-paralelo, o qual separa os bits em grupos de dois, três, quatro bits ou mais, dependendo do número de M-QAM adotado para o sinal OFDM. Cada grupo de bits passa por uma modulação QAM (*Quadature Amplitude Modulation*) e é convertido em um ponto da constelação (símbolo OFDM). Em seguida cada ponto da constelação é modulado em uma subportadora e, no final, os sinais modulados pelas subportadoras são somados, resultando no sinal OFDM. (PINTO, 2002).

No entanto, a modulação QAM não é a única forma de montar a constelação de um sistema OFDM. Isso pode ser feito utilizando outros tipos de modulação, como o PSK, por exemplo (NETO, 2012). Embora a constelação PSK seja mais fácil de implementar, a constelação QAM apresenta uma melhor BER por oferecer uma melhor SNR em canais com a presença de ruído branco (PROAKIS, 2008).

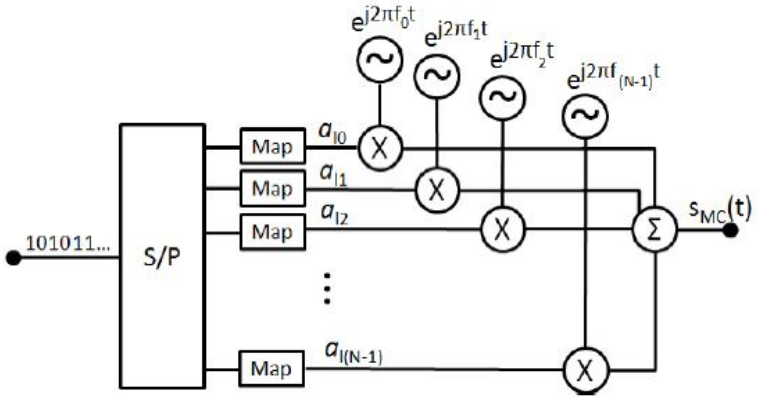


Figura 2.5: Diagrama em blocos da multiplexação OFDM.

O sinal de saída OFDM $S_{MC}(t)$ no tempo é dado pela equação 2.8.

$$S_{MC}(t) = \sum_{l=1}^{N_S} \sum_{K=0}^{N-1} a_{lK}\, e^{j2\pi f_K (t-lT)} u(t-lT) \qquad (2.8)$$

Na equação 2.8, *K = 0, 1,..., N-1* indica o número de subportadoras utilizadas na multiplexação OFDM, *l* representa o símbolo, $N_s$ é o número de símbolos, *T* é a duração do símbolo, $f_K$ é a frequência da enésima subportadora e *u(t)* é a função *pulse shaping*, definida como

$$u(t - lT) = \begin{cases} 1, & 0 < l - lT \leq T \\ 0, & para\ o\ resto \end{cases} \quad (2.9)$$

Pode-se observar que a multiplexação OFDM, se implementada na forma como apresentada na Figura 2.5, requer um conjunto de osciladores coerentes, resultando em uma implementação complexa e muito cara. O mesmo se pode dizer do demultiplexador. Entretanto, é possível reproduzir o processo de multiplexação OFDM por meio de técnicas de processamento digital de sinais, implementando uma IFFT (*InverseFast Fourier Transform*). No caso do demultiplexador OFDM, o processo pode ser obtido por meio de uma FFT (*Fast Fourier Transform*) (LAWRY, 2013).

### 2.2.1 Princípio da Ortogonalidade

O espaço de separação $\Delta f$ entre as subportadoras, em uma multiplexação OFDM, é cuidadosamente escolhido de forma que a amplitude máxima de cada portadora case com a amplitude zero das outras portadoras, como pode ser observado na Figura 2.4. Isso é obtido quando a condição de ortogonalidade entre as portadoras é satisfeita. Matematicamente, o princípio da ortogonalidade pode ser formalizado pela seguinte relação (NETO, 2012):

$$\frac{1}{T}\int_0^T S_p(t)s_q^*(t)dt \quad (2.10)$$

que afirma que o sinal $S_p(t)$ é ortogonal ao sinal $s_q(t)$ no período T. Se $S_p(t)$ e $s_q(t)$ são portadoras adjacentes de um sinal OFDM, podemos dizer que:

$$\frac{1}{T}\int_0^T S_p(t)s_{(p+1)}^*(t)dt = \frac{1}{T}\int_0^T e^{j2\pi f_p t}e^{-j2\pi f_{(p+1)}t}dt = \frac{1}{T}\int_0^T e^{j2\pi t\Delta f}dt \quad (2.11)$$

Assim,

$$\Delta f = f_q - f_{(p+1)} = \frac{1}{T} \quad (2.12)$$

A condição de ortogonalidade irá se manter para quaisquer par de subportadoras $f_p$ e $f_q$ se

$$f_p - f_q = \frac{m}{T} \quad (2.13)$$

Quando *m* é um inteiro significa que é possível garantir que, por conta da ortogonalidade, o sistema tenha imunidade ainterferência entre as subportadoras (ICI), pelo menos idealmente (KUMAR, 2011).

### 2.2.2. Intervalo de Guarda

A inclusão do intervalo de guarda entre dois símbolos transmitidos consecutivamente garante um bom desempenho do sistema de multiplexação OFDM. Este procedimento contribui para a mitigação dos efeitos da interferência entre símbolos, o ISI. A Figura 2.6 ilustra a ideia. O intervalo de guarda pode ser inserido através do prefixo cíclico (CP) ou sufixo cíclico (CS) (NETO, 2009).

O ISI é resultado da interação final do símbolo OFDM com a parte inicial do símbolo seguinte. O prefixo cíclico é inserido antes do símbolo OFDM, e é preenchido com um trecho do final do mesmo. De forma análoga, o sufixo cíclico é preenchido com um trecho do início do símbolo (NUNES, 2014).

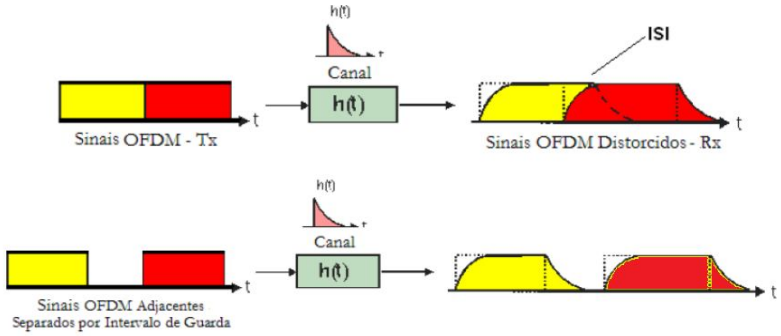



Figura 2.6: Transmissão sem e com o intervalo de guarda. Fonte (NETO, 2009)

O objetivo principal de utilizar uma cópia do sinal como intervalo de guarda, ao invés de preencher com zeros, é permitir que a convolução linear entre a resposta ao impulso do canal e o sinal no domínio do tempo possa imitar uma convolução circular. Em outras palavras, isso facilita calcular a resposta em frequência do canal usado e, consequentemente, o procedimento de equalização, que visa compensar as distorções inseridas pelo canal na informação transmitida (VISWANATH, 2005).

O prefixo cíclico também auxilia na sincronização do receptor. Utilizando técnicas de correlação adequadas é possível identificar o início do símbolo, uma vez que parte da informação transmitida é replicada pelo prefixo cíclico.

### 2.2.3. Harmônicas do Sinal Transmitido

Sabe-se que o processo de conversão digital para analógico gera réplicas periódicas, múltiplas da frequência da portadora, do sinal a ser transmitido. Essas réplicas são conhecidas como harmônicas do sinal. Desde que seja respeitado o teorema de Nyquist, no qual a freqüência de amostragem ($F_s$) deve ser de pelo menos duas vezes a largura de banda do sinal, as harmônicas não irão interferir no sinal transmitido.

No entanto, as harmônicas do sinal podem provocar distúrbios no receptor, dependendo da taxa de amostragem adotada no receptor. Uma forma de eliminar as harmônicas do sinal é fazer o sinal passar por um filtro passa-baixas com largura de banda $\frac{F_s}{2}$. Outra forma de atingir o mesmo objetivo é zerando as subportadoras de mais alta frequência, na borda superior da frequência do sinal OFDM (NETO, 2012).

### 2.2.4. Tratando o Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)

Os Conversores digital-analógico (DACs) fornecem uma tensão $V_{PP}$ de saída tipicamente na ordem de alguns poucos volts. Isso limita a potência do sinal de saída e também pode incluir o fenômeno *clipping*, o qual retira do sinal picos de tensão de alta frequência maiores que a capacidade do DAC. De fato, se a tensão de pico do sinal de entrada excede o limite do DAC, o sinal de saída será uma versão *clipped* do sinal original. Como consequência, um ruído indesejado será incluído no sinal convertido, como consequência da retirada dos picos de tensão que o DAC não conseguiu captar. Os picos de alta frequência presentes no sinal OFDM, descrito neste parágrafo, são conhecidos como PAPR e configura a maior desvantagem do OFDM se comparado com a modulação com portadora única.

Segundo o Teorema Central do Limite (FISCHER, 2011), a distribuição de tensão no tempo de um sinal OFDM é gaussiana e a probabilidade de gerar um pico de tensão é diretamente proporcional ao número de portadoras e ao mapeamento utilizado em cada uma delas. De fato, o PAPR em um sinal OFDM depende dos símbolos transmitidos por cada subportadora e da combinação entre eles para gerar o sinal no domínio do tempo (NETO, 2012).

A Figura 2.7 mostra o diagrama no tempo de um sinal OFDM e o seu histograma. Pode-se observar que no domínio do tempo, o sinal OFDM é muito parecido com um ruído branco.

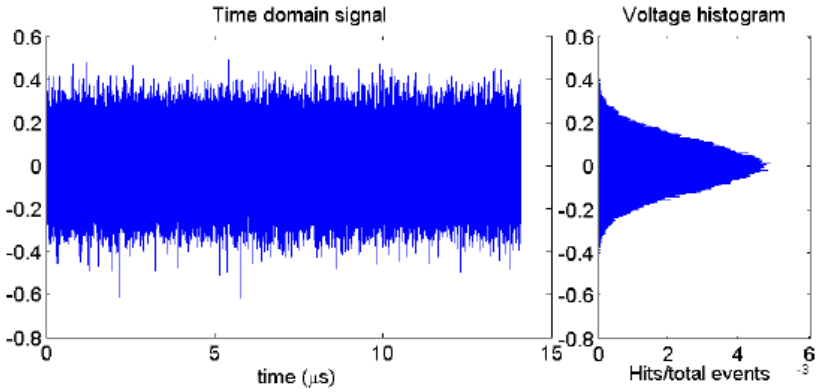



Figura 2.7: Sinal OFDM no domínio do tempo e o seu histograma. Fonte (NETO, 2012)

A potência do sinal digital OFDM é dado pela equação 2.14, em que $Z$ é a impedância de saída do DAC.

$$P_{OFDM} = \frac{\overline{s(t)^2} - \left(\overline{s(t)}\right)^2}{Z} \tag{2.14}$$

Para obter a máxima tensão de saída do DAC, sem o *clipping*, é preciso escolher um fator de escala que maximize a tensão de saída do DAC, ao mesmo tempo que mitiga os efeitos do ruído de *clipping*. A Figura 2.8 ilustra a ideia.

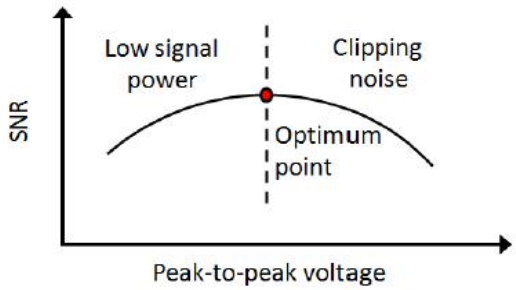



Figura 2.8: Compromisso entre o ruído de *clliping* e a potência de saída do DAC. Fonte (NETO,2012)

A equação 2.15 permite alterar a tensão de pico a pico do sinal OFDM aplicado a entrada do DAC. O fator responsável por esta alteração é o SF. O fator SF, dado em Db, é definido para uma determinada potência alvo ($P_{alvo}$) pretendida.

$$P_{alvo} = \left(\frac{1}{2}\frac{Vp_{max}}{SF}\right)^2 \tag{2.15}$$

Os novos níveis de tensão do sinal, após a alteração de escala, podem ser obtidos por meio da equação 2.16.

$$S_{reescalado} = S(t)\sqrt{\frac{P_{OFDM}}{P_{alvo}}} \quad (2.16)$$

Vimos que o PAPR é diretamente proporcional ao número de portadoras e ao mapeamento utilizado em cada uma delas. Vimos também que é preciso encontrar um ponto de equilíbrio entre o PAPR e o aumento da SNR quando a potência do sinal é reduzida para mitigar os seus efeitos. Esta abordagem, conhecida como *hard-clipping*, constitui a forma mais simples de minimizar os problemas causados por altos PAPRs. Outras técnicas utilizadas para minimizar os efeitos do PAPR são descritas em (LOWERY, 2006) (ARMSTRONG, 2006)(ARMSTRONG, 2008) (NADAL, 2012) (DAVIS, 1997) (ROSSING, 2000) (DAVIS, 1999) (DAVIS, 1998) (FIEDLER, 2006) (FIEDLER, 2008) (SUNG, 2012). Dentre elas, podemos citar o mapeamento seletivo, o corte simétrico do sinal, as sequências complementares de Golay e a pré-codificação com simetria hermitiana. Esta última foi utilizada neste trabalho, o que permitiu, além de mitigar os efeitos da PAPR, facilitar a decodificação do sinal OFDM, uma vez que somente valores reais são transmitidos.

Na técnica de pré-codificação com simetria hermitiana, a adição de um bloco DFT antes da multiplexação OFDM, gera apenas valores reais. Como consequência, a distribuição de tensão no domínio do tempo se torna mais quadrada, permitindo um aumento da potência do sinal e, com isso, é possível aumentar a SNR. A Figura 2.9 mostra o diagrama em blocos de um multiplexador OFDM, incluindo o bloco de pre-codificação com simetria hermitiana.

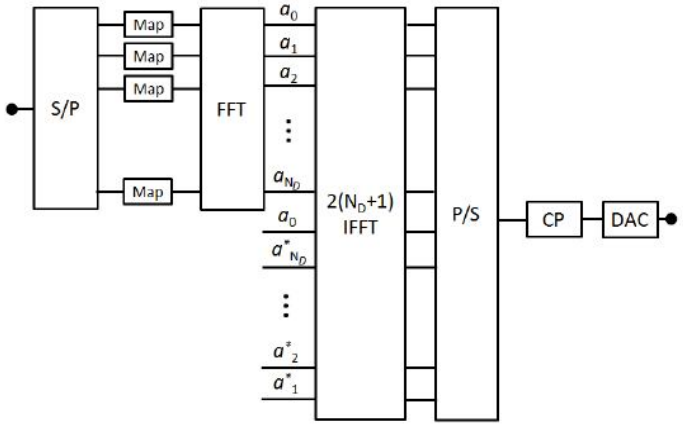



Figura 2.9: multiplexador OFDM, incluindo o bloco de pre-codificação com simetria hermitiana.

A Figura 2.10 mostra o histograma do sinal OFDM na saída do DAC. Pode ser observado na figura a redução do PAPR, o que se traduz em uma taxa de erros menor.

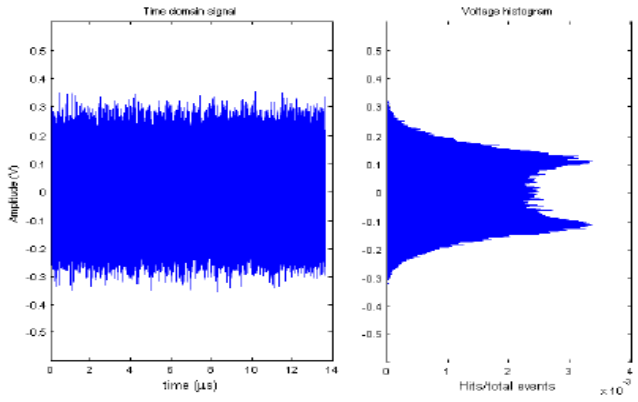



Figura 2.10: Sinal OFDM com pré-codificação DFT. Fonte (NETO, 2012)

### 2.2.5. Parâmetros do Sinal OFDM

O número de amostras por símbolo OFDM pode ser calculado pela equação 2.17

$$N = (N_{IFFT} + N_{CYP})S_{ov} \tag{2.17}$$

na qual $N_{IFFT}$ é o número de entradas do bloco IFFT, $N_{CYP}$ é o número de amostras do prefixo cíclico e $S_{ov}$ é o fator de super amostragem, dado pela equação 2.18

$$\boldsymbol{S_{ov}} = \frac{F_s}{F_{NYQ-ST}} = \frac{F_s}{2BW} \tag{2.18}$$

onde $F_s \geq 2BW$ é a taxa de amostragem do DAC e $F_{NYQUIST} = 2BW$ é a taxa de amostragem mínima para uma correta conversão D/A, com uma largura de banda $BW$ no domínio analógico.

O número de entradas do bloco IFFT será dado pela equação 2.19

$$N_{IFFT}^{Hermit} = 2(N_D + 1) \tag{2.19}$$

em que $N_D$ é o número de subportadoras de dados e o termo 1 é a quantidade de subportadoras DC. A duração do símbolo OFDM pode ser encontrada pela equação 2.20.

$$T_s = \frac{N}{F_s} = \frac{N_{IFFT}}{2BW} + \frac{N_{CY\,P}}{2BW} = Tu + Tg \tag{2.20}$$

$T_u$ e $T_g$ são, respectivamente, a duração do símbolo útil e a duração do intervalo de guarda. Finalmente, a taxa de transmissão do sinal pode ser calculada pela equação 2.21

$$R = \frac{\sum_{k=1}^{N_D} b_k}{T_s} \tag{2.21}$$

em que $b_k$ é o número de bits/símbolo associados a constelação $k - th$ subportadoras. O prefixo cíclico também pode ser calculado como uma percentagem da duração do símbolo, como mostra a equação 2.22.

$$gi\% = 100\left(\frac{T_g}{T_s}\right) = 100\ (\frac{N_{CY\,P}}{N_{IFFT} + N_{CY\,P}}) \tag{2.22}$$

E também pode ser calculado o $\Delta f$ entre as subportadoras, como mostra a equação 2.23.

$$\Delta f = \left(\frac{2BW}{N_{IFFT}}\right) \tag{2.23}$$

### 2.2.6. Conversão Digital Analógico DCA

Dois parâmetros importantes devem ser levados em consideração no projeto de um conversor DCA. A taxa de amostragem e a quantização. A taxa de amostragem está diretamente relacionada à largura de banda do sinal que, segundo o teorema de Nyquist, deve ser de pelo menos duas vezes a largura de banda do sinal convertido. A quantização, por sua vez, está associada ao número de bits utilizados na conversão, o que define a resolução da conversão (ZANCO, 2010). Uma baixa resolução da conversão introduz um ruído no sinal convertido, chamado de erro de quantização.

No mundo real, DCAs sofrem com ruído de quantização, distorção não lineares e erros de *offset*. É importante considerar o desempenho efetivo do sistema para obter uma conversão precisa da transmissão em termos de erro de quantização. A resolução efetiva, em comparação com a resolução teórica de um conversor, depende da SNR e está diretamente relacionada às distorções de não linearidade e erros de quantização que afetam a conversão (SCHAEFER, 2011).

Outros parâmetros importantes em um DCA são a tensão de pico a pico de entrada e a faixa de frequência de operação. Se por um lado a baixa resolução aumenta o ruído de

quantização, sinais de entrada com níveis muito baixos necessitam de amplificadores para ter os seus níveis adequados aos níveis do DCA, os quais também adicionam um ruído ao sinal convertido. A faixa de frequência de operação define a largura de banda do conversor. Conversores de alta velocidade dificilmente mantêm a resposta em frequência plana ao longo de toda a faixa de frequência de operação. Quanto maior a largura de banda do conversor menor será a degradação do espectro do sinal (ZANCO, 2010).

### 2.2.7. Substituindo os Osciladores Pela IDFT

A ideia de utilizar a IFFT para multiplexar um sinal OFDM foi proposta por um grupo de pesquisadores em 1971 (WEINSTEIN, 1971). Essa proposta inaugurou uma nova era nos sistemas de comunicações. Os pesquisadores provaram que era possível efetuar uma multiplexação OFDM por meio da IFFT. Para explicar melhor a ideia, vamos analisar uma multiplexação OFDM com uma única portadora. O sinal analógico no tempo é dado pela equação 2.24.

$$Sl(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi f_k t} \tag{2.24}$$

O sinal da equação 2.24 também pode ser representado na forma digital, em *Q* amostras, no intervalo de tempo $0 < t \leq T$, pela equação 2.25, sendo *n* o número da amostra.

$$Sl[n] = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi f_k \frac{nT}{Q}} \tag{2.25}$$

Ao impor a condição de ortogonalidade, é possível afirmar, pela equação 2.26, que

$$f_k = f_0 + k\Delta f = f_0 + \frac{k}{T} \tag{2.26}$$

sendo $f_0$ a frequência da primeira subportadora (k=0). Se $Q = N$ e $f_0 = 0$, significa que a primeira portadora é um nível DC. Desta forma, a equação 2.25 pode ser reescrita pela equação 2.27.

$$Sl[n] = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{\frac{j2\pi kn}{N}} = IDFT\{a_k\} \tag{2.27}$$

A equação 2.27 mostra que um sinal OFDM analógico de duração *T* pode ser representado por um sinal digital com *N* amostras, definido pela aplicação da IDFT nas amostras. A primeira subportadora é chamada de subportadora DC e é representada como zero. A utilização da IDFT para gerar um sinal OFDM é providente, uma vez que dispensa a utilização de osciladores e banco de filtros, bastando para isso efetuar uma conversão A/D no sinal e fazê-lo, em seguida, passar por uma IDFT. Com o desenvolvimento de algoritmos de Inverse Fast-Fourier-Transform - IFFT, foi possível implementar em *hardware* a IFFT e desenvolver equipamentos multiplexadores OFDM de baixo custo e de alta velocidade, capazes de operar em frequências na ordem de MHz e GHz. Mais informações sobre IFFT podem ser obtidas em Kunt (KUNT, 1991).

## 2.3. Receptor OFDM

O receptor OFDM permite demultiplexar o sinal OFDM e recuperar a informação transmitida. A Figura 2.11 mostra o diagrama em blocos idealizado de um receptor OFDM. O sinal OFDM recebido deve passar por um conversor A/D, o qual converte o sinal analógico recebido em um conjunto de amostras discretas no tempo. Em seguida o prefixo cíclico é retirado do *frame* e o sinal sofre uma conversão série-paralela. A demultiplexação OFDM é efetuada por uma FFT imposta ao sinal OFDM. Na sequência, o sinal passa por um bloco de equalização, que tem o objetivo de eliminar a distorção imposta ao sinal pelo canal de comunicação, devido a sua função de transferência. O sinal resultante é o sinal QAM, o qual é demodulado e serializado, retornando os bits de informação que foram transmitidos.

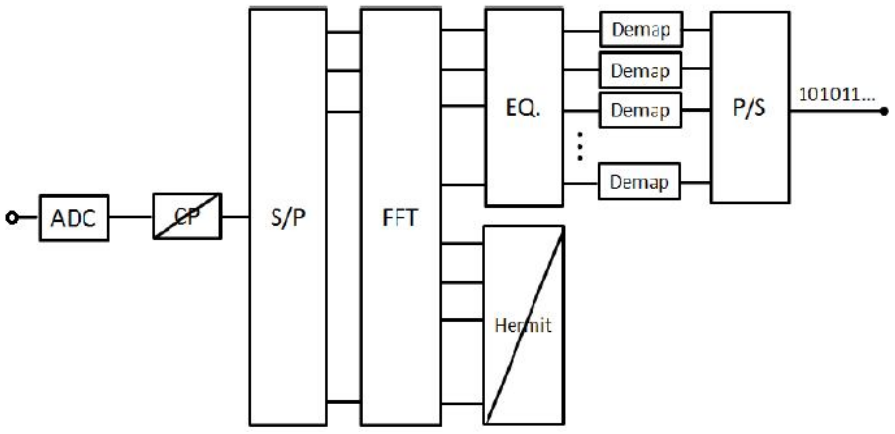



Figura 2.11: Diagrama em blocos do Receptor OFDM.

Infelizmente, o diagrama em blocos apresentado na Figura 2.11 não pode ser utilizado em um *setup* experimental devido a alguns problemas, como a sincrozinação de tempo e de frequência. Temas abordados neste capítulo.

### 2.3.1. Conversor Analógico Digital (ADC)

O objetivo do ADC é converter um sinal analógico contínuo em amostras discretas no tempo. Obedecendo ao teorema de Nysquist, o número de amostras deve ser de pelo menos duas vezes a largura de banda do sinal a ser convertido, para que ele possa ser novamente reconstituído. Dependendo da velocidade da conversão A/D, harmônicas do sinal podem estar presentes na conversão. Por isso é importante utilizar filtros passa baixas no transmissor, caso contrário elas poderão ficar dentro da largura de banda do sinal recebido, deteriorando a transmissão (OPPENHEIM, 2010).

No receptor OFDM é comum utilizar a super amostragem. Este procedimento é importante, pois auxilia na sincronização do tempo, uma vez que pode contribuir para a diminuição do deslocamento de tempo da amostra.

### 2.3.2. Sincronização do tempo

Em uma transmissão real, o transmissor e o receptor não compartilham o mesmo oscilador de *clock*. Devido a este fato, alguma técnica de sincronização de tempo deve ser adotada para que os símbolos sejam realinhados, antes da demultiplexação OFDM. Uma forma de fazer isso é incluir uma sequência conhecida dentro do símbolo para que ela permita identificar o seu início por meio de um procedimento de correlação. A correlação é uma ferramenta estatística que permite encontrar a similaridade entre dois sinais (BUSSAB, 2010). O prefixo cíclico pode ser utilizado para este fim, uma vez que ele é uma sequência que se repete dentro do símbolo.

Supondo que o prefixo cíclico tenha $N_{CYP}$ amostras. Após a conversão digital, pesquisando o sinal recebido em busca de duas sequências iguais de tamanho $N_{CYP}$, separados por $N$ amostras, sendo $N$ o número de amostras do símbolo, é possível encontrar o início e o final do símbolo. Além do prefixo cíclico, uma sequência conhecida pelo receptor também pode ser inserida no símbolo e ser utilizada como referência para delimitar o início e o final do símbolo.

Outro ponto a ser levado em consideração é o desvio de fase que pode existir entre os instantes de amostragem (DFA) do DAC e do ADC. A sincronização baseada no prefixo cíclico não resolve este problema, que pode levar a uma degradação da transmissão. O DFA poderá levar a uma rotação do símbolo recebido (GOLDEN, 2005), mas isso pode ser corrigido pelo equalizador. No entanto, o problema da defasagem também induz ICI, que tende a ser mais forte em subportadoras de alta frequência (NETO, 2012). Para mitigar os efeitos do DFA, pode ser efetuada uma super amostragem no receptor OFDM. Por exemplo, se a taxa de amostragem no receptor for de 5 para 1, podemos selecionar uma das cinco amostras, que poderá mitigar os efeitos do DFA.

A técnica de sincronização descrita acima é ideal para sinais contínuos. Se a transmissão não for contínua, mas sim em rajadas, é necessário encontrar o período de silêncio entre duas transmissões, ou seja, intervalo nos quais não existe transmissão. Este é o cenário da transmissão utilizado neste trabalho de pesquisa. Algoritmos de correlação também podem ser utilizados neste caso.

Uma forma de detectar uma transmissão em rajadas é pesquisar a variação de energia no sinal recebido. Na abordagem da janela deslizante, calculamos a energia do sinal recebido dentro de uma janela de amostras. O tamanho da janela pode ser escolhido para ser igual a duração da rajada. A partir da primeira amostra do sinal recebido, o procedimento é repetido deslizando a janela, amostra por amostra, até que o símbolo caia dentro de uma janela de amostras. A janela deslizante é uma abordagem muito utilizada em rede de dados (KUROSE, 2010).

### 2.3.3. Sincronização da Frequência

A falta de sincronização da frequência entre transmissor e receptor pode ser um motivo de degradação do sinal OFDM. Pode-se separar os efeitos da frequência em duas categorias. Uma delas é o Carrier Frequency Offset (CFO), que significa um desvio na freqüência da portadora. O CFO ocorre quando há um desalinhamento entre as frequências das portadoras do transmissor e do receptor (SPETH, 1999) (SPETH, 2001). Isso provocará dois efeitos. O primeiro deles é o deslocamento da frequência, o qual provocará uma mudança no espectro do sinal. Isso possibilitará a presença de ICI devido a perda de ortogonalidade entre as portadoras. No segundo deles, as constelações sofrerão uma mudança de fase e módulo, que será constante em todas as subportadoras.

O segundo efeito observado no domínio da frequência é o DFA, citado no item anterior. O DFA pode resultar em uma forte degradação do sinal, especialmente no caso de uma pequena separação entre as subportadoras. O DFA ocorre devido ao desvio no tempo de amostragem, provocado pela tolerância dos osciladores motivado, por exemplo, pela variação de temperatura (SLISKOVIC, 2001)(SLISKOVIC, 2001). O DFA provoca dois efeitos principais. Um deles é uma mudança na constelação de módulo e fase no domínio do tempo. Esta variação, diferente do CFO, será maior nas portadoras mais distantes do centro do espectro do sinal. O outro efeito é o fato de que o SNR será degradado devido a perda da ortogonalidade por parte das portadoras. O sinal no domínio do tempo observado na janela FFT do receptor pode afastar-se de sua posição ideal se a taxa de amostragem dos conversores for muito rápida ou muito lenta, em comparação com os valores ideais. Neste caso, o sinal será desviado por algumas amostras, infligindo assim ruído adicional ao sinal demultiplexado.

O CFO e o DFA podem ser estimados analisando a variação de fase das constelações no domínio do tempo. A demonstração matemática destes efeitos podem ser encontradas em (SPETH, 1999) (SPETH, 2001) (SLISKOVIC, 2001) (SLISKOVIC, 2001) e técnicas de correção do problema podem ser encontradas em (NETO, 2012) (KARAM,2006) (YING, 2006).

### 2.3.4. Equalização

Uma informação que passa por um meio de transmissão sofre dois efeitos que podem distorcer a informação. Um deles é determinístico e depende da função de transferência do canal. O outro é aleatório, introduzido pelo ruído presente no canal. O receptor OFDM deve ser capaz de compensar estas distorções para que a informação transmitida seja recuperada. O procedimento responsável por essa compensaçãoé chamado de equalização (GOLDEN, 2005).

Existem várias formas de efetuar a equalização de um sinal OFDM. A mais simples delas é multiplicar o sinal recebido pelo inverso da resposta em frequência do canal.

### 2.3.5. Equalização Zero Forcing

A equalização *zero forcing* é um algoritmo de equalização linear usado em sistemas de comunicação que aplica o inverso da resposta de frequência do canal. (VILAR, 2014) O *zero forcing* é a técnica de equalização adotada neste trabalho de pesquisa, e leva em consideração que a função de transferência do canal não varia. Além disso, o receptor conhece o tamanho

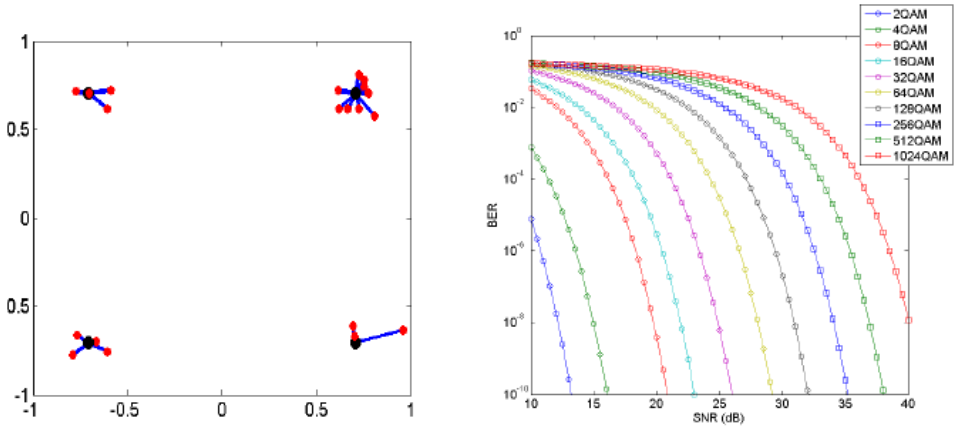
do símbolo e, consequentemente, a quantidade de dados que está sendo transmitida. Além disso, como o canal é considerado plano sobre o intervalo de frequência reduzido (INTINI, 2000), ocupado por cada subportadora, os símbolos podem ser facilmente equalizados no domínio da frequência por uma matriz de coeficientes complexos, representando o inverso da resposta em frequência do canal. Se a resposta em frequência do canal é dado por $F(f)$, a equalização *zero forcing* $C(f)$ será dada pela equação 2.28.

$$C(f) = \frac{1}{F(f)} \tag{2.28}$$

A equalização *zero forcing* pode ter um fraco desempenho ou mesmo não funcionar em algumas aplicações quando, por exemplo, a resposta ao impulso do equalizador precise ser infinitamente longo, mesmo que a resposta do canal seja finita. Outra situação que pode prejudicar a eficiência do *zero forcing* é o fato de que em algumas subportadoras, o sinal recebido pode ter uma pequena intensidade. Para compensar, o ganho do filtro precisa ser alto. Isso faz com que o ruído presente no sinal também seja amplificado, o que pode degradar a SNR. Além disso, o canal pode ter zeros em sua resposta em frequência, os quais não podem ser invertidos. Em outras palavras, o *zero forcing* também amplifica o ruído. Existem técnicas de equalização que atenuam o ruído, como o caso da equalização MMSE (PANCALDI, 2008) (QURESHI, 1985).

### 2.3.6. Indicadores de Performance

Uma transmissão OFDM pode ter a sua performance avaliada por alguns parâmetros, como o Bit Error Rate (BER), a Symbol Error Rate (SER), o Error Vector Magnitude (EVM) e o Signal to Noise Ratio (SNR). O BER define a quantidade de bits com erro na transmissão. O SER define a quantidade de bits com erro no símbolo e o SNR é a relação sinal ruído. As relações expressas neste item levam em consideração que a quantidade de bits transmitidos é maior que o número de pontos da constelação e que o ruído presente em cada subportadora é gaussiano. O EVM é a distância entre a posição do símbolo recebido e a posição ideal na constelação onde ele deveria estar. Em outras palavras, o EVM quantifica a dispersão do símbolo em relação a posição ideal em que ele deveria estar, na constelação. A Figura 2.12 ilustra a ideia.




(a) (b)

Figura 2.12: (a) Exemplos de vetor de erro. (b) Evolução do BER com o SNR para constelação quadrada codificada em Gray. Fonte (NETO, 2012)

Os pontos pretos são os pontos da constelação onde os símbolos deveriam estar e os pontos vermelhos mostram as posições onde os símbolos foram recebidos. A distância entre eles é o vetor de erro. Quanto mais distante do ponto ideal, maior a dispersão e, consequentemente, maior o ruído presente no sinal. Além de certa distância, não é mais possível recuperar a informação. Para facilitar o cálculo do EVM, a constelação foi normalizada para que a energia de qualquer ponto da constelação seja igual a um. O EVM é definido como o valor da raiz quadrada média (RMS) da diferença entre os símbolos recebidos e os esperados, e é calculada sobre um grupo de símbolos maior que o alfabeto da constelação. É dado como uma porcentagem da potência média por símbolo da constelação (NETO, 2009). A equação 2.29 mostra como calcular o EVM.

$$EVM_{k,\%}^{RMS} = 100 \sqrt{\frac{1}{p_k N_s} \sum_{l=1}^{N_s} n^2{}_{Q,l} + n^2{}_{I,l}} \tag{2.29}$$

em que $n_{Q,l}$ é a quadratura do ruído normalizado, $n_{I,l}$ é o componente de fase do símbolo *I*, da portadora *K*, dado pela diferença entre o símbolo recebido e o símbolo de referência e $P_k$ é a potência da constelação ideal normalizada (SHAFIK, 2006). A SNR pode ser calculada a partir do EVM, pela equação 2.30.

$$SNR_{k,dB} \approx 10\ log_{10} \left( \frac{1}{\left( \frac{EVM_{k,\%}{}^{RMS}}{100} \right)^2} \right) \tag{2.30}$$

E a BER, para uma constelação quadrada mapeada em Gray, pode ser calculado pela equação 2.31

$$BER_k \cong \frac{2}{b_k}\left(1-\frac{1}{\sqrt{2^b k}}\right) erfc\left(\frac{1}{\left(\frac{EVM_{k,\%^{RMS}}}{100}\right)^2}\sqrt{\frac{3}{2(2^b k-1)}}\right) =$$

$$\frac{4}{b_k}\left(1-\frac{1}{\sqrt{2^{b_k}}}\right) Q\left(\frac{1}{\left(\frac{EVM_{k,\%^{RMS}}}{100}\right)^2}\sqrt{\frac{3}{2^{b_k}-1}}\right), b_k = 2,4,6,.. \quad (2.31)$$

sendo *Q(x)* a função de probabilidade de cauda da distribuição gaussiana e *erfc(x)* a função de erro complementar, também conhecida como função de erro complementar de Gauss (NETO, 2012).

É importante observar que a equação 2.31 supõe que um erro de símbolo causado pelo ruído se traduza em apenas 1 bit $b_k$ incorreto. Essa suposição é verdadeira apenas se a constelação for o mapeamento Gray e se a SNR da subportadora for alta o suficiente para evitar qualquer evento de um erro de símbolo que gere dois ou mais bits errados. Nesse caso, podemos aproximar o SER e a BER, como mostra a equação 2.32.

$$SER_k \approx b_k BER_k \quad (2.32)$$

Na referência (MATHWORKS, 2012) podem ser encontradas equações mais precisas relacionando a BER e o SER com a SNR para constelações QAM quadradas e retangulares. O cálculo do BER e do SER quando a constelação for cruzada pode ser encontrada em (GOLDEN, 2005) (VITTHALADEVUNI, 2005). Por motivo de simplicidade assumimos neste trabalho que as equações utilizadas na constelação quadrada para o cálculo da BER são válidas para a constelação cruzada. Esta aproximação nos permitiu que se chegasse praticamente aos mesmos resultados.

## 2.4. Modulação em Amplitude com Banda Lateral Única AM-SSB

A modulação AM-SSB foi desenvolvida a partir da necessidade de se obter um sistema de modulação que ocupasse a menor banda do espectro possível e oferecesse o melhor aproveitamento da potência (LATHI, 1998). Na modulação em amplitude AM DSB, o sinal

de informação (sinal modulante) provoca uma variação na amplitude da portadora, proporcional as suas próprias variações. Na modulação em amplitude, a frequência e a fase da portadora não variam. Sabe-se que um sinal modulado em amplitude transmite a portadora, além das duas bandas laterais. A Figura 2.13 ilustra a ideia.

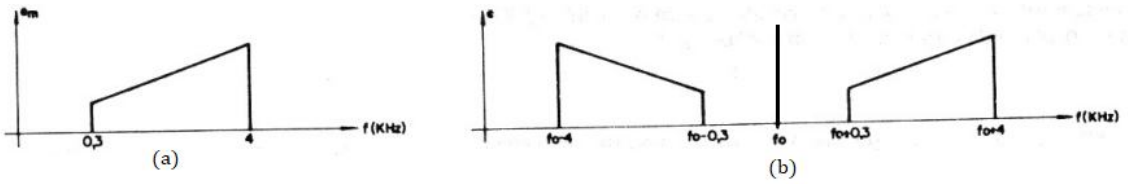



Figura 2.13: Espectro do sinal modulado AM DSB. (a) Sinal modulante. (b) Sinal modulado AM DSB.

A Figura 2.13a mostra o espectro do sinal de informação a ser modulado em amplitude. A Figura 2.13b mostra o espectro do sinal modulado em AM DSB que será transmitido. Pode-se observar que, além da portadora, são transmitidas as duas bandas laterais. Posteriormente verificou-se que a transmissão da portadora era, na verdade, um desperdício de potência e que não era necessário transmitir a portadora, mas somente as duas bandas laterais. Essa constatação permitiu o desenvolvimento do sistema de modulação AM DSB/SC, no qual apenas as duas bandas laterais são transmitidas. A Figura 2.14 ilustra a ideia.

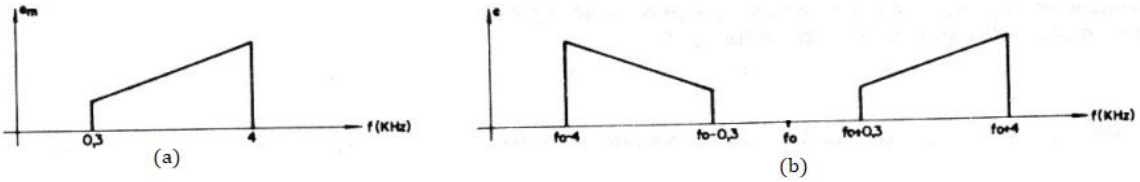



Figura 2.14: Espectro do sinal modulado AM DSB/SC. (a) Sinal modulante. (b) Sinal modulado AM DSB/SC.

### 2.4.1. Modulador AM-SSB

O desenvolvimento de filtros com um índice de mérito suficientemente grande permitiu o desenvolvimento do sistema de modulação AM-SSB, no qual se transmite apenas uma das bandas laterais. O sinal AM-SSB ocupa a metade da largura de banda do sinal AM-DSB (HAYKIN, 2001). Seja $C(t) = A_c cos(2\pi f_c t)$ a portadora e $m(t) = A_m cos(2\pi f_m t)$ o sinal modulante, temos que

$$S(t) = C(t)m(t) = A_c cos(2\pi f_c t) A_m cos(2\pi f_m t)$$

Sabendo que

$$\cos(a)\cos(b) = \frac{1}{2}\big(cos(a-b) + cos(a+b)\big)$$

Temos a equação do sinal modulado AM DSB/SC.

$$C(t)m(t) = \frac{1}{2}A_cA_m\{cos[2\pi(f_c - f_m)t] + cos[2\pi(f_c + f_m)t]\} \quad (2.33)$$

Em que a equação 2.34 é a banda lateral inferior e 2.35 é a banda lateral superior.

$$S(t)_{SSB\ INF} = \frac{1}{2}A_cA_m\{cos[(\omega_c - \omega_m)t]\} \quad (2.34)$$

$$S(t)_{SSB\ SUP} = \frac{1}{2}A_cA_m\{cos[(\omega_c + \omega_m)t]\} \quad (2.35)$$

Sabendo que $cos(a \pm b) = \cos(a)\cos(b) \mp \sin(a)\sin(b)$, as equações 2.34 e 2.35 podem ser rescritas da seguinte forma

$$S(t)_{SSB\ INF} = \frac{1}{2}A_cA_m cos(2\pi f_c t)cos(2\pi f_m t) + \frac{1}{2}A_cA_m sin(2\pi f_c t)sin(2\pi f_m t) \quad (2.36)$$

$$S(t)_{SSB\ SUP} = \frac{1}{2}A_cA_m cos(2\pi f_c t)cos(2\pi f_m t) - \frac{1}{2}A_cA_m sin(2\pi f_c t)sin(2\pi f_m t) \quad (2.37)$$

A Figura 2.15 mostra o diagrama em blocos de um modulador AM-SSB. A frequência central do filtro passa faixa (FPF) irá determinar qual das duas bandas laterais será transmitida. Como pode ser observado, o sinal modulado AM-SSB é obtido por meio do produto entre o sinal modulante e a portadora, seguido de um filtro passa-faixas, responsável por deixar passar apenas uma das bandas laterais.

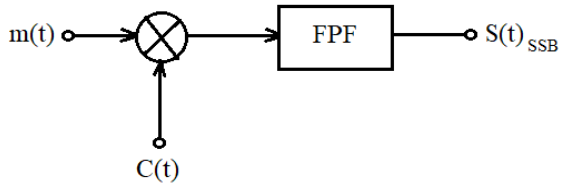



Figura 2.15: Modulador AM-SSB.

### 2.4.2. Demodulador AM-SSB

A demodulação do sinal AM-SSB pode ser efetuada através do produto do sinal modulado pela portadora. O sinal AM-SSB pode ser expresso pela equação 2.38, derivada das equações 2.36 e 2.37 e levando em consideração que $m_h(t) = cos\left(\omega_m t - \frac{\pi}{2}\right) = sin\omega_m t$.

$$S(t)_{SSB} = m(t)cos(2\pi f_c t) \mp m_h(t)sin(2\pi f_c t) \quad (2.38)$$

Fazendo $S(t)_{SSB}C(t)$, temos que

$$S(t)_{SSB}C(t) = C(t) = S(t)_{SSB}A_c cos(2\pi f_c t)$$

$$= \frac{1}{2}m(t) + \frac{1}{2}[m(t)cos(2\pi f_c t) \mp m_h(t)sin(2\pi f_c t)] \quad (2.39)$$

Pode-se observar que o sinal modulado aparece na equação juntamente com a componente $\frac{1}{2}[m(t)cos(2\pi f_c t) \mp m_h(t)sin(2\pi f_c t)]$. Fazendo este sinal passar por um filtro passa-baixa é possível recuperar o sinal modulante. A Figura 2.16 mostra o diagrama em blocos de um demodulador AM-SSB.

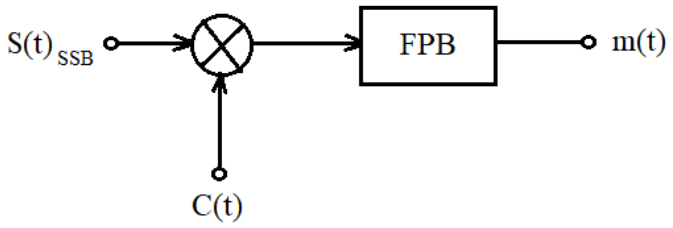



Figura 2.16: Demodulador AM-SSB.

A modulação AM-SSB foi utilizada neste trabalho para converter o sinal OFDM, em banda base, para banda passante de 500 kHz, frequência de operação dos transdutores. Outras formas de modular e demodular um sinal AM-SSB pode ser vista em (LATHI, 1998) (HAYKIN, 2001),

## 2.5. Ondas Ultrassônicas

Ondas ultrassônicas são ondas mecânicas que se propagam em um meio elástico, seja ele sólido, líquido ou gasoso. A onda ultrassônica pode ser gerada por um transdutor emissor, por meio da conversão da energia elétrica em energia acústica. A onda é refletida nas

interfaces do meio, detectada pelo transdutor receptor, converte a energia acústica em energia elétrica (RIBEIRO, 2017).

As ondas ultrassônicas possuem frequência de vibração acima de 20 kHz, sendo a frequência máxima audível do ser humano de 20 kHz, como se pode visto na Figura 2.17. A perda gradual de energia (atenuação) e a velocidade de propagação dependem das propriedades físicas do meio em que se propagam as ondas (KRAUTKRÄMER, 1983).

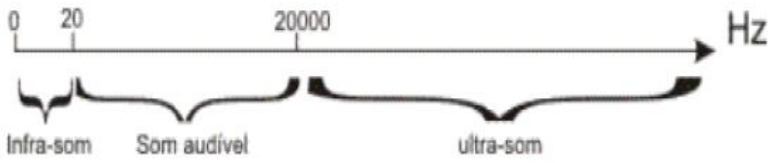



Figura 2.17: Escala de frequência do som. Fonte (SOFISICA, 2019)

### 2.5.1. Propagação das Ondas

A onda ultrassônica se propaga no meio através de oscilações de partículas. Essas partículas, com a passagem de energia acústica pelo meio, executam o movimento oscilatório de átomos ou moléculas em torno de suas posições de equilíbrio. A amplitude do movimento será menor com o tempo, ou em decorrência da perda de energia adquirida pela onda (RIBEIRO, 2017). A velocidade de propagação das ondas, amplitude e modo de vibração variam de acordo com o meio elástico em que se propagam. Nos sólidos, nos líquidos e nos gases as partículas são diferentes, devido à força de ligação e a distância. O comprimento de onda, a velocidade e a frequência estão relacionados de acordo com a equação 2.40 (SANTIN, 2003).

$$\upsilon = \lambda f \tag{2.40}$$

em que υ é a velocidade da onda, em m/s, λ o comprimento de onda, em metros e $f$ a frequência de vibração da onda, em Hz.

### 2.5.2. Tipos de Ondas

As ondas ultrassônicas são uma função do deslocamento das partículas no meio elástico. São elas as ondas longitudinais, as ondas transversais, as ondas superficiais e ondas de Lamb (SANTIN, 2003).

As ondas longitudinais, ou de compressão, são ondas cujas partículas oscilam na direção de propagação da onda, podendo ser transmitidas aos meios líquidos, sólidos e gasosos, como pode ser observado na Figura 2.18. O primeiro plano de partículas vibra e transfere a oscilação para o plano seguinte, que o retransmite para o próximo plano, gerando zonas de compressão e zonas diluídas. O comprimento de onda é definido através das distâncias entre as zonas de compressão (RIBEIRO, 2017).

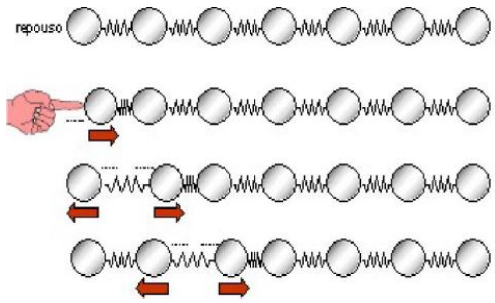



Figura 2.18: Ondas longitudinais. Fonte (ANDREUCCI, 2002)

A onda longitudinal possui uma alta velocidade de propagação, sendo esta dependente das características do meio (ANDREUCCI, 2002). A Tabela 2.1 apresenta uma lista de materiais e a suas respectivas velocidades de propagação das ondas longitudinais no meio.

Tabela 2.1: Velocidade de propagação de ondas longitudinais. Fonte (ANDREUCCI, 2002)

| Material | Velocidade m/s |
|---|---|
| Ar | 330 |
| Alumínio | 6300 |
| Cobre | 4700 |
| Ouro | 3200 |
| Aço | 5900 |
| Aço inoxidável | 5800 |
| Nylon | 2600 |
| Óleo(SAE30) | 1700 |
| Água | 1480 |
| Prata | 3600 |
| Titânio | 6100 |
| Níquel | 5600 |
| Tungstênio | 5200 |
| Magnésio | 5.800 |
| Acrílico | 2.700 |
| Aço Fundido | 4.800 |

As ondas transversais, também denominadas cisalhantes, são definidas quando as partículas do meio vibram na direção perpendicular ao que se propagam. Os planos das partículas mantêm a mesma distância entre si, apenas movendo-se de forma vertical, como pode ser visto na Figura 2.19 (ANDREUCCI, 2002).

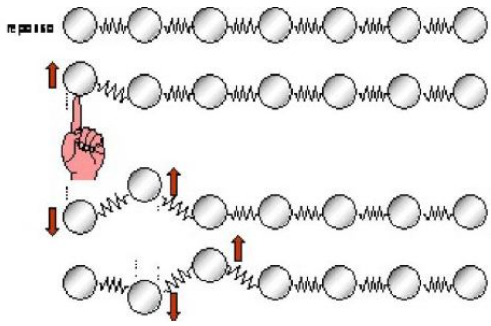


Figura 2.19: Ondas transversais. Fonte (ANDREUCCI, 2002)

As ondas transversais não se propagam em líquidos e nem em meios gasosos, devido as características das ligações entre partículas nesses meios (ANDREUCCI, 2002). A Tabela 2 apresenta uma lista com diversos materiais e as respectivas velocidades de propagação das ondas transversais.

Tabela 2.2: Velocidade de propagação de ondas transversais. Fonte (ANDREUCCI, 2002)

| Material | Velocidade m/s |
|---|---|
| Ar | - |
| Alumínio | 3100 |
| Cobre | 2300 |
| Acrílico | 1100 |
| Ouro | 1200 |
| Aço | 3200 |
| Aço Inoxidável | 3100 |
| Aço Fundido | 2400 |
| Nylon | 1100 |
| Óleo(SAE30) | - |
| Água | - |
| Prata | 1600 |
| Titânio | 3100 |
| Níquel | 3000 |
| Magnésio | 3000 |

As ondas superficiais (Rayleigh) são conhecidas pelas características de propagação na superfície de meios sólidos e, devido ao complexo movimento oscilatório das partículas na superfície, possuem uma velocidade de propagação 10% menor que a das ondas transversais. Já as ondas de Lamb são geradas a partir das ondas longitudinais que incide segundo um ângulo de inclinação em relação ao plano e se propagam na superfície dele (ANDREUCCI, 2002).

### 2.5.3. Atenuação de Ondas Mecânicas

Ao percorrer um material, a onda ultrassônica sofre os efeitos de dispersão e absorção em sua trajetória, resultando na diminuição da sua energia durante a propagação (KRAUTKRÄMER, 1983).

A atenuação consiste na soma dos efeitos de dispersão e absorção de energia pela rede cristalina do material (RIBEIRO, 2017). A dispersão ocorre devido a matéria não ser homogênea, como, por exemplo, metal fundido onde são encontrados grãos de carbono de grafite, os quais podem contribuir para o espalhamento do feixe. O espalhamento do feixe ocorre devido à microestrutura do material. A redução da amplitude do sinal ultrassônico e da energia total do feixe sônico principal ocorrem devido ao contorno de grãos atuando como superfícies refletoras, os quais são responsáveis por gerar inúmeros ruídos no sinal (RIBEIRO, 2017). O fenômeno da absorção é definido como a conversão de energia mecânica em energia térmica em um meio elástico durante a propagação do feixe sônico (ANDREUCCI, 2002). A equação 2.41 pode ser utilizada para calcular a atenuação de uma onda mecânica se propagando em um meio sólido

$$P = P_0 e^{-\alpha d} \tag{2.41}$$

em que $P_0$ é a potência de entrada, $d$ é a distância e $\alpha$ é o coeficiente de atenuação.

### 2.5.4. Impedância Acústica

A impedância está relacionada ao som que se propaga através dos materiais sob a influência da pressão sonora. As moléculas ou átomos de um sólido são ligados elasticamente um ao outro. O excesso da pressão resulta em uma onda que se propaga através do sólido (BRITANNICA, 2019). A impedância acústica ($Z$) de um material é definida como o produto de sua densidade ($\rho$) pela velocidade acústica ($V$), conforme a equação 2.42 (BRITANNICA, 2019)

$$Z = \rho . V \tag{2.42}$$

Em função da impedância de dois meios, podem ser calculadas as quantidades de energia refletida e transmitida que ocorrem em um feixe ultrassônico ao incidir em uma interface entre dois materiais diferentes. As Equações 2.43 e 2.44 mostram, respectivamente, o coeficiente de energia transmitida e energia refletida (RIBEIRO, 2017).

$$T = 1 - R \tag{2.43}$$

$$R = \frac{(Z_2 - Z_1)^2}{(Z_2 + Z_1)^2} \tag{2.44}$$

em que *R* é o coeficiente de energia refletida, *T* é o coeficiente de energia transmitida e $Z_1$e $Z_2$ são, respectivamente, as impedâncias acústica dos meios 1 e 2.

### 2.5.5. Ondas em Uma Barra Circular Infinita

Os modos de propagação em uma barra circular são três. São os modos longitudinal, modo torção e modo flexão. A referência para o desenvolvimento analítico a seguir foi obtido de (ROSE, 1999). A equação 2.45 parte da equação vetorial do movimento de Navier.

$$(\lambda + 2\mu)\nabla\phi - 2\mu\nabla x\omega = \rho\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \tag{2.45}$$

em que *u* é o vetor de deslocamento da onda propagante, $\lambda$ é a primeira constante de Lamé's, $\mu$ é o módulo de cisalhamento, $\phi$ é a dilatação e $\omega$ é o vetor de rotações, sendo os dois últimos definidos pelas equações 2.4 e 2.47, que são válidas em qualquer sistema de coordenadas.

$$\omega = \frac{1}{2}\nabla x u \tag{2.46}$$

$$\phi = \nabla . u \tag{2.47}$$

Considerando o eixo *Z* o eixo longitudinal, que também é a direção de propagação da onda guiada, utilizando a equação 2.45 em coordenadas cilíndricas, temos as equações 2.48, 2.49 e 2.50.

$$(\lambda + 2\mu)\frac{\partial\phi}{\partial r} - \frac{2\mu}{r}\frac{\partial\omega_z}{\partial\theta} + (2\mu)\frac{\partial\omega_\theta}{\partial z} = \rho\frac{\partial^2 u_r}{\partial t^2} \tag{2.48}$$

$$(\lambda + 2\mu)\frac{1}{r}\frac{\partial\phi}{\partial\theta} - 2\mu\frac{\partial\omega_r}{\partial z} + 2\mu\frac{\partial\omega_z}{\partial r} = \rho\frac{\partial^2 u_\theta}{\partial t^2} \tag{2.49}$$

$$(\lambda + 2\mu)\frac{\partial\phi}{\partial z} - \frac{2\mu}{r}\frac{\partial(r\omega_\theta)}{\partial r} + \frac{2\mu}{r}\frac{\partial\omega_r}{\partial\theta} = \rho\frac{\partial^2 u_z}{\partial t^2} \tag{2.50}$$

em que $\omega_r, \omega_\phi$ *e* $\omega_z$ são as componentes do vetor de rotação nas coordenadas cilíndricas. As expressões dos vetores de rotação e dos coeficientes de dilatação em coordenadas cilíndricas são dadas pelas equações 2.51 a 2.54.

$$\emptyset = \frac{1}{r}\frac{\partial(ru_r)}{\partial r} + \frac{1}{r}\frac{\partial(u_\theta)}{\partial \theta} + \frac{\partial u_z}{\partial z} \tag{2.51}$$

$$2\omega_r = \frac{1}{r}\frac{\partial u_z}{\partial \theta} - \frac{\partial u_\theta}{\partial z} \tag{2.52}$$

$$2\omega_\theta = \frac{\partial u_r}{\partial z} - \frac{\partial u_z}{\partial r} \tag{2.53}$$

$$2\omega_z = \frac{1}{r}\left[\frac{\partial(ru_\theta)}{\partial r} - \frac{\partial u_r}{\partial \theta}\right] \tag{2.54}$$

As componentes de tensão na superfície externa da barra são obtidos a partir das relações tensão-deformação e da lei de Hooke, e são dadas pelas equações 2.55, 2.56 e 2.57.

$$\sigma_{rr} = \lambda\emptyset + 2\mu\frac{\partial u_r}{\partial r} \tag{2.55}$$

$$\sigma_{r\theta} = \mu\left[\frac{1}{r}\frac{\partial u_r}{\partial \theta} + r\ \frac{\partial\left(\frac{u_\theta}{r}\right)}{\partial r}\right] \tag{2.56}$$

$$\sigma_{rz} = \mu\left(\frac{\partial u_r}{\partial \theta} + r\ \frac{\partial u_z}{\partial r}\right) \tag{2.57}$$

Vamos considerar a propagação harmônica de onda plana ao longo da barra. Para o caso geral de vibração, os deslocamentos podem ser expressos em variáveis separadas pelas equações 2.58, 2.59 e 2.60.

$$u_r = U(r)\cos n\theta e^{i(kz-\omega t)} \tag{2.58}$$

$$u_\theta = V(r)\sin n\theta e^{i(kz-\omega t)} \tag{2.59}$$

$$u_z = W(r)\cos n\theta e^{i(kz-\omega t)} \tag{2.60}$$

Em que *n* pode ser zero ou um valor inteiro. Há três tipos de vibração em uma barra circular, porém neste trabalho somente será examinado o deslocamento longitudinal, uma vez que foram os únicos modos de propagação excitados nas configurações experimentais.

## 2.5.6. Modos Longitudinais

Em cilindro circular sólido, as ondas longitudinais mostram simetria de revolução $\left(\frac{\partial}{\partial\theta} = 0\right)$, com componentes nas direções radiais e axial diferente de zero e nulo na direção $u_\theta = 0$. As ondas longitudinais correspondem ao caso em que $n = 0$ nas equações 2.58, 2.59 e 2.60. Os modos longitudinais são representados esquematicamente na Figura 2.20. Estes modos são designados como L(0,j), onde j = 0, 1, 2 e indicam o número do modo no espectro de frequência.

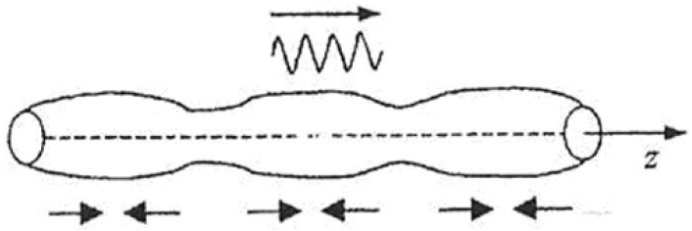



Figura 2.20: Modos longitudinais em uma barra cilíndrica.

Em primeiro lugar, vamos utilizar os potenciais de Lamé $(\emptyset, \psi, \chi)$, que estão relacionados com os potenciais de Helmholtz pela equação 2.61

$$\Psi_{Helmholtz} = \Psi_{Lame} e_z + \nabla X(\chi_{Lame} e_z) \tag{2.61}$$

em que $e_z$ é o vetor unitário na direção *Z*. Os deslocamentos se obtém a partir de $\emptyset, \psi, \chi$, mediante a equação 2.62.

$$u = L + M + N \tag{2.62}$$

em que L, M e N têm as seguintes equações, em notação vetorial, dada em coordenadas cilíndricas pelas equações 2.63, 2.64 e 2.65.

$$L = \nabla\emptyset = \left[\frac{\partial\emptyset}{\partial r}, \frac{1}{r}\frac{\partial\emptyset}{\partial\theta}, \frac{\partial\emptyset}{\partial z}\right]^T \tag{2.63}$$

$$M = \nabla x(\psi e_z) = \left[\frac{1}{r}\frac{\partial\psi}{\partial\theta}, \frac{\partial\psi}{\partial r}, 0\right]^T \tag{2.64}$$

$$N = \nabla x\nabla x(\chi e_z) = \nabla\left(\frac{\partial\chi}{\partial z}\right) - (\nabla^2\chi)\, e_z = \left[\frac{\partial^2\chi}{\partial r\partial z}, \frac{1}{r}\frac{\partial^2\chi}{\partial\theta\partial z}, \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\,\frac{\partial\chi}{\partial r}\right) - \frac{1}{r^2}\frac{\partial^2\chi}{\partial\theta^2}\right]^T \tag{2.65}$$

Para tanto, utilizamos os potenciais de Lamé, que satisfazem as equações de onda, como mostra as equações 2.66, 2.67 e 2.68

$$\nabla^2 \emptyset = \frac{1}{c_L^2}\frac{\partial^2 \emptyset}{\partial t^2} \tag{2.66}$$

$$\nabla^2 \chi = \frac{1}{c_T^2}\frac{\partial^2 \chi}{\partial t^2} \tag{2.67}$$

$$\nabla^2 \psi = \frac{1}{c_L^2}\frac{\partial^2 \psi}{\partial t^2} \tag{2.68}$$

em que $C_L$ é a velocidade de cisalhamento. Neste caso, devido a simetria, a solução com relação ao eixo $z$ é dada pela equação 2.69.

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \tag{2.69}$$

Como também $u_\theta = 0$, temos que $\psi = 0$. Portanto, os componentes escalares do vetor de deslocamento em coordenadas cilíndricas $u = (u_r, 0, u_z)$ são dadas pelas equações 2.70 e 2.71.

$$u_r = \frac{\partial \emptyset}{\partial r} + \frac{\partial^2 \chi}{\partial r \partial z} \tag{2.70}$$

$$u_z = \frac{\partial \emptyset}{\partial z} - \frac{\partial^2 \chi}{\partial r^2} - \frac{1}{r}\frac{\partial \chi}{\partial r} \tag{2.71}$$

As tensões são obtidas do deslocamento a partir da lei de Hooke pelas equações 2.72 e 2.73.

$$\sigma_{rr} = 2\mu\frac{\partial u_r}{\partial r} + \lambda\left(\frac{u_r}{r} + \frac{\partial u_r}{\partial r} + \frac{\partial u_z}{\partial z}\right) \tag{2.72}$$

$$\sigma_{rz} = \mu\left(\frac{\partial u_r}{\partial z} + \frac{\partial u_z}{\partial r}\right) \tag{2.73}$$

As condições de contorno em $r=a$ são definidas pela equação 2.74.

$$\sigma_{rr} = \sigma_{rz} = 0 \tag{2.74}$$

As ondas harmônicas se propagam pelo cilindro ao longo do eixo z. Com isso, pode se considerar que a solução das equações 2.66 e 2.68 podem ser expressas pelas equações 2.75 e 2.76.

$$\emptyset = G_1(r)e^{i(kz-\omega t)} \tag{2.75}$$

$$\chi = G_2(r)e^{i(kz-\omega t)} \tag{2.76}$$

Quando as equações 2.75 e 2.76 são substituídas pelas equações de onda 2.66 e 2.68 obtermos a equações diferencial 2.77 para $G_j(r)(J = 1,2)$

$$\frac{d^2G_j}{dr^2} + \frac{1}{r}\frac{dG_j}{dr} + \left(\frac{\omega^2}{c_j^2} - k^2\right)G_j = 0 \tag{2.77}$$

em que $c_1 = c_L$ e $c_2 = c_T$. Além disso, os coeficientes $\alpha$ e $\beta$ são definidos pelas equações 2.78 e 2.79.

$$\alpha^2 = \frac{\omega^2}{c_L^2} - k^2 \tag{2.78}$$

$$\beta^2 = \frac{\omega^2}{c_T^2} - k^2 \tag{2.79}$$

A equação 2.77 é a equação de Bessel, cujas soluções gerais são dadas pelas equações 2.80 e 2.81.

$$G_1(r) = AJ_0(\alpha r) \tag{2.80}$$

$$G_2(r) = BJ_0(\beta r) \tag{2.81}$$

Os termos $Y_0(\alpha r)$ e $Y_0(\beta r)$ são descartados pela singularidade que apresentam na origem. Substituindo as equações 2.80 e 2.81 em 2.75 e 2.76, os potenciais podem ser definidos pelas equações 2.82 e 2.83.

$$\emptyset = AJ_0(\alpha r)e^{i(kz-\omega t)} \tag{2.82}$$

$$\chi = BJ_0(\beta r)e^{i(kz-\omega t)} \tag{2.83}$$

As expressões dos deslocamentos, substituindo as equações 2.82 e 2.83 em 2.70 e 2.71, se transformam nas equações 2.84 e 2.85

$$u_r = [AJ'_0(\alpha r) + BikJ'_0(\beta r)]e^{i(kz-\omega t)} \quad (2.84)$$

$$u_z = [AikJ_0(\alpha r) + \beta^2 BJ_0(\beta r)]e^{i(kz-\omega t)} \quad (2.85)$$

em que $J'_0(\alpha r) = \frac{d}{dr}[J_0(\alpha r)]$. Levando em conta as propriedades das funções de Bessel, temos a equação 2.86.

$$J'_0(x) = -J_1(x) \quad (2.86)$$

Aplicando a regra da cadeia obtemos a equação 2.87.

$$J'_0(\alpha_1) = -\alpha_1 J_1(\alpha_1); \quad J'_0(\beta r) = -\beta J_1(\beta r) \quad (2.87)$$

Considerando a equação 2.87, as equações 2.84 e 2.85 se apresentam na forma das equações 2.88 e 2.89.

$$u_r = [-\alpha AJ_1(\alpha r) - ik\beta BJ_1(\beta r)]e^{i(kz-\omega t)} \quad (2.88)$$

$$u_z = [ikAJ_0(\alpha r) + \beta^2 BJ_0(\beta r)]e^{i(kz-\omega t)} \quad (2.89)$$

Definindo $C = \beta B$, s equações 2.88 e 2.89 podem ser expressas na forma das equações 2.90 e 2.91.

$$u_r = [-\alpha AJ_1(\alpha r) - ikCJ_1(\beta r)]e^{i(kz-\omega t)} \quad (2.90)$$

$$u_z = [ikAJ_0(\alpha r) + \beta CJ_0(\beta r)]e^{i(kz-\omega t)} \quad (2.91)$$

Em uma superfície cilíndrica com $r$=$a$, as tensões devem ser zero. Substituindo as equações 2.90 e 2.91 na equação 2.72 para $\sigma_{rr} = 0$ para $r$=$a$ e dividindo por $2\mu$, obtemos a equação 2.92.

$$\left[-\frac{1}{2}(\beta^2 - k^2)J_0(\alpha a) + \frac{\alpha}{a}J_1(\alpha a)\right]A + \left[-ik\beta J_0(\beta a) + \frac{ik}{a}J_1(\beta a)\right]C = 0 \quad (2.92)$$

Da condição $\sigma_{rz} = 0$ em $r$=$a$, temos a equação 2.93.

$$[-2ik\alpha J_1(\alpha a)]A - (\beta^2 - k^2)J_1(\beta a)C = 0 \quad (2.93)$$

Temos um sistema de equações homogêneas de 2 equações com 2 incógnitas. Somente quando o determinante da matriz do sistema for nulo, haverá soluções não triviais. Essas soluções correspondem aos modos de propagação das ondas guiadas na barra. O determinante do sistema é definida pela expressão 2.94.

$$\frac{2\alpha}{a}(\beta^2 - k^2)J_1(\alpha a)J_1(\beta a) - (\beta^2 - k^2)J_0(\alpha a)J_1(\beta a) - 4k^2\alpha\beta J_1(\alpha a)J_0(\beta a) = 0 \quad (2.94)$$

A Figura 2.21 representa a velocidade da fase dos modos longitudinais versus $f * d$, onde $f$ é a frequência em Hz e $d = 2a$ é o diâmetro da seção circular.

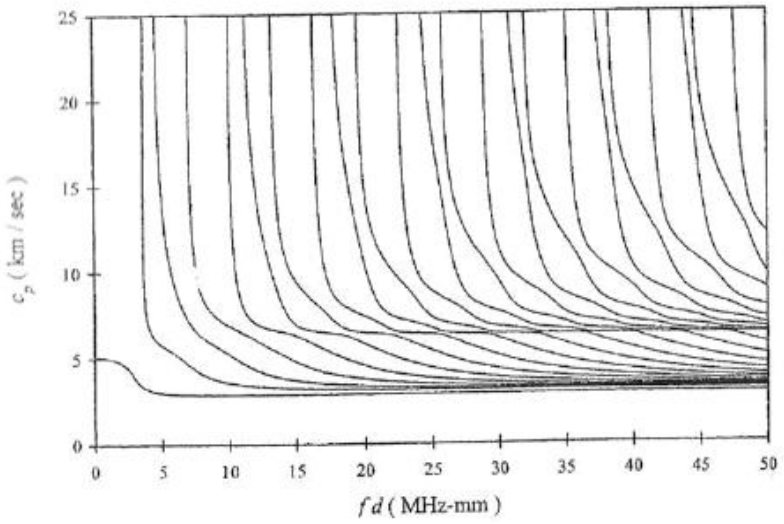



Figura 2.21: Curvas de dispersão de velocidade de fase em uma barra circular. Fonte (ROSE, 1999)

Pode-se observar no gráfico da Figura 2.21 que quanto maior a frequência, maior o número de modos se propagando na barra. A frequência de corte, quando um determinado modo para de se propagar, ocorre quando a velocidade de fase aumenta significativamente. Isso faz com que a velocidade de grupo do modo tende a zero e ele para de se propagar. Figura 2.22 mostra as curvas de dispersão para velocidade de grupo.

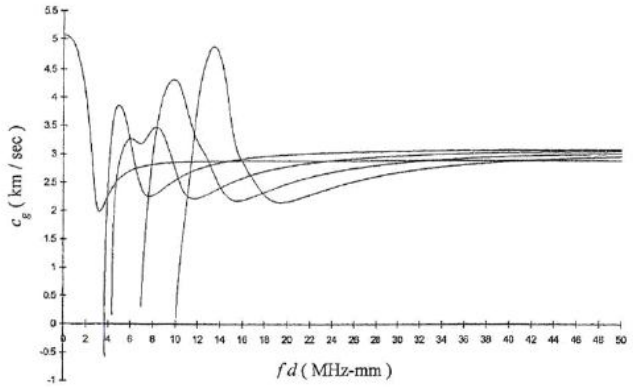



**Figura 2.22**: curvas de dispersão para velocidade de grupo em uma barra circular. Fonte (JOSEPH, 1999)

# Capítulo 3 – OFDM SIMULADOR

A parte experimental deste trabalho de pesquisa teve início com o desenvolvimento de um software de simulação, desenvolvido em ambiente MATLAB, que permitiu executar os primeiros experimentos em bancada. A Figura 3.1 mostra a tela principal do OFDM SIMULAÇÃO. Vários parâmetros da modulação podem ser configurados. São eles, o M-QAM, o número de subportadoras, a frequência de amostragem do sinal modulado, o prefixo cíclico, a relação sinal ruído, número de símbolos transmitidos por subportadora, transmissão em OFDM banda base ou OFDM modulado em AM-SSB, a frequência da portadora AM-SSB e a largura de banda do sinal OFDM. São fornecidos a quantidade de bits de erro do frame transmitido, a SNR e a BER da transmissão. O botão '**Osciloscópio**' configura remotamente os parâmetros Amplitude, Base de tempo e Número de pontos do osciloscópio utilizado no experimento. O botão '**Transmitir**' dá início a transmissão do sinal e o botão '**Fechar**', fecha o aplicativo.

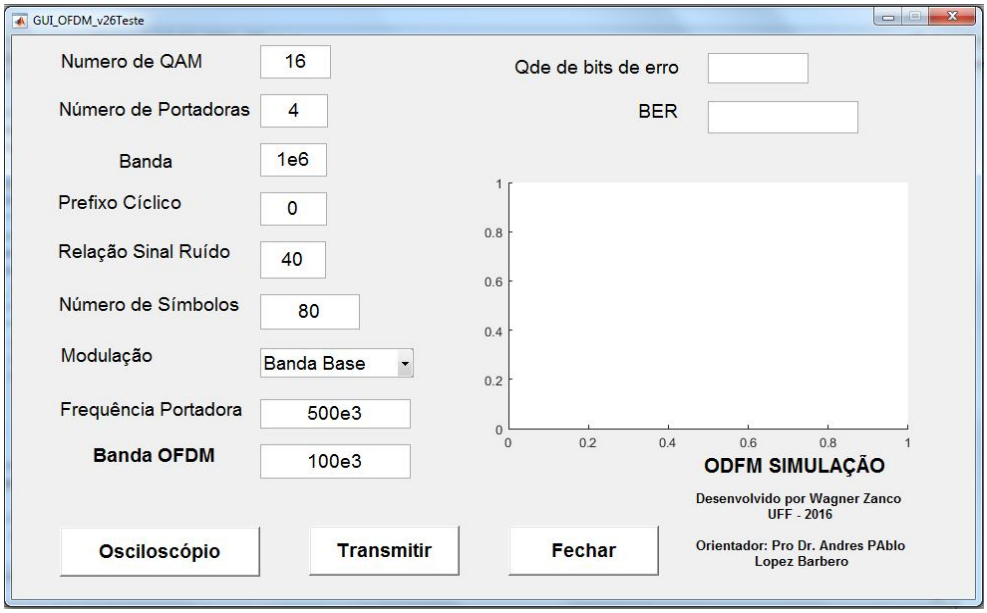



Figura 3.1**:** Tela principal do OFDM SIMULAÇÃO.

O software OFDM SIMULAÇÃO gera o sinal modulado OFDM, o qual é modulado em amplitude, por meio da modulação AM-SSB, na frequência de 500 kHz. O sinal modulado resultante é enviado para o gerador de funções arbitrário, que se encarrega de converter o

sinal virtual, vindo do MATLAB, em um sinal real (conversor digital analógico - DAC) variando no tempo. O sinal de saída do gerador de funções, após passar pelo canal, é enviado para o osciloscópio, o qual desempenha a função de um conversor analógico digital - ADC. Por meio de comandos remotos, o sinal aquisitado pelo osciloscópio retorna ao software OFDM SIMULAÇÃO, que faz a sua demodulação e, consequentemente, recupera o sinal de informação.

A Figura 3.2 mostra o diagrama em blocos do sistema de modulação/demodulação implementado no software OFDM SIMULAÇÃO. Um gerador de sequência pseudo aleatória gera uma sequência randômica de bits que serão transmitidos. Os bits são paralelizados e convertidos em pontos da constelação M-QAM. Na sequência é efetuada a simetria Hermitiana, a qual possibilitará que após a IFFT só existam números reais. Após ser efetuada a IFFT, o símbolo OFDM é serializado e, em seguida, é inserido o prefixo cíclico. O sinal OFDM, que até este ponto está em banda base, é interpolado para se ajustar a nova frequência de amostragem, exigida para atender ao teorema de Nyquist na modulação AM-SSB. A modulação AM-SSB é necessária para que o sinal esteja dentro da faixa de freqüência de atuação dos transdutores piezoelétricos, que é de 500 kHz. Ela converte o sinal OFDM em banda base para banda passante. Em seguida o sinal modulado passa por um conversor D/A (gerador de sinais arbitrários). O sinal passa então pelo canal. Um osciloscópio faz o papel de conversor A/D que, na aquisição do sinal, faz uma super amostragem.

## 3.1. Diagrama em Blocos

O diagrama em blocos apresentado na Figura 3.2 é o resultado de estudo de implementação da multiplexação OFDM em banda passante, o qual pode ser utilizado tanto em simulações quanto o em aplicações reais. A solução de alguns problemas detectados durante a fase de desenvolvimento como, por exemplo, o sincronismo entre o ADC e o DAC não foi encontrada na literatura pesquisada, tendo a solução sido fruto de um árduo comprometimento entre teoria e prática. Nesta seção vamos examinar de forma mais detalhada cada bloco implementado no software OFDM SIMULAÇÃO e apresentar como eles foram implementados.

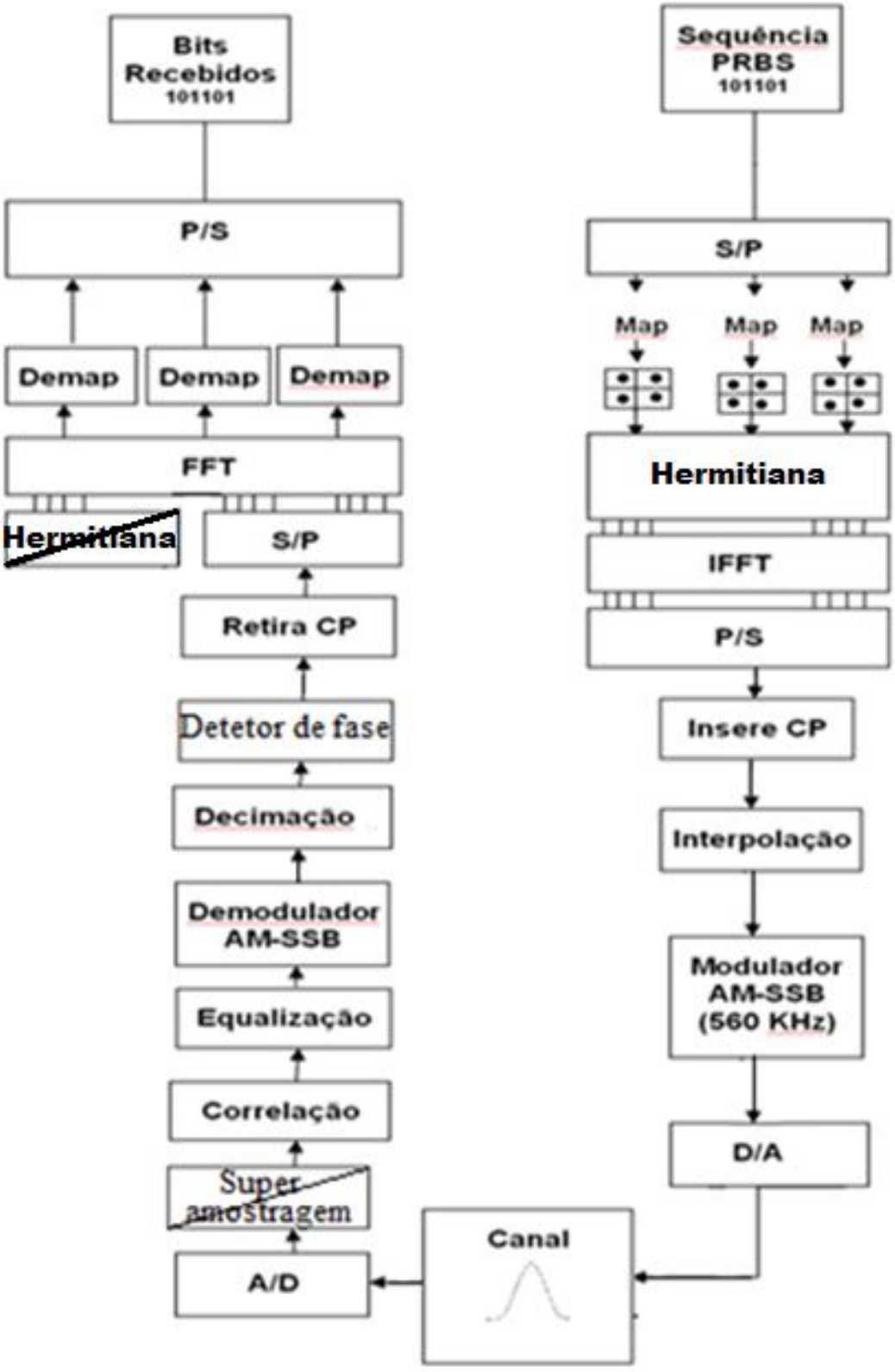



Figura 3.2: Modulação e Demodulação OFDM.

### 3.1.1. Conversor Série-Paralelo

O Bloco conversor S/P converte a sequência de bits que será transmitida em conjuntos de dois, três, quatro etc, os quais são, em seguida, modulados em M-QAM. A quantidade de bits depende do M-QAM utilizado. O número de bits é definido pela equação 3.1.

$$\log_2 M = número\ de\ bits \tag{3.1}$$

### 3.1.2. IDFT com Simetria Hermitiana

Pela definição da transformada discreta inversa de Fourier IDFT, sabe-se que

$$S_n = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j\frac{2\pi kn}{N_{IDFT}}} \tag{3.2}$$

$$n = 0, 1, \dots, N-1$$

em que $S_k$ é o símbolo que modulará a k-ésima subportadora, $S_n$ é o sinal de saída da IDFT, $N_{IDFT}$ é o número de entradas do bloco IDFT e $N$ é o número de subportadoras. A expansão de $S_n$ leva a equação 3.3.

$$S_n = \frac{1}{N}\left(S_0 + S_1 e^{j\frac{2\pi}{N}n} + S_2 e^{j\frac{2\pi}{N}2n} + S_3 e^{j\frac{2\pi}{N}3n} + \cdots + S_{N-2} e^{j\frac{2\pi}{N}(N-2)n} + S_{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}(N-1)n}\right) \tag{3.3}$$

Além disso, podemos afirmar que $e^{j\frac{2\pi}{N}(N-1)n} = e^{j\frac{-2\pi}{N}n}$.

Desta forma, a equação de saída da IDFT pode ser expressa na forma da equação 3.4.

$$S_n = \frac{1}{N}\left(S_0 + S_1 e^{j\frac{2\pi}{N}n} + S_2 e^{j\frac{2\pi}{N}2n} + S_3 e^{j\frac{2\pi}{N}3n} + \cdots + S_{N-2} e^{j\frac{-2\pi}{N}2n} + S_{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}n}\right) \tag{3.4}$$

O elemento $S_0$ é chamado de elemento ou nível DC e está associado à subportadora 0. Se os complexos $S_k$ podem ser escritos da forma:

$$S_0 = 0$$

$$S_{N-1} = S_1^*$$

$$S_{N-2} = S_2^*$$

$$S_{N-3} = S_3^*$$

$$\dots$$

Assim, a saída da IDFT só terá valores reais e será descrito pela equação 3.5

$$S_n = \frac{2}{N}\left[d_1 cos\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{N}n\right) + d_2 cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{N}2n\right) + \cdots + d_{\frac{N-1}{2}} cos\left(\theta_{\frac{N-1}{2}} + \frac{2\pi}{N}\frac{N-1}{2}n\right)\right] \quad (3.5)$$

sendo $d_k$ e $\theta_k$, respectivamente, o módulo e fase do símbolo $k$. A Figura 3.3 mostra a organização das entradas no bloco da IDFT com a simetria hermitiana.

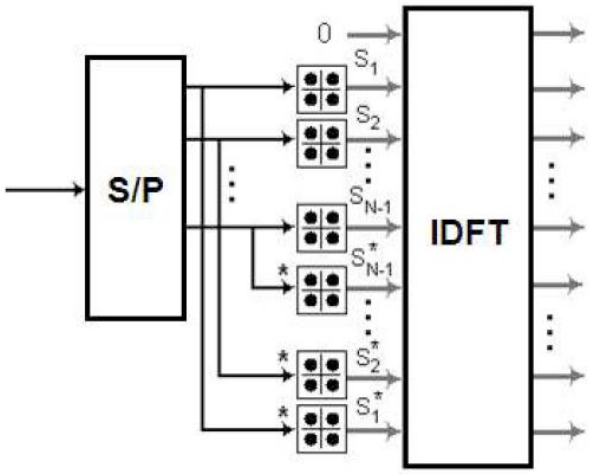



Figura 3.3: Bloco IDFT com a simetria Hermitiana. Fonte (NETO, 2009)

Para reduzir a complexidade do cálculo da transformada de Fourier, pode ser utilizada uma IFFT, ao invés da IDFT. Para isso, é necessário que a IFFT tenha um número de entradas igual a potência de 2. Isso pode ser feito incluindo subportadoras zeradas (*zero padding*) até que o número de portadoras seja uma potência de 2. Para que o espectro do sinal fique centrado no intervalo de frequências, as subportadoras zeradas devem ser incluídas nas extremidades da IFFT. Portanto, para que a simetria Hermitiana seja mantida, é necessário que outra subportadora zerada seja adicionada ao bloco da IFFT. Esta subportadora é chamada de "subportadora de Nyquist". A Figura 3.4 mostra o bloco IFFT com simetria Hermitiana e *zero padding*.

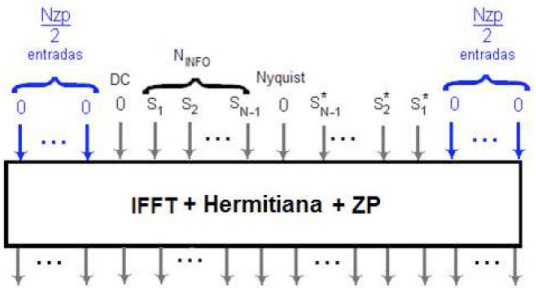



Figura 3.4: IFFT com simetria Hermitiana e *zero padding*. Fonte (NETO, 2009)

A simetria hermitiana reduz os efeitos da PAPR, uma vez que torna o histograma do sinal de saída mais quadrado. Como consequência, a potência do sinal no tempo pode ser aumentada, contribuindo para uma melhor SNR.

### 3.1.3. Conversor Paralelo-Série - PS

A função deste bloco é serializar a saída do bloco IDFT. Se cada subportadora estiver transmitindo mais de um símbolo, o sinal de saída do bloco IDFT será uma matriz com número de linhas igual ao número de símbolo transmitido por cada subportadora. A função do PS é serializar esta informação, que nada mais é do que o sinal multiplexado OFDM em banda base.

### 3.1.4. Prefixo Cíclico

O prefixo cíclico foi abordado no item 2.2.2 do capítulo 2 e o seu objetivo é preencher o intervalo de guarda para minimizar os efeitos da ISI. Além disso, o prefixo cíclico facilita o cálculo da resposta em frequência do canal.

No software OFDM SIMULAÇÃO, o prefixo cíclico é inserido antes do símbolo OFDM, e é preenchido com um trecho do final do mesmo. Como já foi dito no início deste capítulo, é possível configurar o prefixo cíclico no software OFDM SIMULAÇÃO. Utilizar um prefixo cíclico muito grande pode melhorar a SNR. No entanto, ele reduz a taxa de transmissão efetiva, uma vez que uma cópia de parte do símbolo é transmitida, onde poderia estar sendo transmitidos outros símbolos. O bloco 'Insere CP' adiciona o prefixo cíclico ao sinal ODFM que será transmitido e o bloco 'Retira CP', retira do sinal OFDM o prefixo cíclico.

### 3.1.5. Interpolação

O intervalo de amostragem, dado pela equação 2.2, é $T_b = \frac{1}{2B}$, sendo $B$ a largura de banda do sinal OFDM em banda base e $T_b$ o tempo decorrido entre as amostras. Se, por exemplo, a largura de banda do sinal OFDM for de 100 kHz, $T_b$ será de 5 $\mu$s. Como o sinal também será modulado em AM-SSB, com uma frequência de 500 kHz, $T_b$ passará a ser de $1\mu s$. Devido à super amostragem que ocorre no DAC, com vias a melhorar a sincronização no tempo (ver item 2.3.1), é possível configurar a largura de banda que será utilizada para o cálculo da frequência de amostragem no DAC. Se a banda do DAC for configurada em 5 MHz, o intervalo de amostragem será de 100 ns. Esta é a configuração padrão do software

OFDM SIMULAÇÃO, podendo ser alterada caso aja necessidade. No ADC a frequência de amostragem é cinco vezes maior e, no exemplo citado acima, o intervalo de amostragem seria de 20 ns. A super amostragem aplicada no ADC tem por objetivo realizar o sincronismo de tempo da transmissão e, consequentemente, evitar a degradação do sinal.

### 3.1.6. Modulação AM-SSB

Foi necessário impor uma segunda modulação ao sinal de informação devido ao fato de que os transdutores operam em uma frequência de 500 kHz, com uma largura de banda de 150 kHz. A modulação AM-SSB foi o sistema de modulação escolhido devido ao fato de que ela ocupa uma largura de banda da mesma magnitude da largura de banda do sinal de informação (ver item 2.4). O software OFDM SIMULAÇÃO permite transmitir o sinal OFDM em banda base ou modulado em AM-SSB, podendo escolher a frequência da portadora em que o sinal será modulado. A modulação AM-SSB possibilita que a largura de banda ocupada pelo sinal modulado seja a mesma largura de banda do sinal OFDM. Testes experimentais preliminares mostraram que a modulação AM-SSB teve uma performance melhor que a modulação em frequência (FM) e a modulação em fase (PM), na transmissão do sinal OFDM.

### 3.1.7. Conversor D/A - DAC

Foi utilizado como DAC um gerador de funções arbitrárias, com uma resolução de 14 bits e uma tensão de saída de pico a pico de 5 V. Com uma resolução de 14 bits, o DAC tem uma tensão de passo de 305 $\mu V$. A tensão de passo adiciona um ruído ao sinal amostrado, uma vez que esta é a tensão mínima entre dois *steps* de tensão. O intervalo de amostragem utilizado pelo DAC é dado pela equação 3.6.

$$T_a = \frac{1}{2B} \tag{3.6}$$

em que $T_a$ é o tempo decorrido entre duas amostras e $B$ é a largura de banda configurada no software OFDM SIMULAÇÃO. A equação 3.7 permite calcular o tempo de amostragem, que é o tempo de duração do símbolo ($T_s$). O tempo de duração do símbolo é calculado pela equação 3.7

$$T_s = T_a . Q_p \tag{3.7}$$

em que $Q_p$ é a quantidade de pontos de saída da IDFT, que nada mais é do que o sinal modulado que será transmitido, no domínio do tempo. Em todas as transmissões efetuadas nas diversas configurações experimentais utilizadas neste trabalho, o tempo de duração do símbolo é de 4 ms.

### 3.1.8. Conversor A/D - ADC

O ADC utilizado neste trabalho foi um osciloscópio digital com uma resolução de 8 bits e 500 k pontos de aquisição, em uma janela de 10 ms. Pode-se observar que a resolução do DAC não é a mesma do ADC. Esta limitação adiciona um ruído ao sinal aquisitado. Se a escala vertical do osciloscópio estiver calibrada em 1 Vpp, o ruído adicionado ao sinal poderá ser de até 3 mV. Quanto maior a escala vertical, maior vai ser o ruído adicionado ao sinal na conversão A/D. Para melhorar o sincronismo de tempo, a aquisição do ADC foi feita por super amostragem. O intervalo de amostragem do sinal aquisitado é de 20 ns, cinco vezes menor que o utilizado pelo DAC. Isso significa que a frequência de amostragem no ADC será cinco vezes maior.

Como a duração de todos os símbolos transmitidos é de 4 ms, a escala horizontal do osciloscópio foi configurada em 10 ms. Isso significa que o osciloscópio mostra dois símbolos e meio em cada janela temporal de aquisição. Esta é uma informação importante e será utilizada com relevância pelo bloco que faz a correlação.

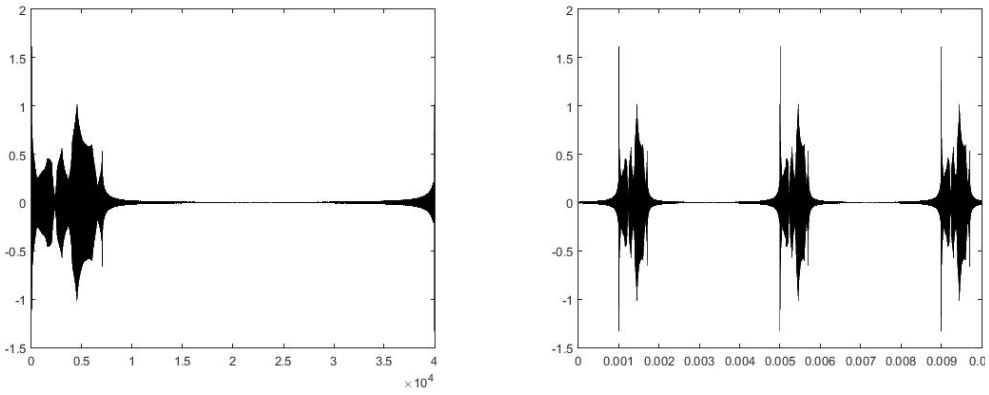
## 3.1.9. Eliminando a Super amostragem

Vimos no item 3.1.5 que foi implementado uma super amostragem, tanto do ADC quanto no DAC. A freqüência de amostragem utilizada de 20 ns significa que o sinal foi aquisitado em uma frequência cinco vezes maior que a necessária. Isso foi necessário para manter o sincronismo de tempo da transmissão. O objetivo deste bloco é reduzir a frequência de amostragem aos níveis exgidos pelo teorema de Nyquist, para que o sinal transmitido possa ser reconstituído. Em outras palavras, é o mesmo que reduzir o número de pontos aquisitados do ADC (500 k pontos) para 100.000, mantendo a mesma janela temporal. Isso significa que o intervalo de amostragem, após ter sido retirada a super amostragem, será de 100 ns. A eliminação da super amostragem foi implementada por um procedimento chamado decimação. No procedimento de decimação, a super amostragem, que reduziu em cinco vezes o tempo entre as amostras, faz com que as quatro amostras adicionais sejão retiradas,

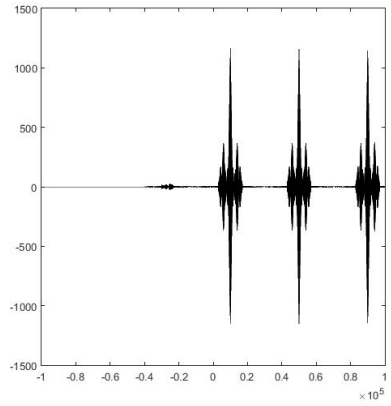
mantendo a mesma janela temporal. Com isso o sinal passa a ter 100 k pontos com os mesmos 10 ms de janela temporal de aquisição.

## 3.10. Correlação

A correlação é uma ferramenta estatística que permite, dentre outras coisas, calcular a similaridade entre dois sinais no tempo. Várias são as formas de utilizar a correlação para recuperar o sinal de informação transmitido. Algumas delas formam citadas no item 2.3.2. Neste trabalho, a correlação foi utilizada para recuperar o símbolo aquisitado pelo osciloscópio. Como pode ser visto na Figura 3.5b, a janela temporal do osciloscópio abriga dois símbolos e meio, cujos valores aquisitados estão armazenados em um vetor com 100 k amostras, uma vez que a super amostragem do sinal já foi retirada. A Figura 3.5a mostra o sinal que foi transmitido. e a Figura 3.5c mostra o gráfico de correlação. Os picos do gráfico de correlação são os pontos onde os sinais comparados possuem a maior semelhança. A rotina de correlação retorna o elemento do vetor onde tem início a parte do gráfico correspondente aos picos. Sabendo que o símbolo transmitido possui 40 k pontos, basta retirar do vetor as próximas 40 k amostras. Elas correspondem ao símbolo transmitido.




(a) (b)




(c)

Figura 3.5: Correlação. (a) Sinal Transmitido; (b) Sinal aquisitado; (c) Gráfico de correlação.

Na transmissão apresentada na Figura 3.5, o gráfico de correlação possui dois picos de maior intensidade (os dois primeiros), os quais correspondem aos dois símbolos inteiros aquisitados. O terceiro pico, de menor intensidade, corresponde ao símbolo que não foi aquisitado integralmente.

### 3.1.11. Equalização

Os itens 2.3.4 e 2.3.5 abordaram o assunto da equalização. A equalização tem por objetivo anular as distorções adicionadas à informação transmitida, devido a função de transferência do canal, ruídos e as dispersões que ocorrem no canal devido ao multipercurso dos diferentes modos de propagação. A equalização *zero forcing* foi a técnica de equalização escolhida devido ao fato dela ser de fácil implementação e oferecer bons resultados nas diversas configurações experimentais utilizadas neste trabalho.

Em todas as configurações experimentais utilizadas neste trabalho, a transmissão consistiu no envio de vários símbolos sequencialmente, podendo ser configurada a quantidade de iterações em cada transmissão. O primeiro símbolo transmitido, o símbolo de equalização, é utilizado no cálculo da função de transferência do canal de transmissão. Isso foi feito, no domínio da frequência, dividindo o sinal que sai do canal de transmissão pelo sinal que entra no canal de transmissão. Seja G(*f*) o sinal que sai do canal de transmissão, aquisitado pelo ADC, e *F*(*f*) o sinal transmitido. A função de transferência do canal de transmissão será dada pela equação 3.8.

$$h(f) = \frac{G(f)}{F(f)} \tag{3.8}$$

Os próximos símbolos transmitidos, que no domínio da frequência são representados por $G_1(f)$, serão divididos por $h(f)$. Essa divisão nada mais é do que o produto do sinal recebido pelo inverso da frequência do canal, reconstituindo o sinal transmitido. Como explicado anteriormente, a equalização *zero forcing* também amplifica o ruído e não é indicada para meios excessivamente ruidosos, que não é o caso.

### 3.1.12. Demodulação AM-SSB

Depois da equalização, o sinal em banda passante, modulado em AM-SSB, é demodulado. Após a demodulação o sinal volta a ser um sinal OFDM em banda base, cuja largura de banda pode ser configurada.

### 3.1.13. Decimação

Neste ponto, o sinal OFDM em banda base tem uma frequência de amostragem necessária à modulação AM-SSB, e vai ter a sua frequência de amostragem reduzida para se adequar ao teorema de Nyquist. Isso é feito por meio da decimação. A frequência de amostragem, caso a banda do sinal OFDM fosse de 100 kHz, é reduzida de 100 ns para 5 $\mu$s. Ver exemplo citado no item 3.1.5. O cálculo do intervalo de amostragem é feito com a equação 3.5.

### 3.1.14. Detector de Fase

A função do bloco detector de fase é restabelecer a fase do sinal caso ele esteja defasado. A defasagem do sinal transmitido pode mudar de fase após o procedimento de correlação. A detecção de fase é obtida por meio do cálculo do valor máximo obtido após a soma dos sinais transmitido e recebido. Se o sinal recebido estiver fora de fase, o valor máximo será menor. Além de detectar a fase do sinal OFDM em banda base recebido, o detector de fase restabelece a fase do sinal.

### 3.1.15. Coversor Série-Paralelo - SP

Este bloco converte de série para paralelo o sinal OFDM em banda base. Uma matriz do tipo símbolos *x* subportadoras é criado após a paralelização do sinal. Esta matriz armazena em suas colunas os bits transmitidos em cada símbolo, por cada subportadora e, em suas linhas, armazena a quantidade de símbolos transmitidos por subportadora.

### 3.1.16. Demultiplexando o Sinal OFDM Com a FFT

Este bloco é o responsável por demultiplexar o sinal OFDM. Isso é feito fazendo o sinal passar por uma FFT, que irá devolver os pontos da constelação. Além de demultiplexar o sinal OFDM, este bloco também retira do sinal o *zero padding*, ou seja, as subportadoras zeradas que foram incluídas na modulação para gerar a simetria Hermitiana. O sinal de saída da FFT possui módulo e fase. Após a demultiplexação, é calculado e definido onde cada ponto da constelação vai ser alocado. A equação 3.9 foi utilizada para calcular a distância entre o ponto ideal, onde ele deveria estar e o ponto real, onde ele caiu,

$$Dist = \sqrt{(Q_{ideal} - Q_{norm})^2 + (I_{ideal} - I_{norm})^2} \tag{3.9}$$

$Dist$ é o parâmetro utilizado para a decisão de onde deverá ser alocado o ponto da constelação recebido. Será atribuído a ele o ponto da constelação onde a distância entre o ponto ideal e o ponto real for menor. Em seguida é efetuada uma verificação que compara os bits transmitidos com os bits recebidos, parâmetro utilizado para o cálculo da BER, por meio da equação 2.31. A Figura 3.6 apresenta a constelação de uma transmissão OFDM com 10 kHz de largura de banda, BER de 4,8e-7 e uma SNR de 20,8 dB. Na transmissão foi inserido um ruído gaussiano de 20 dB. Pode-se observar que o valor do ruído inserido no sinal é praticamente o mesmo que o valor medido.

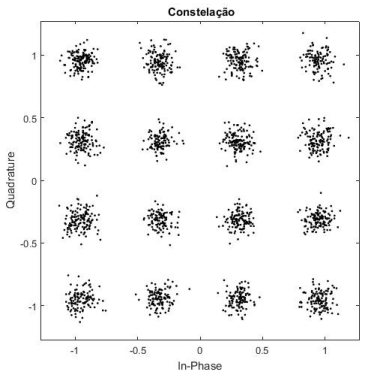



Figura 3.6: Costelação 16-QAM.

# Capítulo 4 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os experimentos realizados para a obtenção de dados para este trabalho se resumiram em cinco configurações experimentais. Na primeira delas, a transmissão OFDM foi efetuada tomando como base o *back-to-back* elétrico, com a inclusão de um ruído gaussiano de 30 dB. Na segunda etapa a transmissão OFDM foi efetuada com transdutores piezoelétricos conectados na configuração *back-to-back*. Na terceira etapa, a transmissão OFDM foi efetuada com a inclusão, entre os transdutores piezoelétricos, de uma barra metálica de aço inox de 1 m de comprimento por 40 mm de diâmetro. A quarta etapa consistiu na transmissão OFDM por uma barra metálica de aço de 2 m de comprimento por 40 mm de diâmetro. Na quinta e última etapa, a transmissão OFDM foi efetuada por uma barra metálica de aço de 2 m de comprimento por 40 mm de diâmetro, utilizando transdutores de um equipamento de inspeção que utiliza ultrassom na detecção de defeitos em cabos de energia elétrica. Em todas as etapas foi possível efetuar a prova de conceito, sendo possível transmitir dados ultrassônicos utilizando a multiplexação OFDM.

## 4.1. Configuração Experimental I

Na configuração experimental I foi a implementada uma conexão *back-to-back* elétrico. Nessa configuração, o DAC (gerador de funções) é ligado diretamente ao ADC (osciloscópio) por meio de um cabo coaxial. A Figura 4.1 mostra o diagrama em blocos da configuração experimental I.

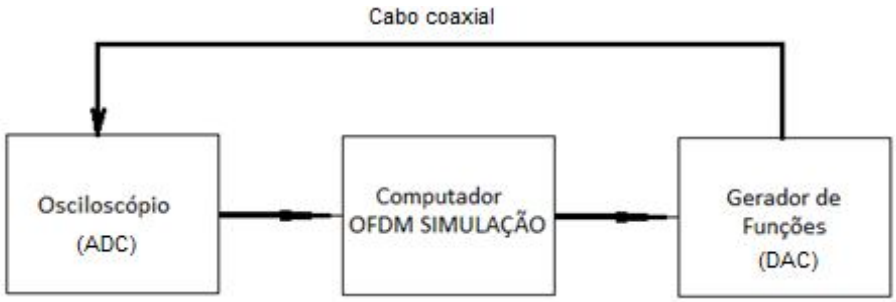



Figura 4.1: Diagrama em blocos do desenvolvimento experimental.

A Figura 4.2 mostra a foto da configuração experimental I. A esquerda pode-se ver o computador PC, onde está sendo executado o software OFDM SIMULAÇÃO, no meio o osciloscópio e à direita o gerador de funções arbitrárias.

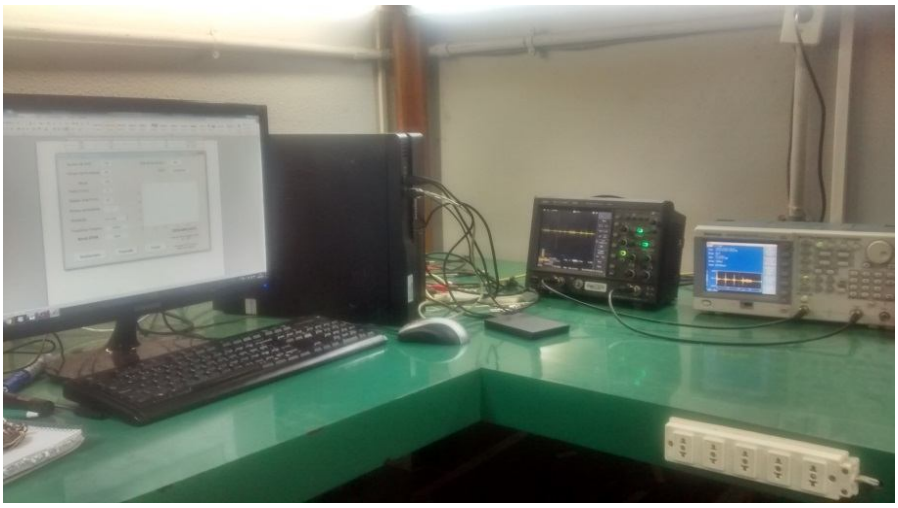


Figura 4.2: Setup experimental I.

. Na conexão *back-to-back* elétrico, a função de transferência do canal é aproximadamente 1. Isso significa que a forma do sinal se mantém inalterado ao passar pelo canal, ou seja, o canal de transmissão não muda as características do sinal transmitido. Desta forma, é possível controlar o nível de ruído do sinal pelo software OFDM SIMULAÇÃO, adicionando ao sinal OFDM um ruído gaussiano.

A Figura 4.3 mostra o resultado de algumas transmissões OFDM efetuadas na configuração *back-to-back* direto. O ruído gaussiano adicionado ao sinal transmitido foi de 30 dB. Pode-se observar que os pontos da constelação estão bem próximos das suas posições ideais.

Todas as configurações mostradas na Figura 4.3 não apresentaram erro de bit, ou seja, a BER é da ordem de $10^{-200}$. Em outras palavras, a BER é tão pequena que o valor foi aproximado para zero. As constelações apresentadas na figura representam os bits que foram transmitidos após a demultiplexação do sinal OFDM.

A Tabela 4.1 mostra algumas configurações utilizadas em diversas transmissões com o setup experimental I, utilizando uma largura de banda para o sinal OFDM de 50 kHz. Como pode ser observado na Figura, até a configuração 64-QAM com 4 subportadoras, não foram verificados erros na transmissão. A medida que o número de subportadoras aumenta, a largura

de banda compartilhada, faz com que a largura de banda reservada para cada subportadora seja reduzida, assim como é reduzida a distância entre elas. Isso pode potencializar a ICI, que pode levar a uma degradação do sinal e, consequentemente, aumentar o número de bits recebidos erroneamente. O mesmo pode ser observado em relação ao M-QAM. Quanto maior o M-QAM, mais próximos uns dos outros estão os pontos da constelação. Isso faz com que o EVM necessário para que um bit seja detectado corretamente seja também reduzido, aumentando a possibilidade de que um ou mais bits possam ser perdidos.

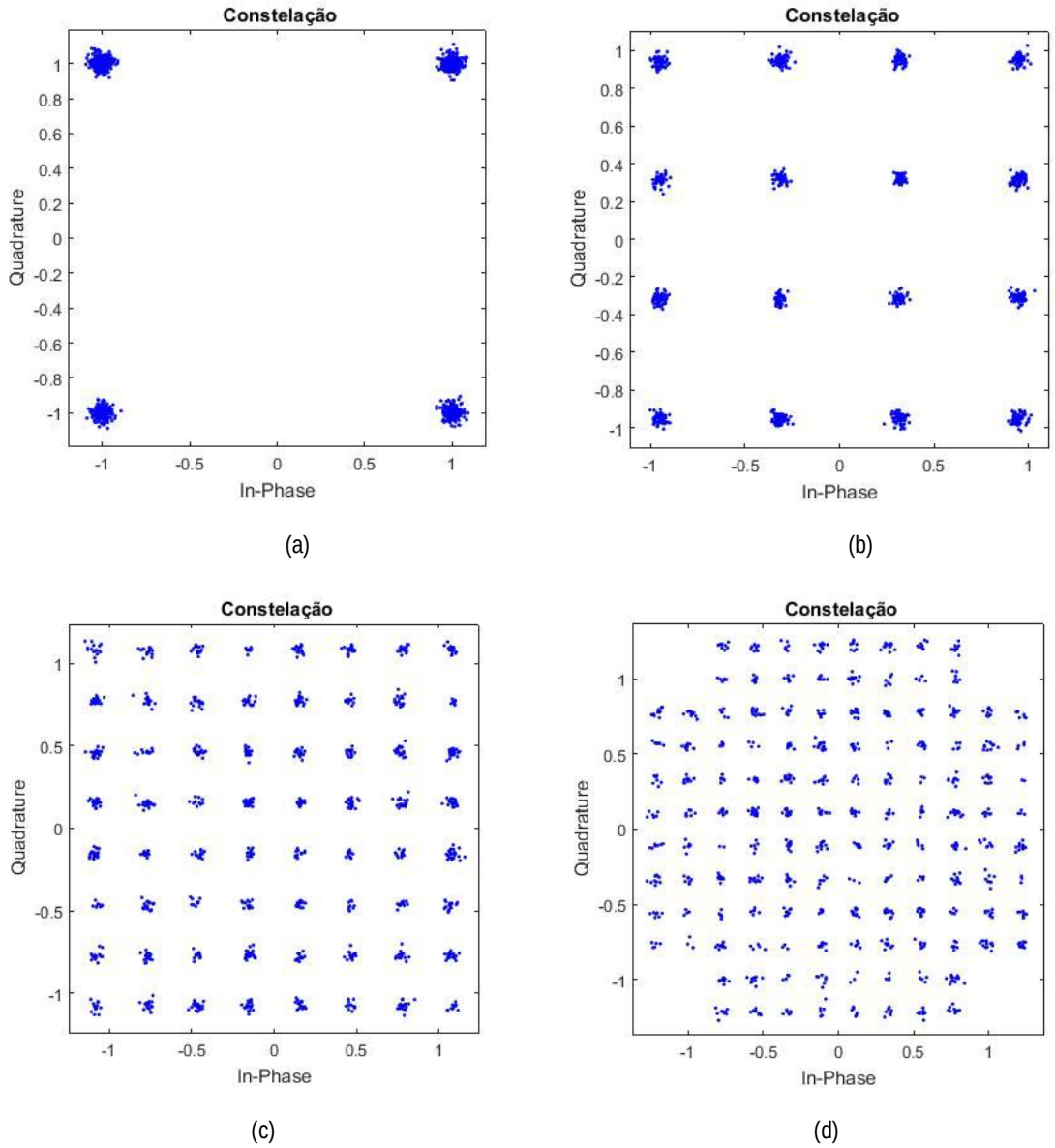



Figura 4.3: Constelação para transmissão *back-to-back* elétrico. (a) 4-QAM com 4 portadoras. (b) 16-QAM com 4 portadoras. (c) 64-QAM com 4 portadoras. (d) 128-QAM com 4 portadoras.

Tabela 4.1**:** Configuração utilizada na transmissão de dados da configuração experimental I.

| M-QAM | Subportadoras | Símbolos por Subportadoras | Banda OFDM (kHz) | BER |
|---|---|---|---|---|
| 4 | 4 | 40 | 50 | 0 |
| 4 | 8 | 20 | 50 | 0 |
| 16 | 16 | 10 | 50 | 0 |
| 16 | 32 | 4 | 50 | 0 |
| 16 | 48 | 1 | 50 | 0 |
| 32 | 4 | 40 | 50 | 0 |
| 32 | 8 | 20 | 50 | 0 |
| 64 | 4 | 40 | 50 | 0 |
| 64 | 48 | 1 | 50 | $41{,}6 \times 10^{-3}$ |
| 128 | 8 | 20 | 50 | 0 |
| 128 | 48 | 1 | 50 | $29{,}7 \times 10^{-3}$ |

## 4.2. Trandutores

Os transdutores piezoelétricos convertem os sinais elétricos provenientes do conversor D/A em ondas ultrassônicas, que se propagam pela barra metálica, na função de transmissor. Operando como receptor, o transdutor converte os sinais ultrassônicos captados no final da barra em sinais elétricos, que são enviados para o conversor A/D. Os transdutores piezoelétricos utilizados nos experimentos operam em uma frequência ultrassônica de 500 kHz, e foram fabricados pela empresa americana Olympus NTD INC, modelo harisonic18-0018-s (TGT, 2018).

O transdutor ou cabeçote é constituído por uma carcaça externa, uma base amortecedora, eletrodos e cristais. Existem três tipos de transdutores piezoelétricos usuais, o reto ou normal, o angular que emite as ondas sônicas em função do ângulo, e o duplo cristal (ANDRADE, 2012). Os transdutores piezoelétricos normais ou retos, chamados de cabeçotes monocristal, geram ondas longitudinais normais à superfície de acoplamento. São construídos a partir de um cristal piezoelétrico colado em um bloco rígido conhecido como amortecedor, que tem a função de absorver as ondas emitidas pela face e servir de apoio para o cristal. A sua parte livre é protegida por uma membrana ou resina protetora (ANDRADE, 2012). A Figura 4.4 mostra todas as partes constituintes do transdutor normal ou reto.

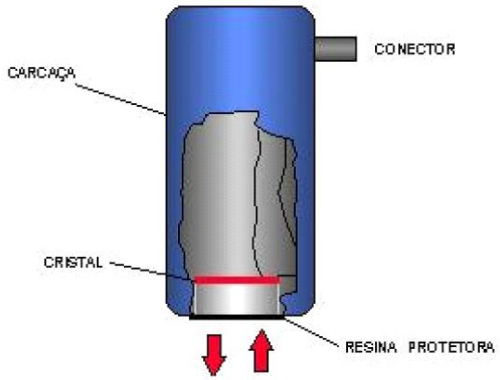



Figura 4.4: Transdutor Normal ou Reto. Fonte (ANDRADE, 2012)

Os transdutores piezoelétricos angulares diferem dos transdutores piezoelétricos retos na forma como o cristal determina o ângulo com a superfície do material. Para obter o ângulo, é inserido a cunha de plástico entre a superfície e o cristal piezelétrico. A cunha pode ser fixa, sendo englobada pela carcaça. Estes transdutores piezoelétricos, na prática, formam diversos ângulos com 35º, 45º, 60º, 70º e 80 graus (ANDRADE, 2012). A Figura 4.5 apresenta cada parte constituinte do transdutor angular.

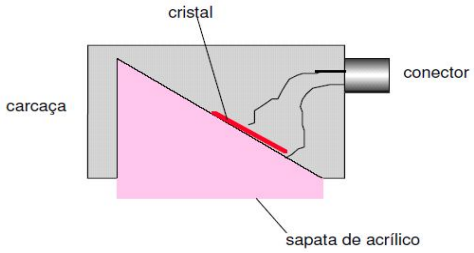



Figura 4.5: Transdutor Angular. Fonte (ANDRADE, 2012)

Os transdutores piezoelétricos Duplo-Cristal ou SE são compostos por dois cristais incorporados na mesma carcaça, separados por um material isolante acústico,e inclinados em relação à superfície de contato. Cada cristal funciona somente como emissor ou como receptor. Os cristais são montados sobre blocos de plástico de baixa atenuação. Este tipo de transdutor é utilizado para medir espessura por ultrassom, por possuir um feixe concentrado em uma área do material em que se deseja uma sensibilidade máxima (ANDRADE, 2012). A Figura 4.6 apresenta cada parte constituinte do transdutor Duplo-Cristal.

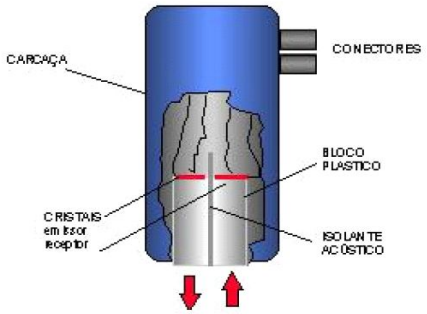



Figura 4.6: Transdutor Duplo- Cristal. Fonte (ANDRADE, 2012)

## 4.3. Configuração Experimental II

A configuração experimental II incluiu a introdução de um par de transdutores piezoelétricos, operando em uma frequência ultrassônica de 500 kHz. Os transdutores piezoelétricos podem ser vistos na Figura 4.7.



Figura 4.7**:**Transdutores Piezelétricos *Olimpus*, modelo *harisonic*18-0018-s, de 500 kHz.

A caracterização dos transdutores piezoelétricos foi feita com a configuração *back-to-back*. A configuração *back-to-back* consiste em conectar os transdutores piezoelétricos diretamente, um de frente para o outro. O objetivo desta configuração é obter a resposta em frequência do conjunto. A Figura 4.8 mostra uma foto dos transdutores piezoelétricos conectados em *back-to-back*.

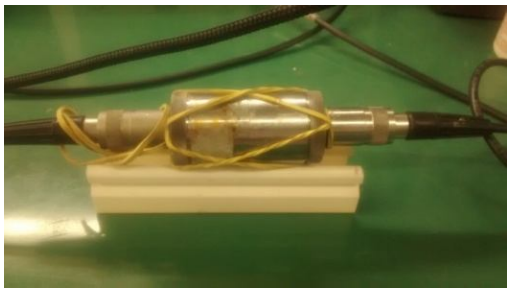


Figura 4.8: Conexão *back-to-back* dos transdutores piezoelétricos.

A caracterização dos transdutores piezoelétricos na configuração *back-to-back* foi feita aplicando ao conjunto um pulso *chirp*, que nada mais é do que uma onda senoidal que varia a frequência no tempo. A Figura 4.9 mostra, respectivamente, os gráficos de resposta temporal do pulso *chirp* e o espectro de frequências da caracterização efetuada nos transdutores piezoelétricos, com a aplicação de um pulso de *chirp* tipo MLF (Modulação Linear de Frequência), com o comprimento do pulso de 100 µs, e a frequência variando entre 100 kHz e 1 MHz. A escolha da duração do comprimento do pulso se deu para que não houvesse interferências das múltiplas reflexões ao ser detectado no final da barra (secção 3.5). A equação do pulso *chirp* pode ser expressa como mostrada na equação 4.1, em que *t* é o tempo, $T$ é a largura do pulso e $\Phi(t)$ é a fase (DOERRY, 2006).

$$X(t) = rect\left(\frac{t}{T}\right)e^{j\Phi(t)} \tag{4.1}$$

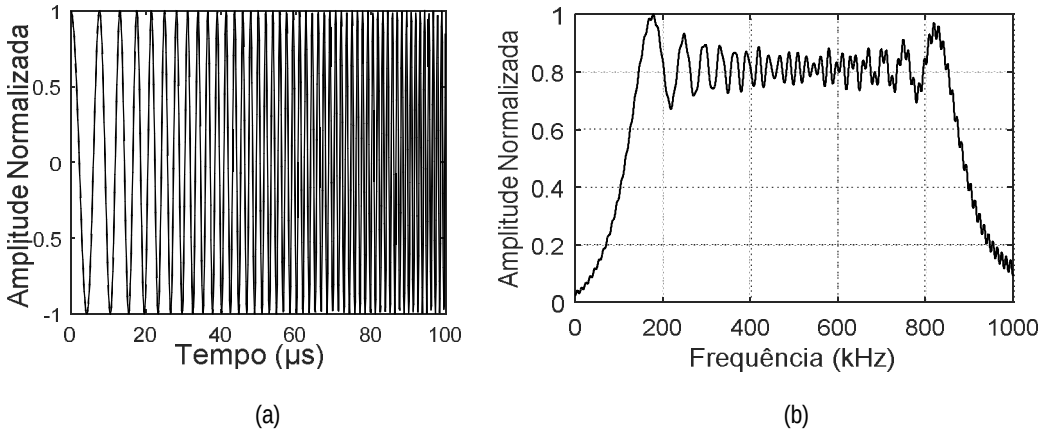
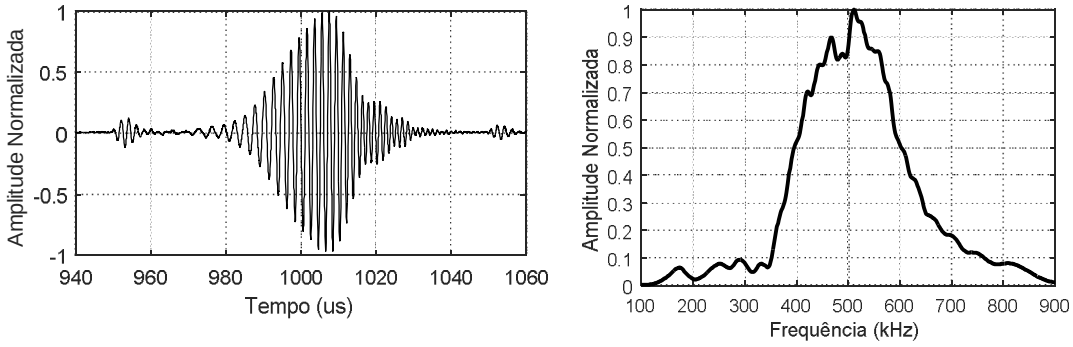



Figura 4.9: Pulso *chirp* utilizado para a caracterização dos transdutores piezoelétricos. (a) sinal no domínio do tempo(b) sinal no domínio da frequência.

A Figura 4.10 mostra, respectivamente, a resposta dos transdutores piezoelétricos ao pulso *chirp*, no tempo e na frequência. As características do pulso *chirp* MLF foram definidas de acordo com os transdutores piezoelétricos, uma vez a frequência de operação nominal é de 500 kHz e a largura de banda é de 150 kHz.

A Figura 4.10a mostra o gráfico de amplitude normalizada da resposta dos transdutores piezoelétricos ao pulso *chirp* em função do tempo. Pode-se observar no gráfico que a frequência de ressonância dos transdutores piezoelétricos está relacionada com a maior amplitude. A amplitude do sinal aumenta à medida que a frequência do pulso se aproxima de 500 kHz; ao se afastar a amplitude diminui. A resposta dos transdutores piezoelétricos em

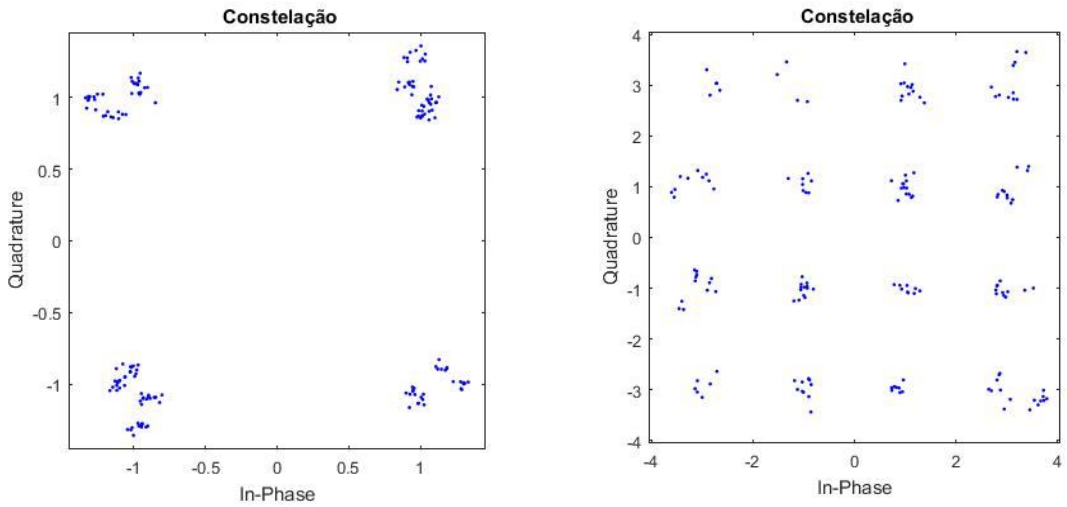
relação ao tempo de duração do pulso mostra que não houve dispersão significativa ao ponto de um pulso *chirp* interferir no pulso seguinte, após 4 ms.



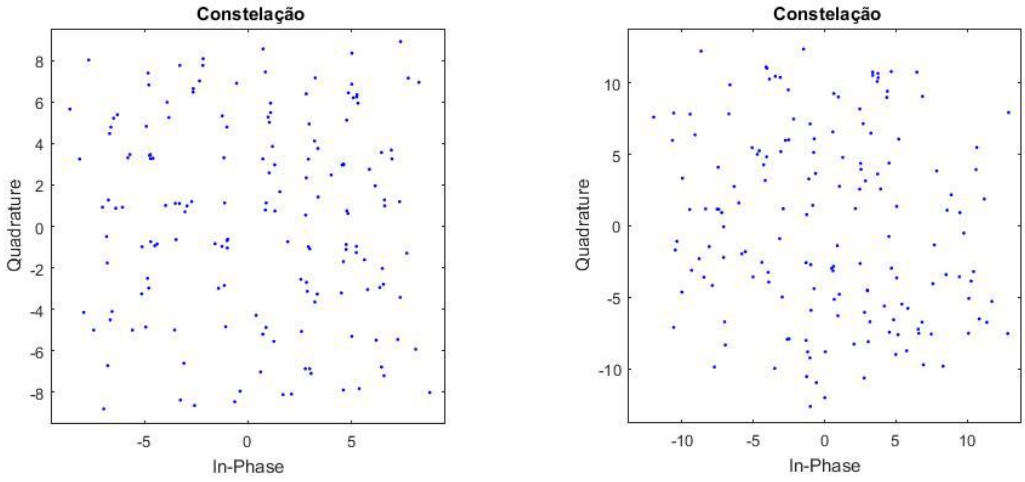

(a) (b)

Figura 4.10: Resposta dos transdutores piezoelétricos ao pulso *chirp*. (a) no domínio do tempo. (b) no domínio da frequência

A figura 4.10b apresenta a resposta em frequência dos transdutores piezoelétricos, tendo como melhor resposta sua frequência de operação de 500 kHz e uma largura de banda de 150 kHz. Esta é uma informação importante para a pesquisa, uma vez que a resposta em freqüência dos transdutores permitiu definir a frequência ideal, dentro da banda, para a transmissão do sinal OFDM. Outra observação importante a respeito da resposta em freqüência dos transdutores é que, como a modulação OFDM em banda base está fora da frequência de operação dos transdutores, foi necessário efetuar uma segunda modulação, no caso, a modulação AM-SSB, para que o sinal de informação pudesse se propagar pelo canal.




4QAM / 4 portadoras 16QAM / 4 portadoras




64QAM/ 4 portadoras 128QAM/ 4 portadoras

Figura 4.11**:** Constelação para transmissão com os transdutores piezelétricos conectados em*back-to-back*, com 4 portadoras com 4QAM, 16QAM, 64QAM e 128QAM.

A Figura 4.11 mostra a constelação obtida após a demodulação do sinal OFDM com os piezelétricos operando conectados em *back-to-back*. É importante ressaltar que a rotina de equalização ainda não tinha sido introduzida no sistema quando foram realizados os experimentos com a configuração experimental II.

A tabela 4.2 mostra algumas configurações utilizadas em diversas transmissões, com os transdutores piezelétricos conectados em *back-to-back*, utilizando uma largura de banda para o sinal OFDM de 50 kHz.

Os principais parâmetros a serem analisados é a BER e a eficiência espectral. A BER especificada como aceitável para este trabalho é da ordem de 10e-3, que significa que poderá ter 1 bit errado para cada 1000 bits transmitidos. Pode-se observar na tabela que até a configuração de 64-QAM com 4 subportadoras a BER foi mantida dentro dos limites aceitáveis.

A eficiência espectral, por sua vez, define a quantidade de bits transmitidos para cada Hertz de frequência da banda ocupada. É a habilidade de uma técnica de modulação de transportar mais dados dentro de uma limitada largura de banda (OLIVERIA, 2008). A eficiência espectral é um parâmetro de comparação entre diversos tipos de modulação. A Tabela 4.3 exibe os limites teóricos para diferentes tipos de técnicas de modulação. Os valores teóricos de eficiência espectral apresentados, no entanto, não são atingidos em sistemas

práticos devido às limitações impostas por moduladores, demoduladores, filtros e canais de transmissão (AGILENTE, 2001)

Tabela 4.2**:** Configuração utilizada na transmissão de dados com os transdutores piezelétricos na configuração *back-to-back.*

| M-QAM | Portadoras | Símbolos por Portadoras | Banda OFDM (kHz) | BER | Eficiência Espectral bits/s/Hz |
|---|---|---|---|---|---|
| 4 | 4 | 40 | 50 | 0 | 1,28 |
| 4 | 8 | 20 | 50 | 0 | 1,28 |
| 4 | 16 | 10 | 50 | 0 | 1,28 |
| 4 | 32 | 4 | 50 | 0 | 1 |
| 4 | 48 | 1 | 50 | 0 | 0,384 |
| 16 | 4 | 40 | 50 | 0 | 2,56 |
| 16 | 8 | 20 | 50 | 0 | 2,56 |
| 16 | 16 | 10 | 50 | 0 | 2,56 |
| 16 | 32 | 4 | 50 | 0 | 2 |
| 16 | 48 | 1 | 50 | 0 | 0,768 |
| 32 | 4 | 40 | 50 | $3,7x10^{-3}$ | 3,2 |
| 32 | 8 | 20 | 50 | $6,25x10^{-3}$ | 3,2 |
| 32 | 16 | 10 | 50 | $8,75x10^{-3}$ | 3,2 |
| 32 | 32 | 4 | 50 | $8,75x10^{-3}$ | 3,2 |
| 32 | 48 | 1 | 50 | $12,5x10^{-3}$ | 0,96 |
| 64 | 4 | 40 | 50 | $8,3x10^{-3}$ | 3,84 |
| 64 | 8 | 20 | 50 | $4,4x10^{-2}$ | 3,84 |
| 64 | 16 | 10 | 50 | $4,2x10^{-2}$ | 3,84 |
| 64 | 32 | 4 | 50 | $5,3x10^{-2}$ | 3 |
| 64 | 48 | 1 | 50 | $7,9x10^{-2}$ | 1,15 |
| 128 | 4 | 40 | 50 | $6,6x10^{-2}$ | 4,48 |
| 128 | 8 | 20 | 50 | $8,6x10^{-2}$ | 4,48 |
| 128 | 16 | 10 | 50 | $7,2x10^{-2}$ | 4,48 |
| 128 | 32 | 4 | 50 | $7,5x10^{-2}$ | 3,58 |
| 128 | 48 | 1 | 50 | $1,1x10^{-1}$ | 1,34 |

Tabela 4.3: Limites teóricos para as principais técnicas de modulação. Fonte (AGILENT, 2001)

| | |
|---|---|
| MSK | 1 *bit/s/Hz* |
| BPSK | 1 *bit/s/Hz* |
| QPSK | 2 *bit/s/Hz* |
| 8PSK | 3 *bit/s/Hz* |
| 16QAM | 4 *bit/s/Hz* |
| 32QAM | 5 *bit/s/Hz* |
| 64QAM | 6 *bit/s/Hz* |
| 256QAM | 8 *bit/s/Hz* |

Podemos observar que a eficiência espectral chegou ao patamar de 3,84, em algumas configurações, com a BER na ordem de 10e-3, sem equalização.

## 4.4. Configuração Experimental III

Esta fase da pesquisa consistiu em transmitir o sinal OFDM por uma barra matálica de aço inox de 1 m de comprimento e 40 mm de diâmetro. O primeiro passo foi caracterizar o canal, que inclui a barra e os transdutores. A Figura 4.12 mostra a configuração experimental III.

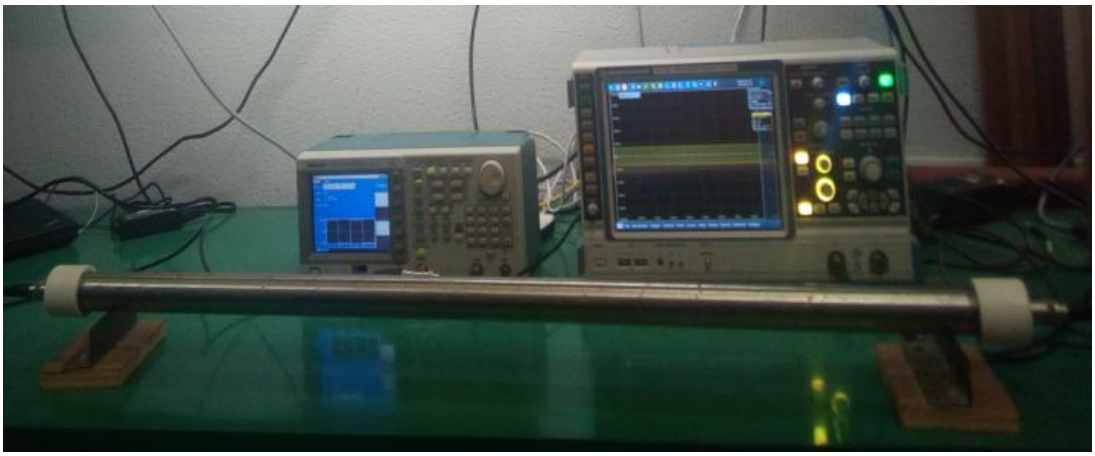


Figura 4.12: Setup experimental III.

Para caracterizar o canal, foi utilizado o mesmo pulso *chirp* (ver Figura 4.9), o mesmo sinal que caracterizou os transdutores na configuração *back-to-back*. A Figura 4.13 mostra três pulsos *chirp* se propagando pelo canal, aquisitado pelo conversor A/D. Pode-se observar a repetição do conjunto de oscilações referentes à resposta ao pulso *chirp* a cada 4 ms. O

primeiro conjunto de oscilações começando em 1,25 ms, depois em 5,25 ms e o último conjunto de oscilações começando em 9,25 ms.

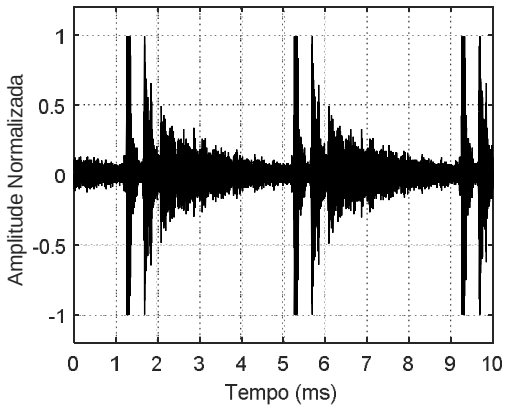



Figura 4.13: Resposta do canal a três pulsos *chirp* sequenciais no domínio do tempo.

Na transmissão do sinal ultrassônico na barra, uma parte do sinal é refletido na extremidade da barra, em sentido contrário ao que o sinal se propaga. O sinal vai se propagando e ecoando na barra de uma extremidade a outra, enquanto houver energia sendo transmitida. A Figura 4.14 mostra a resposta temporal de apenas um pulso *chirp* aplicado no canal.

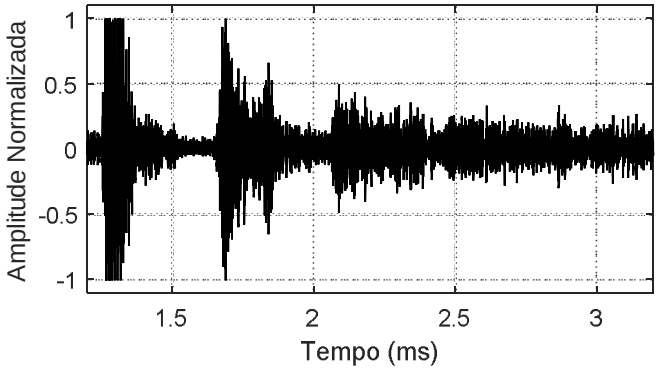



Figura 4.14: Resposta do canal a um pulso *chirp*.

O pulso *chirp* aplicado no canal, se propagou de uma extremidade à outra da barra em 183 µs, uma vez que a velocidade de propagação ultrassônica em uma barra cilíndrica de aço inoxidável austenítico, que é de 5.740 m/s (TGT, 2019).

A figura 4.15 mostra o gráfico, em dB, tanto da resposta em frequência dos transdutores piezoelétricos em configuração *back-to-back*, quanto da resposta em frequência do canal (transdutores piezoelétricos e barra). A análise do gráfico mostra que a melhor resposta em frequência dos transdutores piezoelétricos foi obtida em 511 kHz e sua largura de banda,

obtida a partir da análise espectral do sinal recebido, é de 150 kHz (430 a 580 kHz). A melhor resposta em frequência do canal, o qual inclui a barra cilíndrica metálica, foi obtida em 470 kHz, tendo outros picos em 490, 530 e 560 kHz. Assim, conclui-se que a inclusão da barra cilíndrica metálica na composição do canal alterou a sua resposta em frequência, se comparada com a resposta em frequência do canal formado apenas pelos transdutores piezoelétricos. Isso trará consequências quando o sinal multiplexado em OFDM se propagar pela barra, uma vez que a resposta em frequência não é linear ao longo da banda, a qual é compartilhada pelas subportadoras.

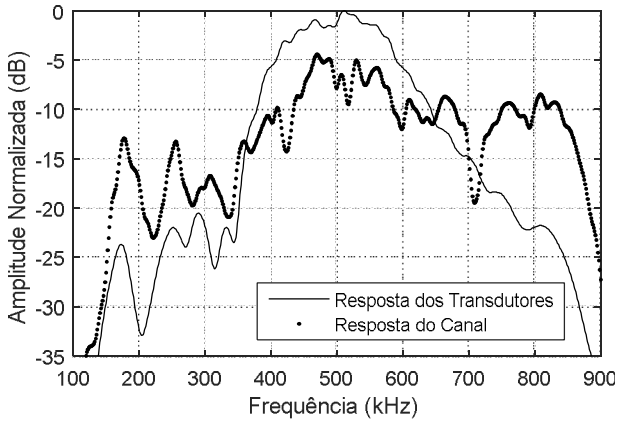



Figura 4.15: Resposta em frequência dos transdutores piezoelétricos (*back-to-back*) e do canal, em dB.

A Tabela 4.4 apresenta os resultados obtidos nas transmissões pelo canal. Nela são apresentados os resultados das diferentes configurações utilizadas nas transmissões. As configurações que apresentaram as melhores taxas de transmissão foi 4-QAM, 64 subportadoras e largura de banda de 100 kHz e 8-QAM, 40 subportadoras e largura de banda de 100 kHz. As taxas de transmissão obtidas nessas configurações foram de 240 kbps e 225 kbps, respectivamente. A eficiência espectral obtida foi de 2,4 b/s/Hz e 2,25 b/s/Hz. Com um BER na ordem de $10^{-3}$ e $10^{-4}$, essas configurações se enquadram nos parâmetros exigidos para a transmissão de dados de telemetria.

A largura de banda do canal é de 120 kHz (450 a 570 kHz), considerando-se como critério de corte o decaimento de 3 dB de potência. Isso limita a largura da banda base do sinal OFDM que será transmitido. A Tabela 4.4 mostra que foram efetuadas transmissões com diversas larguras de banda, especificamente, de 20 kHz a 200 kHz, ultrapassando a largura de banda especificada para o canal. Isso foi feito devido a necessidade de realizar transmissões com a maior banda OFDM possível, a fim de fornecer a maior taxa de transmissão, usando

como referência uma BER da ordem de $10^{-3}$. Testes mostraram que larguras de banda maiores que 200 kHz comprometeram a equalização do sinal recebido e, consequentemente, impossibilitaram a recomposição do sinal.

Tabela 4.4: Configurações utilizadas na transmssão

| QAM | Subportadoras | Taxa de Transmissão (kbps) | Banda OFDM (kHz) | Eficiência Espectral (bits/s/Hz) | BER Medido |
|---|---|---|---|---|---|
| 4 | 60 | 200 kbps | 100 | 2,00 | 1,60E-04 |
| 4 | 64 | 240 kbps | 100 | 2,40 | 1,00E-03 |
| 4 | 128 | 460 kbps | 200 | 2,30 | 1,00E-02 |
| 8 | 40 | 225 kbps | 100 | 2,25 | 3,30E-04 |
| 8 | 60 | 300 kbps | 100 | 3,00 | 1,80E-02 |
| 16 | 10 | 80 kbps | 20 | 4,00 | 1,00E-02 |
| 16 | 12 | 90 kbps | 40 | 2,25 | 1,20E-02 |
| 16 | 19 | 155 kbps | 40 | 3,88 | 3,05E-02 |

As maiores taxas de eficiência espectral, 2,4 b/s/Hz e 2,25 b/s/Hz, foram alcançadas com as mesmas configurações em que se obteve as maiores taxas de transferência. Lembramos que a melhoria da eficiência espectral não foi objeto de estudo deste trabalho, ficando a mesma a cargo de estudos futuros.

As Figuras 4.16a e 4.16b mostram as constelações das configurações que obtiveram a maior taxa de transferência no canal, para uma BER menor que $10^{-3}$.

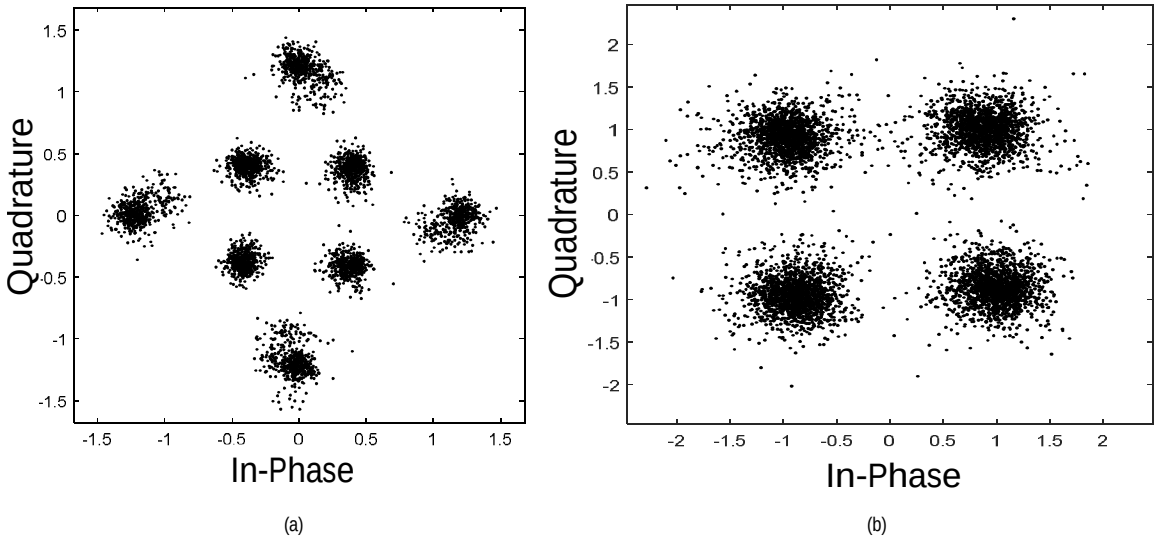



Figura 4.16: Constelação com as melhores taxas de transmissão: (a) taxa de 225 kbps, (b) taxa de transmissão de 240 kbps.

A Figura 4.17 mostra a BER apresentada por cada subportadora na configuração 16 QAM, 10 subportadoras, largura de banda do sinal OFDM de 40 kHz. A figura mostra também a relação da BER com a resposta em frequência do canal, representada pela atenuação do sinal propagado em função da frequência. Pode-se observar que quanto maior a atenuação do canal em uma dada frequência, maior a BER da subportadora transmitida naquela frequência. Este resultado é importante para trabalhos futuros, servindo como base para a implementação de algoritmos adaptativos para otimização da taxa de transferência.

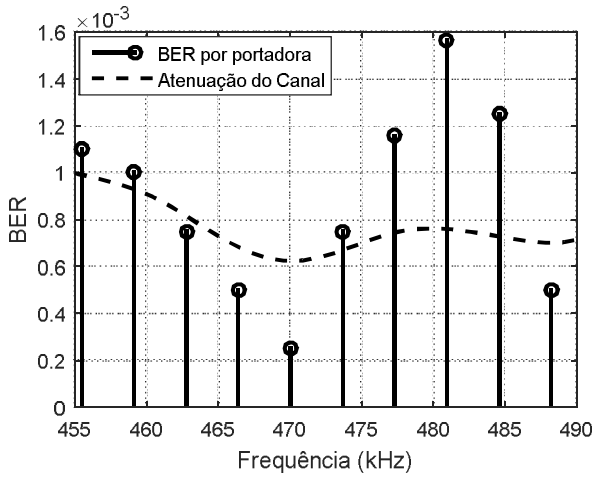



Figura 4.17: Relação entre a BER das subportadoras transmitidas em função da resposta em frequência do canal.

## 4.5. Configuração Experimental IV

Na configuração experimental IV, a barra de aço inox de 1 m de comprimento e 40 mm de diâmetro foi substituída por uma barra de aço de 2 m por 40 mm de diâmetro. A Figura 4.18 mostra a foto da configuração experimental IV.



Figura 4.18: Configuração experimental IV.

A Figura 4.19 mostra o espectro em frequência da resposta ao pulso *chirp*, utilizado para caracterizar o conjunto barra-transdutores. Pode-se observar na figura que o maior ganho no sinal ocorre nas frequências próximas a 500 kHz, que é a frequência de operação dos transdutores. O eixo vertical representa a amplitude normalizada.

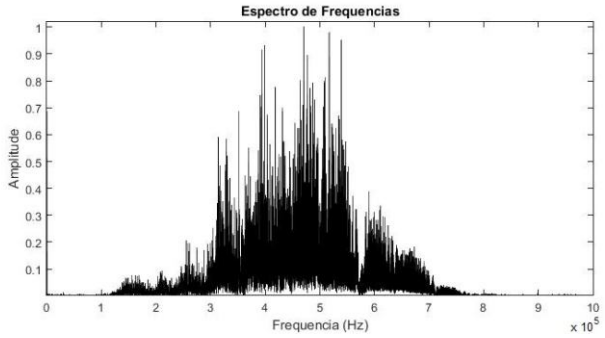


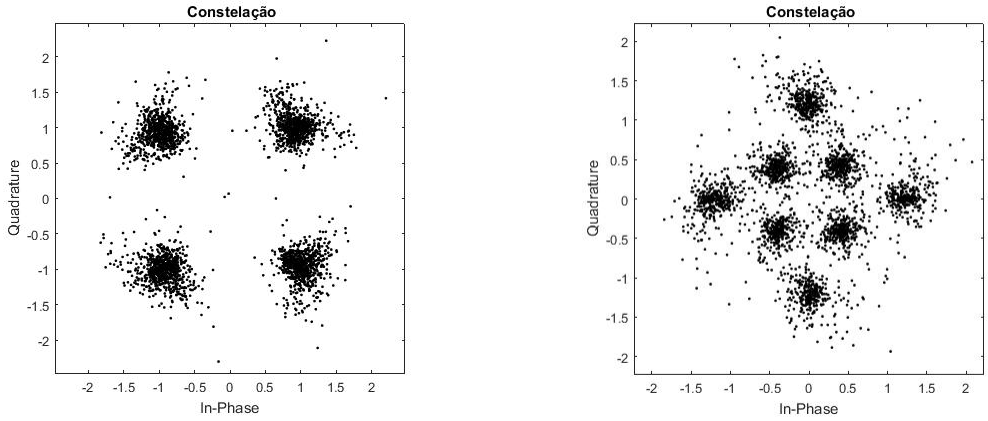

Figura 4.19: Espectro em frequência da resposta ao pulso *chirp* da barra de aço de 2 m.

A Tabela 4.5 apresenta o resumo das configurações utilizadas na transmissão OFDM pela barra. Pode-se observar na tabela que a configuração que obteve uma maior taxa de transmissão foi com 8-QAM e 60 subportadoras. Além disso, a configuração 16-QAM com 10 subportadoras obteve a maior eficiência espectral.

Tabela 4.5: Configurações utilizadas na transmissão.

| M-QAM | Subportadoras | Taxa de Transmissão (kbps) | Banda OFDM (kHz) | Eficiência Espectral (bits/s/Hz) | BER Medido |
|---|---|---|---|---|---|
| 4 | 5 | 4 kbps | 20 | 0,20 | 6,70E-06 |
| 4 | 10 | 8 kbps | 20 | 0,40 | 8,71E-08 |
| 4 | 64 | 230 kbps | 100 | 2,30 | 1,94E-04 |
| 8 | 40 | 225 kbps | 100 | 2,25 | 7,60E-03 |
| 8 | 60 | 345 kbps | 100 | 3,45 | 4,60E-03 |
| 16 | 10 | 80 kbps | 20 | 4,00 | 7,80E-04 |
| 16 | 22 | 170 kbps | 40 | 4,25 | 5,10E-03 |

A Figura 4.20 mostra a constelação das duas configurações que obtiveram a maior taxa de transferência para um BER menor que $10^{-3}$.




(a) (b)

Figura 4.20: Constelação com as melhores taxas de transmissão: (a) taxa de 230 kbps, (b) taxa de transmissão de 345 kbps.

## 4.6. Configuração Experimental V

Na configuração experimental V foram utilizados transdutores de um equipamento de inspeção que utiliza ondas mecânicas para a detecção de defeitos em cabos de energia elétrica. O equipamento aplica pulsos de ondas ultrassônicas, as quais se propagam pelo cabo. Caso tenha algum defeito no cabo como, por exemplo, um rompimento, as ondas refletidas são captadas pelo equipamento, que calcula a distância, com base no tempo em que as ondas refletidas levam para retornar ao ponto onde elas foram injetadas. A Figura 4.21 mostra os diversos componentes do equipamento de inspeção.

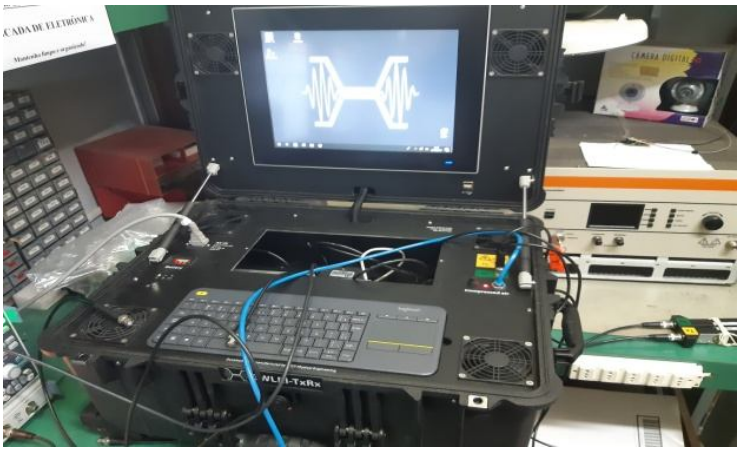


Figura 4.21: Equipamento de inspeção.

A figura 4.22 mostra o transdutor utilizado para enviar e receber as ondas ultrassônicas. A frequência de operação vai de 10 kHz a 100 kHz, com uma freqüência de ressonância fundamental de 10 kHz.




Figura 4.22: Transdutor RX.

Diferente das configurações experimentais III e IV, que utilizam um único transdutor para transferir as ondas ultrassônicas para a barra, o equipamento de inspeção utiliza um conjunto de transdutores ligados em paralelo. A Figura 4.23 mostra a barra metálica cilíndrica com os transdutores conectados nas suas extremidades.

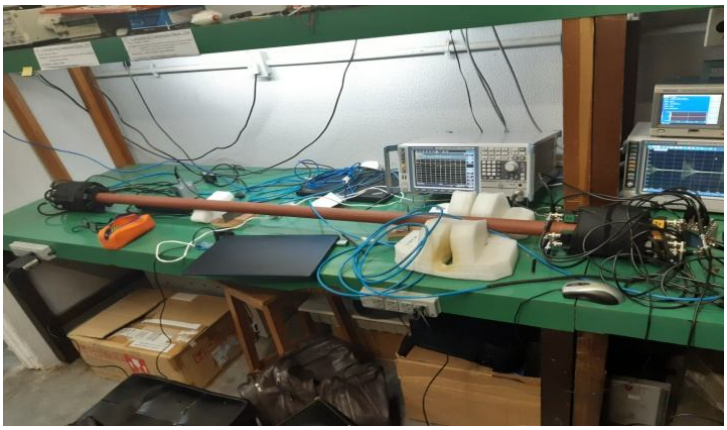


Figura 4.23: Transdutores do equipamento de inspeção conectados à barra cilíndrica.

A caracterização dos transdutores foi efetuada por meio da aplicação de um pulso *chirp* nos transdutores conectados em *back-to-back*, como mostra a Figura 4.24.




Figura 4.24: Transdutores conectados em back-to-back.

A frequência do pulso *chirp* aplicado aos transdutores varia de 10 kHz a 100 kHz e tem um tempo de duração de 100 $\mu s$. A Figura 4.25 mostra a resposta ao pulso *chirp*, no domínio do tempo. Os picos de maior amplitude mostram que durante a duração do pulso *chirp* os transdutores reponderam ao pulso, uma vez que a frequência do pulso está dentro da frequência de operação dos transdutores. Após o final do pulso, os transdutores continuam oscilando na frequência de 10 kHz, mas a amplitude vai diminuindo, devido a relaxação do material de que é composto o diafragma do transdutor. Como acontece com uma mola que ao ser esticada, após soltá-la ela entra em relaxação, se expandindo e contraindo, até entrar em repouso.

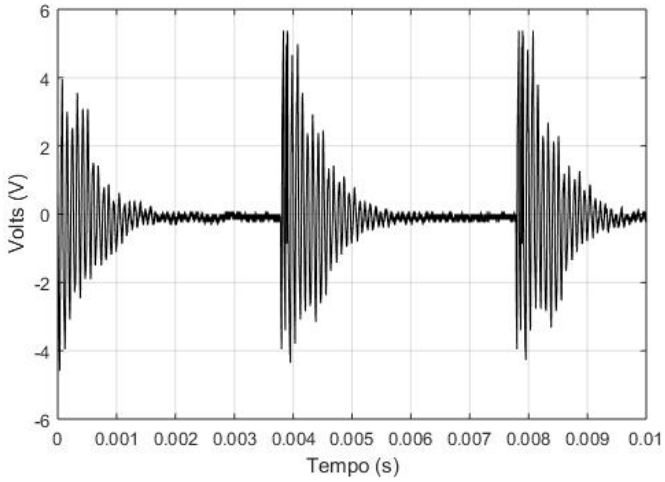



Figura 4.25: Resposta dos transdutores conectados em *back-to-back*, no domínio do tempo.

A figura 4.26 mostra a resposta em frequência dos transdutores conectados em *back-to-back*, obtida por um analisador de espectro. Pode ser observado na figura que a resposta em frequência possui pouca variação dentro de alguns intervalos da frequência de operação dos transdutores.

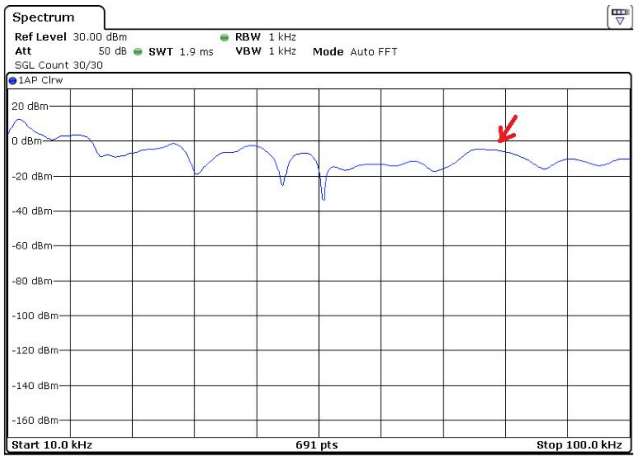



Figura 4.26: Espectro de frequências da resposta ao pulso *chirp* dos transdutores conectados em *back-to-back*.

Após a caracterização dos transdutores, que permitiu a escolha da frequência de transmissão em banda passante em 78 kHz, indicada pela seta em vermelho na Figura 4.26, foi efetuada uma transmissão OFDM, cuja constelação é mostrada na Figura 4.27. A transmissão ocorreu sem que houvesse bits errados na recepção.

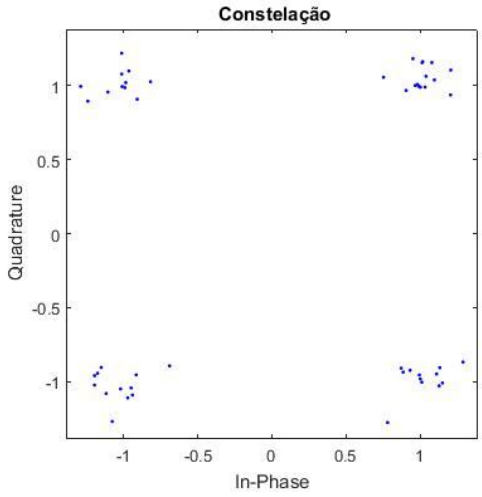



Figura 4.27: Constelação OFDM de 4-QAM, cinco subportadoras e 4 kHz de banda.

Depois da caracterização dos transdutores, foi a vez de caracterizar o canal com a barra metálica cilíndrica. A resposta em frequência desta caracterização pode ser vista na Figura 4.28. O lóbulo apontado pela seta vermelha, 78 kHz, foi a frequência escolhida para a transmissão OFDM. A largura de banda do lóbulo escolhido é de cerca de 4 kHz.

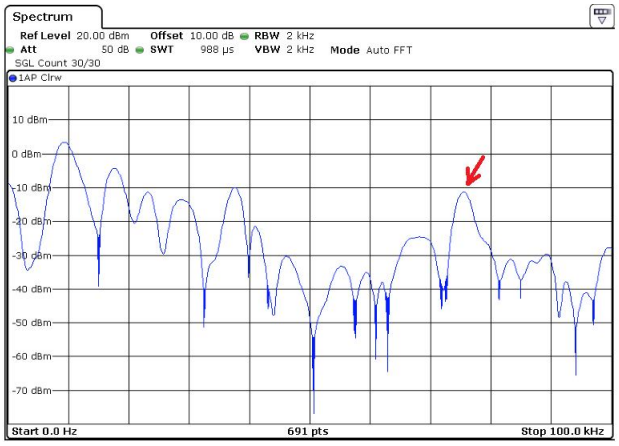



Figura 4.28: Espectro de frequências da resposta ao pulso *chirp* da barra metálica cilíndrica.

Em seguida foi efetuada uma transmissão OFDM na barra, cuja constelação é mostrada na Figura 4.29.

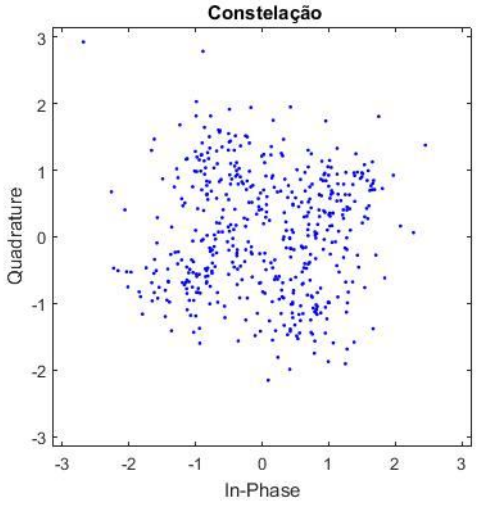



Figura 4.29: Constelação OFDM de 4-QAM na barra, cinco subportadoras e 4 kHz de banda.

Com uma BER na ordem de 10e-2, pode-se concluir que os transdutores do equipamento de inspeção não atendem aos requisitos deste trabalho, no que diz respeito a sua utilização na transmissão de dados utilizando a multiplexação OFDM. Tal fato é justificado pela pequena largura de banda do canal, o qual inviabiliza a equalização do sinal e, consequentemente, a recuperação da informação transmitida.

# Capítulo 5 CONCLUSÃO

A prova de conceito proposta por este trabalho de pesquisa obteve resultados satisfatórios no que diz respeito à transmissão de dados em barra metálica cilíndrica utilizando a multiplexação OFDM. A primeira pergunta formulada, no início da pesquisa, foi questionar se era possível este tipo de transmissão, uma vez que na bibliografia pesquisada só havia registro de transmissão de dados ultrassônicos utilizando OFDM em paredes metálicas de tubos, com nada mais que poucos milímetros de espessura. A pergunta pode agora ser respondida com a publicação deste trabalho. Sendo assim, podemos afirmar que é possível transmitir dados por ondas ultrassônicas em barra metálica cilíndrica utilizando a multiplexação OFDM.

Alcançando uma taxa de transmissão de 345 kb/s e uma eficiência espectral de 4 bits/s/Hertz, a transmissão de dados proposta por esta tese pode servir como base para trabalhos futuros com vias ao desenvolvimento de técnicas de transmissão de dados que utilizem estruturas metálicas como meio de transmissão da informação por ondas mecânicas, utilizando a multiplexação OFDM e, fazendo assim, uso das vantagens oferecidas por esta técnica de multiplexação.

A ideia inicial do projeto era a transmissão de dados utilizando a estrutura do sistema de transmissão de energia elétrica e os cabos de para-raio como meio de transmissão, ficando este objetivo, no entanto, a cargo de estudos futuros.

Para que a transmissão de dados em barra metálica cilíndrica por ondas mecânicas pudesse ser realizada com sucesso, foram aplicadas técnicas abordadas na literatura, assim como foram desenvolvidos algoritmos para solução de problemas decorrentes de implementações de sistemas de transmissão no mundo real. Longe de esgotar o assunto, este estudo deverá constar como uma contribuição científica neste universo ainda pouco conhecido da evolução humana.

## 5.1. Analisando os Parâmetros da Transmissão Para Futuros Estudos

Embora, na pesquisa bibliográfica realizada para este trabalho, só tenham sido encontrado trabalhos que tratam da transmissão de dados utilizando a mutiplexação OFDM em paredes metálicas de alguns décimos de milímetro, foi demonstrado aqui que é possível transmitir dados utilizando a multiplexação OFDM em uma barra metálica cilíndrica de até 2 m de comprimento. O foco do trabalho foi dado na prova de conceito, sendo a eficiência espectral o principal parâmetro a ser avaliado. Isso foi necessário porque a eficiência espectral é um dos parâmetros que define se um determinado sistema de modulação deve ser utilizado em detrimento de outro. A multiplexação OFDM foi escolhida devido a alta eficiência espectral oferecida e a imunidade a interferências. Além de não ter sido encontrado na literatura publicação semelhante. De fato, experimentos demonstraram que foi possível transmitir dados em OFDM, alcançando uma taxa de transferência de 345 kbps, uma eficiência espectral de 4 bits/s/Hz, com uma BER na ordem de 10e-3.

Mesmo que o trabalho tenha obtido sucesso na prova de conceito, alguns aspectos da pesquisa precisam ser analisados, caso esta tecnologia venha a ser aperfeiçoada e utilizada em aplicações reais. Uma delas é a atenuação. A atenuação medida na barra metálica cilíndrica foi da ordem de 30 dB/m. Esta atenuação é alta para aplicações reais e é necessário que sejam encontrados caminhos para mitigar este problema. Uma das formas de se contornar o problema da atenuação é amplificar o sinal em determinados pontos da linha de transmissão.

Outro assunto que merece atenção é a dispersão. As curvas de dispersão apresentadas no item 2.2.5 demonstram que em uma barra cilíndrica de 40 mm, vários são os modos de propagação. Foi falado no item 2.5.3 que a dispersão ocorre pelo espalhamento do sinal devido à matéria não ser homogênea, o que provoca atenuação e a conseqüente degradação do sinal, uma vez que os modos propagantes chegam ao final da barra em tempos diferentes. O produto frequência-diâmetro (MHz-mm) define a dispersão dos modos longitudinais na barra cilíndrica. No caso do canal utilizado neste trabalho, o produto frequência-diâmetro é igual a 20 MHz-mm e provoca uma velocidade de 3 km/seg a 7,5 km/seg, dependendo do modo propagante. Esta diferença na velocidade de fase entre os modos propagantes provoca um alargamento do pulso propagado, degradando o sinal transmitido. A equalização pode

contribuir para a mitigação dos efeitos da dispersão, uma vez que ela compensa as distorções provocadas pelo canal de transmissão no sinal transmitido. Uma análise mais de perto sobre a dispersão em propagação de ondas mecânicas em barras cilíndricas pode ser objeto de pesquisa em trabalhos futuros.

O sincronismo de tempo e de frequência também é uma assunto que merece ser abordado em futuras pesquisas. Como este trabalho se desenvolveu em um ambiente controlado, no qual o transmissor e o receptor foram implementados em ambiente computacional, o sincronismo de tempo e de frequência não provocaram grande degradação do sinal transmitido, tendo sido a super amostragem a técnica utilizada para mitigar os seus efeitos. Em outros cenários, nos quais o transmissor e o receptor estão separados fisicamente, ou em situações em que a função de transferência do canal se altere, seja porque o receptor esteja se movendo ou qualquer outro motivo, outras técnicas de sincronização, além das que foram citadas neste trabalho merecem ser investigadas.

A correlação foi a técnica utilizada neste trabalho para a detecção do símbolo pelo receptor. Outras formas de detecção do símbolo podem ser investigadas em trabalhos futuros. O sincronismo de tempo, que pode degradar o sinal, pode ser afetado pela forma como o símbolo é detectado no receptor. Este é um dos maiores desafios no projeto e implementação de qualquer sistema de transmissão funcional.

A equalização neste trabalho desempenhou um papel importante, à medida que permitiu a restauração do sinal de informação degradado pelo canal de transmissão, pela dispersão e pelo ruído, permitindo que o sistema atingisse mais de 300 kb/s de taxa de transmissão. A melhora da equalização deve ser um tema a ser investigado em futuros trabalhos. Outros métodos de equalização podem ser avaliados e verificados os seus impactos na eficiência espectral do sistema de transmissão. Técnicas de estimação do canal também podem ser estudadas, por exemplo, levando em conta a SNR. Caso a SNR diminua a níveis que possa comprometer a recepção do sinal transmitido, pode ser efetuada uma nova equalização com vias a atualizar a função de transferência do canal de transmissão e reduzir a SNR a níveis aceitáveis.

A melhora da eficiência espectral também pode ser estudada em trabalhos futuros. Algoritmos de *bit loading* podem ser desenvolvidos para melhorar a eficiência espectral do sistema. O *bit loading* é uma técnica que permite carregar mais dados em subportadoras em

que o ganho é mais alto na sua faixa de frequência. Subportadoras que são transmitidas em frequências cujo ganho é baixo podem transmitir menos bits ou até mesmo serem suprimidas. O aumento da eficiência espectral pode contribuir para que esta técnica venha a ser aperfeiçoada e seja utilizada em aplicações reais. Várias técnicas podem ser estudadas com este objetivo. Desde técnicas que contribuam para a melhora do sincronismo de tempo e de frequência, como outras técnicas de equalização.

Estudos derivados deste trabalho podem levar ao desenvolvimento de técnicas de transmissão de dados que utilizem estruturas metálicas como meios de transmissão. Como exemplo, podemos citar o monitoramento de instalações prediais, telemetria em linhas férreas e em estruturas veiculares, monitoramento de linhas de transmissão utilizando a própria estrutura do sistema de transmissão e os cabos de para raios etc.

# Referências Bibliográficas


AGILENT. Digital Modulation in Communications Systems - An Introduction. The USA, 2001.

ANDREUCCI, R. Ensaio por Ultrassom: Aspectos Básicos. 3ª ed. São Paulo: BRA - Associação Brasileira de Ensaios Não Destrutivos, 2002.

ANDREUCCI, R. Aplicação Industrial: Ensaio por Ultrassom. ABENDI, ed. Maio 2014.

ARMSTRONG, J. and LOWERY, A.J.. "Power efficient optical OFDM". In: *Electronics Letters* 42.6 (Mar. 2006), pp. 370 –372. issn: 0013-5194. doi: 10.1049/el:20063636 (cit. On pp. 55, 56).

ARMSTRONG, J. and SCHMIDT, B.J.C.. Comparison of Asymmetrically Clipped Optical OFDM and DC-Biased Optical OFDM in AWGN. In: *Communications Letters, IEEE* 12.5 (May 2008), pp. 343 –345. issn: 1089-7798. doi: 10.1109/LCOMM.2008.080193.

ASHDOWN, J. D. *et al.* High-Rate Ultrasonic Communication Through Metallic Barriers Using MIMO-OFDM Techniques. IEEE, 2013.

BENOIT, H. Digital televisión-Satellite, cable, terrestrial, iptv, mobile tv in DVB. Paris: Focal Press 4th Edition. 2008.

BIELINSKI, M. *et al.* Application of Adaptive OFDM Bit Loading For High Data Rate Through-Metal Communication. IEEE, 2011.

BONFIM, M. Modulação QAM. Apostila – Técnica de Modulação. Departamento de Engenharia Elétrica. Disponível em: http://www.eletr.ufpr.br/marlio/te241/aula4.pdf. Acessado em: 19/07/2019.

BRITANNICA. Impedância Acústica. Disponível em: https://www.britannica.com/ science/sound-physics/Impedance. Acessado em 08/07/2019

BRITO, J. Q. A. Obtenção de Biodiesel via Rota Etílica Auxiliado por Ondas Ultrassônicas. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal da Bahia, 2011.

BUSSAB, W. O; MORETTIN, P. A. Estatística Básica 6ª ed. São Paulo: Saraiva, 2010.

CHAKRABORTY S. *et al.* Low-rate Ultrasonic Communication Axially along a Cylindrical Pipe. IEEE International Ultrasonics, Symposium Proceedings, 2014.

CHAKRABORTY, S. *et al.* Low-Power, Low-Rate Ultrasonic Communications System Transmitting Axially Along a Cylindrical Pipe Using Transverse Waves. IEEE TRANSACTIONS ON ULTRASONICS, FERROELECTRICS, AND FREQUENCY CONTROL, VOL. 62, NO.10, 2015.

CORREA J. C. *Estudo da Propagação Acústica no Mar na Camada de Mistura*, 2008 IX, (COPPE/UFRJ, M.Sc., Engenharia Oceânica) Dissertação. Rio de Janeiro: Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2008.

CTBORRACHA. Propriedades Acústicas. Disponível em: https://www.ctborracha.com/ borracha-sintese-historica/propriedades-das-borrachas-vulcanizadas/propriedades-fisicas/ propriedades-acusticas/. Acessado em 13/10/2018.

DANDEKAR *et al.*Ultrasonic Communication For High-Data Rate Through- Metal Applications. Filadelfia: Drexel University, 2016.

DAVIS, J.A. and JEDWAB, J. Peak-to-mean power control and error correction for OFDM transmission using Golay sequences and Reed-Muller codes. In: *Electronics Letters* 33.4 (Feb. 1997), pp. 267 –268. issn: 0013-5194. doi: 10.1049/el:19970205.

DAVIS, J.A. and JEDWAB, J. Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementarysequences, and Reed-Muller codes. In: *Information Theory, IEEE Transactions on* 45.7 (Nov. 1999), pp. 2397 –2417. issn: 0018-9448. doi: 10.1109/18.796380.

DAVIS, J.A. and JEDWAB, J. "Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementary sequences and Reed-Muller codes". In: *Information Theory, 1998. Proceedings. 1998 IEEE International Symposium on*. Aug. 1998, p. 190. doi: 10.1109/ISIT.1998.708788.

FISCHER. H. A History Of The Central Limit Theorem. New York: Springer, 2011.

FIEDLER, F. and JEDWAB, J.. "How Do More Golay Sequences Arise?" In: *Information Theory, IEEE Transactions on* 52.9 (Sept. 2006), pp. 4261 –4266. issn: 0018-9448. doi: 10.1109/TIT.2006.880024.

FIEDLER, F. *et al.* A Framework for the Construction of Golay Sequences. In: *Information Theory, IEEE Transactions on* 54.7 (July 2008), pp. 3114 –3129. issn: 0018-9448. doi: 10.1109/TIT.2008.924667.

GERMANO, S. B. Rastreamento de feixe ultrassônico por triangulação utilizado em comunicação subaquática. Dissertação de Mestrado - Niterói: UFF, 2015.

GOLDEN, P. *et al*. *Fundamentals of DSL Technology*. Taylor & Francis, 2005.

HAYKIN, SIMON. Communications Systems. New York: Editora Jhon Willey & Sons, Inc, 2001.

IBERO. Ondas Mecânicas. Disponível em: http://ibero.mx/campus/publicaciones/fisica/pdf/ 14ONDAS mecanicas.pdf.Acessado em 30/07/2018.

INTINI, A. L. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Networks*. Tech. rep. UNIVERSITY OF CALIFORNIA SANTA BARBARA, 2000.

KARAM, Z. N. *Computation of the One-Dimensional Unwrapped Phase*. Jan. 2006.

KRAUTKRÄMER, J. and KRAUTKRÄMER, H. Ultrasonie Testing of Materials. Berlin: Springer, 1983.

KUMAR, S. Impact of Nonlinearities on Fiber Optic Communications. Ontário: Springer, 2011.

KUROSE, F; ROSS, K. W. “Redes de Computadores e a Internet, 5th Edição.” São Paulo: Pearson, 2010.

LATHI, B. P. Modern Digital and Analógics Communicarions Systems, 3th Edition. New York: Oxford Unviersity Press, 1998.

LAWRY T. J. *et al* .A High-Performance Ultrasonic System For the Simultaneous Transmission of Data and Power Through Solid Metal Barriers. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 60, no. 1, January 2013.

LEÃO, R J. Simulação da propagação de ondas ultrassônicas longitudinais em materiais estruturais aeroespaciais. Dissertação de Mestrado – São Paulo: Universidade Estadual de Campinas, 2012.

LOWERY, A. J. *et al*. Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Adaptive Dispersion Compensation In Long Haul WDM Systems. Opt. Fiber Commun. Conf., paper no. PDP 39. Anaheim, CA, março 2006.

MATHWORKS. *Bit Error Rate (BER) R2012a Documentation, Communications System Toolbox*. url: http://www.mathworks.fr/help/toolbox/comm/ug/bsvzixi.html. Acesso em 12/01/2019.

MINHHAI *et al.* A Transceiver Architecture for Ultrasonic OFDM With Adaptive Doppler Compensation. Japão: 2015.

NADAL, L. *et al*. Low Complexity Bit Rate Variable Transponders Based on Optical OFDM with PAPR Reduction Capabilities. In: *Proceedings of 17th European Conference on Network and Optical Communications (NOC 2012) & 7th Conference on Optical Cabling and Infrastructure (OC&I 2012)*. 2012.

NETO L. A. Transmissão De Sinais Ofdm Através de Fibras ÓpticasPoliméricas (Pofs) Utilizando LEDsde Iluminação. Dissertação de Mestrado – Rio de Janeiro: UFF, 2009.

NETO L. A. Étude Des Potentialités Des Techniques DeModulation Multiporte use Pour Les Futurs Réseaux D’accès Optique Wdm Et Tdm Pon. Tese de Doutorado – França: Universeté de Limoges, 2012.

NUNES, J.F.T. Sistema OFDM Multi-Símbolo: Uma Abordagem Multiportadora Eficiente. Dissertação de Mestrado- Portugal: Universidade de Coimbra, 2014.

OPPENHEIM, A.V. and SCHAFER, R.W. *Discrete-time signal processing*. Prentice-Hall signal processing series. Prentice Hall, 2010.

PANCALDI, F. *et al*. Single-carrier frequency domain equalization. Signal Pro-cessing Magazine, IEEE, 25(5):37_56, September 2008.

PINTO E. L e Albuquerque C. P. A Técnica de Transmissão OFDM. Revista Científica Periódica - Telecomunicações, Volume 5, Número 1. Rio de Janeiro: IME, 2002.

PROAKIS, J. Digital Communications. 5th Edition. New York: McGraw-Hill, 2001.

QURESHI, S.U.H.. Adaptive equalization. Proceedings of the IEEE, 73(9):1349_1387, Sept 1985.

RAICHEL, D. R. The Science And Applications Of Acoustics, 2th Edition. New York: Springer, 2006.

RIBEIRO, L. C. "Caracterização de Um Aço Inoxidável Austenítico Hp Fundido Por Centrifugação Utilizando o Ensaio de Ultrassom". Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2017.

ROSE, J. L. "Ultrasonic Waves in Solid Media." Cambridge: University Press, 1999.

ROSSING . The Science of sound. Th. D. Rossing, 2th edition. New York: Addison Wesley, 1990

ROSSING, C. "Golay complementary sequences for OFDM with 16-QAM". In: *Information Theory, 2000. Proceedings. IEEE International Symposium on*. 2000, p. 331. doi: 10. 1109/ISIT.2000.866629.

SANTIN, J. Ultrassom: Técnica e Aplicação. 2 ed. Curitiba, BRA, Artes Gráficas e Editora Unificado, 2003.

SAOTOME, R. *et al.* An OFDM Receiver With Frequency Domain Diversity Combined Impulsive Noise Canceller For Underwater Network. The Scientific World Journal,Volume 2015.

SCHAEFER, A. *The Effective Number of Bits (ENOB) of my R&S Digital Oscilloscope*. Tech. rep. Rohde & Schwarz, 2011. url: http://www2.rohde-schwarz.com/file_15829/ENOB_Technical_Paper_1ER03_1e.pdf.

SERWAY, R. A. Física Vol II, 3. edição. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda, 1996.

SILVA, P. T. - Mersènne e a Teoria da Vibração das Cordas, Cadernos Espinosanos V, 1999.

SILVA, R. H. Síntese de fibras cerâmicas de PZT através da técnica de electrospinning e avaliação da correlação entre fluxo e tensão aplicada com as características das fibras produzidas. Dissertação de Mestrado, UFRG: Porto Alegre 2013.

SHAFIK, R.A. *et al*. "On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics". In: *Electrical and Computer Engineering, 2006. ICECE '06. International Conference on*. Dec. 2006, pp. 408 –411.

SLISKOVIC, M. Carrier and sampling frequency offset estimation and correction in multicarrier systems. In: *Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM '01.*

*IEEE*. Vol. 1. 2001, 285 –289 vol.1. doi: 10.1109/GLOCOM.2001.965124 (cit. on pp. 71, 72, 74).

SLISKOVIC, M. Sampling frequency offset estimation and correction in OFDM systems. In: *Electronics, Circuits and Systems, 2001. ICECS 2001. The 8th IEEE International Conference on*. Vol. 1. 2001, 437 –440 vol.1.

SOFISICA. Som. Disponível em: https://www.sofisica.com.br/conteudos/ Ondulatoria/ Acustica/ som.php. Acessado em 08/07/2019.

SPETH, M. *et al*. "Optimum receiver design for OFDM-based broadband transmission .II. A case study". In: *Communications, IEEE Transactions on* 49.4 (Apr. 2001).

SPETH, M. *et al*. "Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM. I". In: *Communications, IEEE Transactions on* 47.11 (Nov. 1999).

SPRACKLEN, C.T e ASLAM, T. Advanced Data Communications for Down hole Data Logging and Control Applications in the Oil Industry. IOPSCIENCE, 2013.

STRUTT, J. W. 3rd Baron Rayleigh. Disponível em: https://www.britannica.com/ biography/John-William-Strutt-3rd-Baron-Rayleigh#ref96852.Acessado em 18/08/2018.

SUNG, M.. DFT-Precoded Coherent Optical OFDM With Hermitian Symmetry for Fiber Nonlinearity Mitigation. In: *Lightwave Technology, Journal of* 30 (2012), pp. 2757–2763.

TGT - Thickness Gage Tutorial: Ultrasonic Velocities in Common Materials; Olympus IMS.Disponível emwww.olympus-ims.com/pt/ndt-tutorials/thickness-gage/appendices-velocities. Acessadoem 02/05/2018.

TSE, D. and VISWANATH, P. Fundamentals of wireless communication. Cambridge University Press, 2005. isbn: 9780521845274. url: http://books.google.fr/books?id=66XBb5tZX6EC.

ULTRASOUND. A Summary Of The Early Development Of Ultrasonics Prior To The 1950s Leading To Medical Applications. Disponível em:http://www.ob-ultrasound.net/ultrasonics_history. html. Acessado em 14/010/2018.

UOL. Som, Infrassom, Ultrassom.Disponível em: https://mundoeducacao.bol.uol.com.br/ fisica/som-infrassom-ultrassom.htm.Acessado em 13/10/2018.

VILAR, F. C. Implementation Of Zero Forcing And Mmse Equalization Techniques In Ofdm. Fortaleza: Universidade de Fortaleza, 2014.

VITTHALADEVUNI, P.K. Exact BER computation for cross QAM constellations. In: *Wireless Communications, IEEE Transactions on* 4.6 (Nov. 2005), pp. 3039 –3050.

WANUGA, K. *et al.* High-Data-Rate Ultrasonic Through-Metal Communication. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 59, no. 9, 2012.

WEINSTEIN, S. and EBERT, P. Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. In: *Communication Technology, IEEE Transactions on* 19.5 (Oct. 1971), pp. 628 –634. issn: 0018-9332. doi: 10.1109/TCOM.1971.1090705.

WIKISPACES . Ondas Mecânicas. Disponível em:https://explorandondas.wikispaces.com/historia+de+las+ondas. Acessado em 30/07/2018.

WIKIWAND. Modulação de Amplitude em Quadratura. Disponível em: https://www.wikiwand.com/es/Modulación_de_amplitud_en_cuadratura#/Modulador_Analógico. Acessado em: 18/7/2019.

YING, L. Phase Unwrapping. In: *Wiley Encyclopedia of Biomedical Engineering*. John Wiley & Sons, Inc., 2006.

ZANCO, W. S. Desenvolvimento de Tecnologia de Comunicação Por Ultrassom Para Transmissão, Via OFDM, de Grandezas Elétricas e Mecânicas em Cabo Para-Raios de Linhas de Transmissão. Qualificação do Doutorado – Rio de Janeiro: UFF, 2017.

ZANCO, W. S. Microcontroladores PIC18 Com Linguagem C – uma abordagem prática e objetiva, 2th Edição. São Paulo: Editora Érica, 2010.

ZANCO, W. S. Microcontroladores PIC®: Técnicas de software e hardware para projetos de circuitos eletrônicos. 2a. ed. São Paulo: Érica, 2009.

# ANEXOS

# ANEXO I - Códico fonte do Software OFDM SIMULAÇÃO

```
function pushbutton1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to pushbutton1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)



format long
M = str2num(get(findobj(gcf,'Tag','M1'),'String')); %obtem numero de
QAM
M_b = M;
k = log2(M); %obtem numero de bits
k_b = k;
numPort = str2num(get(findobj(gcf,'Tag','numPort1'),'String')); %obtem
numero de portadoras
numPort_b = numPort;
Banda = str2num(get(findobj(gcf,'Tag','Banda1'),'String')); %obtem
numero de portadoras
Banda_b = Banda;
TxAmostragem = Banda*2;
PC = str2num(get(findobj(gcf,'Tag','PC1'),'String')); %obtem prefixo
cíclico
PC_b = PC;
awg = str2num(get(findobj(gcf,'Tag','awg1'),'String')); %obtem ruído
awg_b = awg;
% resolucaoAD =
str2num(get(findobj(gcf,'Tag','resolucaoAD1'),'String')); %obtem numero de
portadoras
numSimbolos =
str2num(get(findobj(gcf,'Tag','numSimbolos1'),'String')); %obtem numero
símbolos
nimSimbolos_b = numSimbolos;
portadora = str2num(get(findobj(gcf,'Tag','portadora1'),'String'));
%obtem freq de portadora
portadora_b = portadora;
bandaOFDM = str2num(get(findobj(gcf,'Tag','bandaOFDM1'),'String'));
%obtem banda do sinal OFDM
imax = str2num(get(findobj(gcf,'Tag','imax1'),'String')); %obtem
número de iterações
bandaOFDM_b = bandaOFDM;
EVMrms = 0;
DecPortBIN_Concat = [0 0];
SampPortDemapBIN_Concat = [0 0];
DecPort_Concat = [0 0];
DecPort_Concat_Dem = [0 0];
bin_Sub_Concat = [0 0];
SampPortDemap_Concat = DecPort_Concat;
```

```
    bin_Sub_Concat = zeros(1,k);
    bin_Sub_Concat_Final = bin_Sub_Concat;

    Alt_v = csvread('parametros.csv');
    %*********************************************************************
*****
    %verifica se houve alguma alteração de parametros da transmissão
    alt = 0;
    if (Alt_v(1) ~= M)
       alt = 1;
    elseif (Alt_v(2) ~= numPort)
         alt = 1;
    elseif (Alt_v(3) ~= Banda)
         alt = 1;
    elseif (Alt_v(4) ~= PC)
         alt = 1;
    elseif (Alt_v(5) ~= awg)
         alt = 1;
    elseif (Alt_v(6) ~= numSimbolos)
         alt = 1;
    elseif (Alt_v(7) ~= portadora)
         alt = 1;
    elseif (Alt_v(8) ~= bandaOFDM)
         alt = 1;
    end

    if alt == 1
        Alt_v(1) = M;
        Alt_v(2) = numPort;
        Alt_v(3) = Banda;
        Alt_v(4) = PC;
        Alt_v(5) = awg;
        Alt_v(6) = numSimbolos;
        Alt_v(7) = portadora;
        Alt_v(8) = bandaOFDM;
    end

     csvwrite('parametros.csv',Alt_v);
    Alt_v = csvread('parametros.csv');
    p = 1;
    csvwrite('p.csv',p);
    %*************************
    for QAM_SNR = 1:1:1
        for Ruido = 50:1:50
        cont = 0;
    %*************************
    for p=1:1:imax
```

```
        Alt_v = csvread('parametros.csv');
        Alt_v(1) = M;
        Alt_v(2) = numPort;
        Alt_v(3) = Banda;
        Alt_v(4) = PC;
        Alt_v(5) = awg;
        Alt_v(6) = numSimbolos;
        Alt_v(7) = portadora;
        Alt_v(8) = bandaOFDM;
    %*************************************************************************
    %Normalização da constelação
    nc = [sqrt(1) sqrt(2) sqrt(6) sqrt(10) sqrt(20) sqrt(42) sqrt(82)
sqrt(170) sqrt(330) sqrt(682)];
    if k~=2
        nc = nc(k);
    else
        nc = 1;
    end
    %*************************************************************************
    % Geracao da sequencia PRBS
    % Preenchimento com numeros decimais aleatorios de uma matriz
numSimolos x numPort
    %
%*************************************************************************
    %
    if cont==0
       DecPort = randi ([0,(2^k)-1],numSimbolos,numPort);     %Gera a
seuqência randomicamente
       Treinamento = DecPort;
       cont = 1;
    else
        DecPort = randi ([0,(2^k)-1],numSimbolos,numPort);     %Gera a
seuqência randomicamente
        csvwrite('DecPort.csv',DecPort);
        DecPort = csvread('DecPort.csv');
    end


    %************************************
    % %Concatena matriz de dados transmitidos por portadora
    if(length(DecPort_Concat)==2)
        DecPort_Concat = DecPort;
     else
        DecPort_Concat = [DecPort_Concat;DecPort];
    end
    %*********************************
     bin_DecPort_Concat = zeros(1,k);
    for i=1:numPort
```

```
        DecPort_Sub = de2bi(DecPort_Concat(:,i),k);
    %************************************
    %Concatena matriz de dados recebidos, em binário
        if(length(bin_DecPort_Concat)==k & i==1) %k - numero de bits
            bin_DecPort_Concat = DecPort_Sub;
        else
             bin_DecPort_Concat = [bin_DecPort_Concat DecPort_Sub];
        end
    end
    %************************
    DecPortBIN = de2bi (DecPort,k);                          %Converte para
binário
    %************************************
    %Concatena matriz de dados transmitidos
    if(length(DecPortBIN_Concat)==2)
        DecPortBIN_Concat = DecPortBIN;
     else
        DecPortBIN_Concat = [DecPortBIN_Concat;DecPortBIN];
     end
    %
*************************************************************************
    DecPort2 = DecPort;         %DecPort2 recebe conteúdo de DecPort
    [L,C] = size(DecPort2);      %Obtém n de linhas e de colunas da matriz
numSimolos x numPort
    %*************************************************************************
*****
    %Abrir tabela para formacao da constelacao
    TABLEConst = open ('map_changed8QAM.mat');           %Abre a estrutura
com as constelações
    Const   =   cell2mat(TABLEConst.Constellation(1,k));           %recebe
constelação
     ConstNORM = Const/nc;                                  %normalização da
constelação
    DecPort_Const = Const(DecPort(:,:)+1);
    %*************************************************************************
*****
    % Transforma a matriz com numeros decimais (DecPort) em uma matriz de
simbolos
    SampPort2 = Const(DecPort2(:,:)+1);     %Cria matriz com a constelação
de símbolos
    Treinamento2 = Const(Treinamento(:,:)+1);
    if numPort == 1
        SampPort2 = SampPort2';
    end
    %*************************************************************************
*****
    % Simetria Hermitiana, inclusão dos zeros no DC/Nyquist e iFFT
    Zero                    =                    zeros(1,numSimbolos)';
%Cria vetor coluna de zeros
    % Cria matriz de entrada da IFFT
```

```
      HermetZero2        =        [[[zeros(1,numSimbolos)'        SampPort2]
zeros(1,numSimbolos)'] conj(fliplr(SampPort2))];
     %  HermetZero2 = SampPort2;
     MatrizRea2                    =                  ifft(HermetZero2,[],2);
%Faz a IFFT
     L_MatrizRea2 = length(MatrizRea2);
     %       PrefixCic       =       [MatrizRea2       MatrizRea2(:,1:PC)];
%Inclui prefixo cíclico
     MatrizReal3 = MatrizRea2(:,(L_MatrizRea2-PC)+1:L_MatrizRea2);
     PrefixCic       =       [MatrizRea2(:,(L_MatrizRea2-PC)+1:L_MatrizRea2)
MatrizRea2];                  %Inclui prefixo cíclico
     P_toS                                                                  =
reshape(PrefixCic',[1,(size(PrefixCic,1))*(size(PrefixCic,2))]);
%Serializa matriz de saída da IFFT
     PtoS210                                                                =
reshape(MatrizReal3',[1,(size(MatrizReal3,1))*(size(MatrizReal3,2))]);
%Serializa prefixo cíclico de saída da IFFT


     PtoS  = P_toS;
     % Ruido Branco
     %   PtoS = awgn(PtoS55,awg,'measured','db');
        PtoS = awgn(PtoS,awg,'measured','db');
     Vmax = max(abs(PtoS));
      PtoS = PtoS/Vmax;
     %*****************************
     PtoS_o = PtoS';
     %*******************************
     numPontos = length(PtoS);               %Obtém comprimento do sinal do
Frame
     compPort  =  numPort;                                %Obtém  o  número  de
subportadoras
     % PtoS2_ = PtoS210;
     % NP_PtoS2 = length(PtoS2_);
     % %**********************************
     % %Interpolação
     % T1 = (1/(bandaOFDM*2));
     % T2 = (1/(TxAmostragem));
     % Qde_pontos = ((T1*(NP_PtoS2-1))/T2)+1;
     %     Tempo12(1) = 0;
     %     for i=2:NP_PtoS2
     %          Tempo12(i) = (i-1)*T1;
     %   end
     %     Tempo23(1) = 0;
     %     for i=2:Qde_pontos
     %         Tempo23(i) = (i-1)*T2;
     %     end
     % PtoS234 = interp1(Tempo12,PtoS2_,Tempo23,'linear');
     % PtoS234 = PtoS2_/max(abs(PtoS2_));
     % %**********************************
```

```
    % Pt = PtoS234';                              %prefixo cíclico interpolado
    % save CorrEnt_new.txt Pt -ascii           %salva vetor PtoS em arquivo
.txt
    % NbitsCont = length(PtoS234);                  %Obtém comprimento do
sinal de controle
    %*********************************************************************
*****
    %Define o tipo de modulação: Banda Base ou AM-SSB
    %*********************************
    %Obtém modulação selecionada
    a = get(handles.popupmenu1,'Value');      %Leitura do tipo de modulação
selecionada
    if (a == 1)
       tipoModulacao = 1;                    %Banda Base selwecionada
    elseif (a == 2)
       tipoModulacao = 2;                    %Modulação AM-SSB selecionada
    else
       tipoModulacao = 1;                       %Banda Base selecionada por
default
    end
    %*********************************
    %Banda Base Início
    %*********************************
    % if tipoModulacao == 1
    %*********************************
    %Modulação AM-SSB Início
    %*********************************
    % elseif tipoModulacao == 2
        PtoSAWG = PtoS;                 %salva frame em PtoSAWG
        PtoSAWG2 = PtoSAWG';                       %converte frame em vetor
coluna
    %*********************************************************************
*****
    %Modulação AM-SSB - Início
    %*********************************************************************
*****
        m = length(PtoS);               % Window length
        Fs = TxAmostragem;              %Frequência de amostragem
        fs = m;                           %comprimento do vetor de saida da
ifft
        Pt = PtoS;
        numPontos = length(PtoS);          %Obtém comprimento do sinal do
Frame
        T1 = (1/(bandaOFDM*2));
        T2 = (1/(TxAmostragem));
        Qde_pontos = ((T1*(numPontos-1))/T2) + 1;

        Tempo1(1) = 0;
        for i=2:numPontos
```

```
            Tempo1(i) = (i-1)*T1;
        end
        Tempo2(1) = 0;
        for i=2:Qde_pontos
            Tempo2(i) = (i-1)*T2;
        end
        PtoS28 = interp1(Tempo1,PtoS,Tempo2,'linear');
        PtoS2Frame2 = length(PtoS28);
        PtoS2Frame = PtoS28;
        PtoS2 = PtoS28;

        Zero3 = zeros(1,39950-(length(PtoS28)));    %Preenche de zeros até
completar 1000 pontos
        PtoS2 = [PtoS28 Zero3];

        ze = zeros(1,25);
        oe = ones(1,25);
        PtoS2 = [ze PtoS2 oe];
        PtoS2Frame = PtoS2;                         %sinal OFDM interpolado
    %***********************************
        modulado555 = ssbmod(PtoS2,portadora,Fs,0);
        modulado =  modulado555;
        mod = modulado';
        PtoSAWG = modulado;
    %*************************************************************************
*****
    %Modulação AM-SSB - Fim
    %*************************************************************************
*****
    %                    meio de transmissão
    %*************************************************************************
*****
    %Inserindo ruído branco no sinal modulado
       waveform = modulado;
       wave = waveform';

    %*********************************************************************
    % reduz vetor vindo do osciloscópio de 500.000 para 100.000 pontos
    NPontos2 = 500e3;
    % NPontos2 = 1000e3;
        global BasT
        BaseTempo = 1.0e-3;
        BasT =BaseTempo;
        NPAMSSB = length(PtoSAWG);
        T1 = (BaseTempo*10)/(NPontos2);
        if BasT == 1e-3
        T2 = BaseTempo*10/(100000);
        end
```

```
    Qde_pontos = ((T1*(NPAMSSB-1))/T2) + 1;
    Temp1(1) = 0;
    for i=2:NPAMSSB
         Temp1(i) = (i-1)*T1;
    end
    Temp2(1) = 0;

    for i=2:Qde_pontos
        Temp2(i) = (i-1)*T2;
    end
    PtoS2345 = interp1(Temp1,PtoSAWG,Temp2,'linear');
    PtoSAWG = PtoS2345(1,1:1:100e3);
    PtoSAWG = PtoSAWG/max(abs(PtoSAWG));
%**********************************
%Correlação cruzada para detectar o início do frame
    Fs = (TxAmostragem);
    s2 = waveform_norm;
%       s1 = PtoSAWG;
    s1 = PtoSAWG(10001:90000);
    op=zeros(1,10000);
     s1 = [op s1 op];

    [acor,lag] = xcorr(s1,s2);
    [~,I] = max(abs(acor));
    lagDiff = lag(I);
%     if lagDiff < 0
%        lagDiff = lagDiff +40000;
%     end
    if lagDiff>NPontos2/10
          lagDiff = lagDiff - 40000;
    end

    figure(4)
    plot(lag,acor);
    s1al = s1((lagDiff+1):(abs(lagDiff)+length(PtoS2Frame)));
    s1al = s1al/max(abs(s1al));
    PtoSAWG = s1al;
%**********************************
    f = fft(waveform_norm);
    g = fft(s1al);
    if(p==1)
        h = g./f;
        csvwrite('h.csv',h);
    end
    h = csvread('h.csv');
    g1 = g./h;
    g2 = ifft(g1);
```

```
    PtoSAWG = g2;
     modulado = PtoSAWG;
% % %*********************************
       sinal_filtrado = ssbdemod(PtoSAWG,portadora,Fs,0);
       s1al = sinal_filtrado;
       s1al = s1al(1,26:1:length(PtoS28)+ 25);
%*******************************
%     f = fft(PtoS28);
%     g = fft(s1al);
%     if(p==1)
%         h = g./f;
%         csvwrite('h2.csv',h);
%     end
%     h = csvread('h2.csv');
%     g1 = g./h;
%     g2 = ifft(g1);
%     PtoSAWG = g2;
%      s1al = PtoSAWG;

%*******************************
    numPontos = length(s1al); %Obtém comprimento do sinal do Frame
    PtFrame = length(PtoS);
    T2 = (1/(bandaOFDM*2));
    T2 = T2*1e6;
    T1 = (1/(TxAmostragem));
    T1 = T1*1e9;
    Tm1(1) = 0;
    for i=2:numPontos
         Tm1(i) = (i-1)*T1;
    end
    Tm2(1) = 0;
    for i=2:PtFrame
        Tm2(i) = (i-1)*T2;
    end
    Tm2 = Tm2/1e6;
    Tm1 = Tm1/1e9;

    PtoS3 = interp1(Tm1,s1al,Tm2,'linear');
    nan1 = isnan(PtoS3);
    for i=1:length(nan1)
        if nan1(i)==1
            PtoS3(i) = Pt(i);
        end
    end
    PtoS3 = PtoS3/max(abs(PtoS3));
%************************************
%Determinando a fase do sinal
```

```
    PtoS_o_Inv = PtoS_o';
    s2 = PtoS3;
    s1 =PtoS_o_Inv;
    [acor,lag] = xcorr(s1,s2);
    [~,I] = max(abs(acor));
    lagDiff = lag(I);
    s3 = s1 + s2;
    s3_ = max(s3);
%     figure(1)
%     plot(s2);
%
%     figure(2)
%     plot(s1);
%
%         figure(3)
%     plot(lag,acor);

        PtoS_o_Inv = PtoS_o';
    s2 = PtoS3;
    s1 =PtoS_o_Inv*-1;
    [acor_,lag_] = xcorr(s1,s2);
    [~,I] = max(abs(acor_));
    lagDiff_ = lag_(I);

%     figure(4)
%     plot(s2);
%
%     figure(5)
%     plot(s1);
%
%         figure(6)
%     plot(lag,acor);

    s4 = s1 + s2;
    s4_ = max(s4);
%     figure(7)
%     plot(s3);
%
%     figure(8)
%     plot(s4);

%**************************************
    if(abs(s4_)>abs(s3_))
        PtoS3 = PtoS3*-1;
    end

    wd = length(s3);
```

```
        PtoS3(:,wd) = PtoS_o_Inv(:,wd);

        figure(15)
        plot(Tm2,PtoS_o,'b',Tm2,PtoS3,'r');
    %*********************************
    PtoSAWG = PtoS3;
    PtoSAWG = PtoSAWG*Vmax;
    waveform = PtoSAWG;
    %*********************************
    %Demodulação AM-SSB FIM
    %*********************************

    %*************************************************************************
*****
    %Demodulação OFDM
    %*************************************************************************
*****
    % Conversao Serial - Paralelo
    coluna = 2*C+PC+2;
    StoP(1,:) = waveform (1,1:1:coluna);
    for i=1:numSimbolos-1
        StoP(i+1,:) = waveform(i*coluna+1:1:(i+1)*coluna);
    end
    MatrizRealDemod = StoP(:,PC+1:1:size(StoP,2));
    %************************************
    MatrizImgDemod = fft(MatrizRealDemod,[],2);
    %************************************
    % Matriz PRBS recebida
    SampPortDemod = MatrizImgDemod (:,2:1:C+1);
    SampPortDemod2 = MatrizImgDemod (:,2+(C-numPort):1:C+1);
    %************************************
    % Equalização
    if cont==1
    %     Cont_equ = Treinamento2./SampPortDemod2;
    %     SampPortDemod2 = SampPortDemod2.*Cont_equ;
        cont = 2;
    else
    %     SampPortDemod2 = SampPortDemod2.*Cont_equ;
    end
    %*************************************************************************
*****
    [lin, col] = size(SampPortDemod2);
     SampPortDemodNORM  =  SampPortDemod2/nc;          %normaliza  matriz  de
símbolos
    x = reshape(SampPortDemod2,[1,lin*col]);
    x3 = reshape(SampPortDemodNORM,[1,lin*col]);
    x1(p,:) = x3;
     csvwrite('x1.csv',x1);
```

```
    [lin2, col2] = size(x1);
    x2 = reshape(x1,[1,lin2*col2]);
    %***************************
    % Demapeamento
    SampPortDemap = zeros(numSimbolos,numPort);
    EVM = zeros(numSimbolos,numPort);
    %*************************************************************************
*****
    for l=1:numSimbolos
        for c=1:numPort
            distMIN = 1000;
            for q=1:M
                dist              =              sqrt((imag(ConstNORM(q))-
imag(SampPortDemodNORM(l,c)))^2           +           (real(ConstNORM(q))-
real(SampPortDemodNORM(l,c)))^2);
                if dist<distMIN
                    distMIN = dist;
                    DecPort_Concat2 (l,c) = q-1;
                    SampPortDemap2 (p,c) = q-1;
                    SampPortConst (p,c) = ConstNORM(q);
                     EVM(l,c) = dist;
                    EVM_x1(p,c) = dist;

                end
            end
        end
    end
    %*************************************************************************
*****
    % SampPortDemapBIN = de2bi(SampPortDemap,k);
    if(length(DecPort_Concat_Dem)==2)
        DecPort_Concat_Dem = DecPort_Concat2;
     else
        DecPort_Concat_Dem = [DecPort_Concat_Dem;DecPort_Concat2];
    end
    SampPortDemapBIN = de2bi(DecPort_Concat2,k);
    %***********************************
    %Concatena matriz de dados recebidos
    if(length(SampPortDemapBIN_Concat)==2)
        SampPortDemapBIN_Concat = SampPortDemapBIN;
     else
        SampPortDemapBIN_Concat                                          =
[SampPortDemapBIN_Concat;SampPortDemapBIN];
    end
     %***********************************
    [numero4,BER4] = biterr (DecPortBIN_Concat,SampPortDemapBIN_Concat);
     p = p
    %*********************************
```

```
 bin_Sub_Concat = zeros(1,k);
for i=1:numPort
  bin_Sub = de2bi(DecPort_Concat_Dem(:,i),k);
%***********************************
%Concatena matriz de dados recebidos, em binário
    if(length(bin_Sub_Concat)==k & i==1) %k - numero de bits
        bin_Sub_Concat = bin_Sub;
    else
         bin_Sub_Concat = [bin_Sub_Concat bin_Sub];
    end
end
%*********************************
%Cálculo do BER por portadora
for i=1:numPort
    if(i==1)
        [numero,BER]                        =                       biterr
(bin_DecPort_Concat(:,1:k),bin_Sub_Concat(:,1:k));
        BER_SP(p,i) = BER;
    else
        [numero,BER]  =  biterr  (bin_DecPort_Concat(:,((i-1)*k)+1:(((i-
1)*k)+1)+(k-1)),bin_Sub_Concat(:,((i-1)*k)+1:(((i-1)*k)+1)+(k-1)));
        BER_SP(p,i) = BER;
        NUMERO_SP(p,i) = numero;
    end
end

% EVM
EVMmax = zeros(1,numPort);
Vmax2 = median(abs(Const));
for i=1:numPort
    EVMmax(i)                                                              =
100*(sqrt(1/numSimbolos)*sqrt(sum(EVM(:,i))))/sqrt(Vmax2);
end

if p==imax
    scatterplot(x2);
    title('{\bf Constelação}')
end
%*************************************
end

ModuloErro = abs(EVM_x1);
ModuloSimb = abs(SampPortConst);

EVMrms                                                                     =
100*(sqrt((sum(sum(ModuloErro.^2)))/(sum(sum(ModuloSimb.^2)))));
SNR = 10*log10(1/((EVMrms/100)^2));
```

```
    BER2                    =                    (2/k)*((1                    -
(1/sqrt(2^k)))*erfc((1/(EVMrms./100))*sqrt(3/(2*(2^k -1))))
    f = Ruido-4;
    BER_RUIDO(1,Ruido-4) = BER2;
    SNR_RUIDO(1,Ruido-4) = SNR;
    BER_RUIDO2(QAM_SNR,Ruido-4) = fliplr(BER_RUIDO(1,Ruido-4));
    SNR_RUIDO2(QAM_SNR,Ruido-4) = fliplr(SNR_RUIDO(1,Ruido-4));
        end
    end
    cr = 1;
```

# ANEXO II – Código Fonte do Pulso Chirp

```
% t = 0:1/1e9:0.0001-1/1e9;
% y = chirp(t,0,0.00005,500e3);
%
% figure(1)
% plot(t,y);
% Banda = 500e3;
Banda = 20e3;
TxAmostragem = Banda*2;
t = 0:1/1e7:0.001-1/1e7;
% y = chirp(t,100e3,0.00005,600e3,'quadratic');
y = chirp(t,10e3,0.0005,100e3);

figure(1)
plot(t,y);
% yFFT = fft(y);
% figure(2)
% plot(abs(yFFT));
my_fft(y,TxAmostragem);
c=0;
```