

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

HÉLDER ROBÉLCIO AGOSTINHO BALOI JUNIOR

**ESTIMAÇÃO DE CANAL EM SISTEMAS OFDM UTILIZANDO REDES
NEURAS ARTIFICIAIS RBF COM TRANSMITÂNCIA DE FASE**

Porto Alegre – RS, Brasil

2017

HÉLDER ROBÉLCIO AGOSTINHO BALOI JUNIOR

**ESTIMAÇÃO DE CANAL EM SISTEMAS OFDM UTILIZANDO REDES
NEURAS ARTIFICIAIS RBF COM TRANSMITÂNCIA DE FASE**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sinais, Sistemas e Tecnologia da Informação.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações.

Orientador: Maria Cristina Felippetto De Castro

Porto Alegre – RS, Brasil

2017



**ESTIMAÇÃO DE CANAL EM SISTEMAS OFDM UTILIZANDO
REDES NEURAS ARTIFICIAIS RBF COM TRANSMITÂNCIA
DE FASE**

CANDIDATO: HÉLDER ROBÉLCIO AGOSTINHO BALOI JÚNIOR

Esta Dissertação de Mestrado foi julgada para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.

DRA. MARIA CRISTINA F. DE CASTRO - ORIENTADORA

BANCA EXAMINADORA

**DR. AVELINO FRANCISCO ZORZO - PÓS-GRADUAÇÃO EM CIÊNCIA DA
COMPUTAÇÃO - PUCRS**

DR. FERNANDO CÉSAR COMPARSI DE CASTRO - PPGE - FENG - PUCRS

Dedico este trabalho a toda minha família, em especial a minha mãe e aos meus irmãos que sempre incentivaram o meu crescimento acadêmico e profissional.

Agradecimentos

Quero agradecer, em primeiro lugar, a Deus pela saúde e por iluminar sempre o meu caminho.

A minha orientadora Prof.^a Dra. Maria Cristina Felippeto De Castro, pela oportunidade concedida e por todo acompanhamento durante o curso.

Ao Prof.^o Dr. Fernando César Comparsi De Castro, pelos ensinamentos, tendo toda paciência e me ajudando a concluir este trabalho.

Ao CNPQ por ter financiado os meus estudos e a minha estadia no Brasil.

A todos que direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação, o meu muito obrigado.

“A aversão pelo erro é o mais grave dos erros. É tão vital errarmos como acertarmos”

(Mia Couto)

RESUMO

O canal de comunicação sem fio (*wireless*) apresenta severos efeitos de degradação de sinal resultantes da usual multiplicidade de caminhos de propagação originados por reflexão da onda eletromagnética em pontos específicos ao longo do caminho do enlace entre transmissor e receptor digital. Estruturas metálicas de construções civis, por exemplo, constituem pontos de reflexão da onda. Esta multiplicidade de caminhos de propagação, denominada múltipercurso, gera interferência do sinal sobre ele mesmo quando os múltiplos sinais chegam ao receptor, degradando a inteligibilidade do sinal recebido em consequência dos múltiplos ecos do sinal, o que aumenta a taxa de erro de bits do enlace, reduzindo a confiabilidade. Denomina-se esta interferência de interferência intersimbólica (ISI, do inglês *intersymbol interference*) porque, no sinal em banda-base no receptor, ocorre superposição dos símbolos da modulação digital, resultando em falha na detecção das palavras binárias associadas aos símbolos. Neste contexto, o processo de estimação e compensação dos efeitos do canal desempenha um papel importante em um receptor de comunicação *wireless*. A crescente demanda por sistemas de maiores capacidades de transmissão, robustez e menor complexidade computacional, tem impulsionado várias pesquisas no âmbito dos algoritmos utilizados no processo de estimação de canal. Nos últimos anos a técnica de transmissão de dados através da Multiplexação por Divisão Ortogonal de Frequência (OFDM) tem ganhado destaque por apresentar resistência à ISI, boa eficiência espectral e capacidade de transmissão de altas taxas de dados. OFDM é uma técnica de modulação por multiportadoras que consiste na divisão da largura de banda total em subcanais menores, utilizando subportadoras ortogonais sobrepostas espectralmente. Não obstante a sua robustez, faz-se ainda necessário aplicar técnicas de estimação de canal no receptor OFDM, devido ao efeito de múltipercurso característico de um canal de comunicação *wireless*. Neste trabalho é proposto a implementação de um estimador de canal, baseado em uma rede neural com função de base radial (RBF, do inglês *Radial Basis Function*) complexa. A rede proposta é treinada a partir da resposta ao impulso do canal obtida através de portadoras piloto enviadas e conhecidas pelo receptor. Os resultados da simulação mostram que a rede proposta obteve melhores resultados do que os estimadores clássicos utilizados para estimação de canal em sistemas OFDM.

Palavras chave: Estimação de canal. Portadoras piloto. Rede Neural. RBF.OFDM.

ABSTRACT

The wireless communication channel has severe signal degradation effects resulting from the usual multiplicity of propagation paths originated by reflection of the electromagnetic wave at specific points along the path of the digital transmitter-receiver link. Metallic building structures, for example, are points of reflection of the wave. This multiplicity of propagation paths, called multipath, generates signal interference on itself when multiple signals arrive at the receiver, degrading signal intelligibility, which increases the bit error rates of the link, reducing a reliability. This interference is called intersymbol interference (ISI) because, in the baseband signal at the receiver, overlapping of the digital modulation symbols occurs, resulting in a failure to detect the binary words associated with the symbols. In this context, the channel estimation and compensation process plays an important role in the wireless receiver. The increasing demand for systems with higher transmission capacities, robustness and less computational complexity, has driven several researches in the scope of the algorithms used in the channel estimation process. In recent years, data transmission technique through Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) has been highlighted by resistance to ISI, good spectral efficiency and transmission capacity of high data rates. OFDM is a multi-carrier modulation technique that consists of dividing the total bandwidth into smaller subchannels by using orthogonal subcarriers spectrally superimposed. Despite its robustness, it is still required channel estimation techniques, in OFDM receiver, due to the multipath effect characteristic of a wireless communication channel. This work proposes the implementation of a channel estimator, based on a complex *Radial Basis Function* (RBF) network. The proposed network is trained from the impulse response of the channel obtained through the pilot carriers sent and known by the receiver. The simulation results show that the proposed network obtained better results than the classical estimators used for channel estimation in OFDM systems.

Keywords: Channel estimation. Pilot carriers. Neural network. RBF OFDM.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - (a) Modulação multiportadora sem sobreposição (FDM) (b) Modulação multiportadora com subportadoras ortogonais (OFDM).	22
Figura 2 - Estrutura e característica da frequência em sistemas de transmissão multiportadora.	26
Figura 3 - a) constelação QPSK; b) constelação 16-QAM	27
Figura 4 - Subportadoras representadas no domínio tempo e frequência	28
Figura 5 - Modulador e Demodulador OFDM	29
Figura 6 - Espectro OFDM com 16 subportadoras.....	30
Figura 7 - Sistema de transmissão digital por multiportadora aplicado a OFDM.....	31
Figura 8 - Representação tempo/frequência de um símbolo OFDM e um frame OFDM.....	34
Figura 9 - Efeito de canal de múltipercurso em símbolo OFDM com CP	36
Figura 10 - Propagação do canal wireless	38
Figura 11 - Resposta ao impulso do canal variante no tempo e função de transferência do canal com frequência por desvanecimento seletivo	40
Figura 12 - Canal AWGN	43
Figura 13 - Diagrama de blocos do sistema OFDM com sinais piloto	44
Figura 14 - Arranjo de pilotos Block type.....	46
Figura 15 - Arranjo piloto Comb Type	47
Figura 16 - Arranjo piloto lattice type	48
Figura 17 - Diagrama de bloco de estimador de canal baseado em portadoras piloto	49
Figura 18 - Estrutura da rede neural RBF	56
Figura 19 - Diagrama de blocos de simulação	60
Figura 20 - Distribuição de pilotos no quadro OFDM	61
Figura 21 - Treinamento da rede no quadro OFDM	63
Figura 22 - Apresenta a magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil A.	65
Figura 23 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil A.	65
Figura 24 - Magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil B no domínio do tempo.	66
Figura 25 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil B.	67

Figura 26 - Magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil C no domínio do tempo.	68
Figura 27 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil C.	68
Figura 28 - Magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil D no domínio do tempo.	69
Figura 29 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil D.	70
Figura 30 - Magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil E no domínio do tempo.	71
Figura 31 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil E.	71
Figura 32 - Magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil C Especial no domínio do tempo.	72
Figura 33 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil C Especial.	73
Figura 34 - Magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil C Modificado no domínio do tempo.	74
Figura 35 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil C Modificado.	74
Figura 36 - Magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil D Modificado no domínio do tempo.	75
Figura 37 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil D Modificado.	76
Figura 38 - Curva de desempenho do canal Brazil A.	77
Figura 39 - Curvas de desempenho do canal Brazil B.	78
Figura 40 - Curvas de desempenho do canal Brazil C.	78
Figura 41 - Curvas de desempenho do canal Brazil D.	79
Figura 42 - Curva de desempenho canal Brazil E.	80
Figura 43 - Curva de desempenho do canal Brazil C Especial.	80
Figura 44 - Curvas de desempenho canal Brazil C Modificado.	81
Figura 45 - Curvas de desempenho do canal Brazil D Modificado.	82
Figura 46 - Constelação com efeito de canal Brazil A.	83
Figura 47 - Constelação após estimação do canal Brazil A com SNR = 18dBs.	83
Figura 48 - Canal ITU R M 1225 com $F_d = 15\text{Hz}$	87
Figura 49 - Canal ITU R M.1225 com $F_d = 40\text{Hz}$	88
Figura 50 - Constelação com efeito de canal ITU R M.1225 com $F_d = 15\text{Hz}$	89
Figura 51 - Constelação após estimação Canal ITU R M.1225 com SNR = 18dBs.	89

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros do Sistema OFDM	62
Tabela 2 - Parâmetro da rede neural PTRBFNN.....	62
Tabela 3 - Parâmetros dos percursos do canal Brazil A.	64
Tabela 4 - Parâmetros dos percursos do canal Brazil B.	66
Tabela 5 - Parâmetros dos percursos do canal Brazil C.	67
Tabela 6 - Parâmetros dos percursos do canal Brazil D.	69
Tabela 7 - Parâmetros dos percursos do canal Brazil E.	70
Tabela 8 - Parâmetros dos percursos do canal Brazil C Especial.....	72
Tabela 9 - Parâmetros dos percursos do canal Brasil C Modificado.	73
Tabela 10 - Parâmetros dos percursos do canal Brazil D Modificado.	75
Tabela 11 - Parâmetros da rede neural 2D-PTRBFNN.....	85
Tabela 12 - Parâmetros do canal ITU R M 1225.....	86
Tabela 13 - Parâmetros da rede 2-D PTRBFNN.....	86

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Conversor Analógico-Digital
ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>
ARIB	<i>Association of Radio Industries and Businesses</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BS	<i>Base station</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CS	<i>Cyclic Suffix</i>
DAB	<i>Digital Audio Broadcasting</i>
DAC	Conversor Digital-Analógico
DFT	<i>Discret Fourir Transform</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting Terrestrial</i>
EB	Estação base
E_b/N_0	<i>Energy-per-Symbol to Noise-Density ratio</i>
EF	Estação final
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
GPP	Processador de Proposito Geral
HDTV	<i>High-Definition Television</i>

ICI	<i>Inter-Carrier Interference</i>
IDMA	<i>Interleave Division Multiple Access</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IOT	<i>Internet of Things</i>
IQ	<i>In-phase/Quadrature</i>
ISDB-T	<i>Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
LMMSE	<i>Linear least minimum mean square error</i>
LMS	<i>Least Mean Square</i>
M2M	<i>Machine to Machine</i>
MATLAB	<i>Matrix Laboratory</i>
MIMO	<i>Multiple-input, multiple-output</i>
MLP	<i>Multilayer Perceptron</i>
MMSE	<i>Least Minimum Mean Square Error</i>
NCO	<i>Numerically Controlled Oscillator</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PCA	<i>Principle Component Analysis</i>
PTRBFNN	<i>Phase transmittance RBF Neural Networks</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RBF	<i>Radial Basis Function</i>

RBFNN	<i>Radial Basis Function Neural Networks</i>
RF	Radiofrequência
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RNA	Redes Neurais Artificiais
SER	<i>Symbol Error Rate</i>
SFN	<i>Single Frequency Network</i>
SHF	<i>Super High frequency</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SVD	<i>Singular-Value Decomposition</i>
TS	<i>Terminal Station</i>
VLF	<i>Very Low Frequency</i>
ZP	<i>Zero Padding</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	ESTADO DA ARTE	20
2	TRANSMISSÃO POR MULTIPORTADORA E OFDM	22
2.1	HISTÓRIA DOS SISTEMAS DE TRANSMISSÃO POR MULTIPORTADORA	22
2.2	ESTRUTURA DE UM SISTEMA DE TRANSMISSÃO MULTIPORTADORA	24
2.3	MAPEAMENTO E CONSTELAÇÃO	26
2.4	MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO ORTOGONAL DE FREQUÊNCIA (OFDM)	28
2.4.1	Ortogonalidade	28
2.4.2	Modulação e Demodulação OFDM	29
2.4.3	Prefixo Cíclico	34
3	PROPAGAÇÃO DO CANAL WIRELESS	37
3.1	MODELAGEM DE CANAIS	39
3.2	INTERFERÊNCIA INTERSIMBÓLICA E INTERFERÊNCIA ENTRE CANAIS	41
3.3	MODELAGEM DE CANAIS PARA SISTEMAS MULTIPORTADORAS	43
3.4	CANAL AWGN	43
4	ESTIMAÇÃO E COMPENSAÇÃO DE CANAIS PARA SISTEMAS OFDM	44
4.1	ESTRUTURA DE PILOTOS	45
4.1.1	Block type	45
4.1.2	Comb type	46
4.1.3	Lattice type	47
4.2	ALGORITMOS DE ESTIMAÇÃO DE CANAL	48
4.2.1	Least Square (LS)	49
4.2.2	Minimum Mean Square Error (MMSE)	51
4.3	COMPENSAÇÃO DO CANAL	52
4.4	TÉCNICAS DE INTERPOLAÇÃO DE CANAL	52
4.4.1	Interpolação Linear	52
4.4.2	Interpolação Quadrática	53
4.4.3	Interpolação Cúbica do tipo <i>Spline</i>	53
5	REDE NEURAL ARTIFICIAL	55
5.1	FUNÇÃO DE BASE RADIAL (RBF)	55
5.2	REDE NEURAL RBF COM TRANSMITÂNCIA DE FASE (PTRBFNN)	57
6	SISTEMA PROPOSTO	59
6.1	PARÂMETROS DO SISTEMA OFDM	59

6.2	PARÂMETROS DA REDE NEURAL PTRBFNN.....	62
7	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	64
7.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DOS CANAIS BRAZIL.....	64
7.2	RESULTADOS DO ESTIMADOR PTRBFNN EM CANAIS BRAZIL.....	76
7.2.1	Discussão dos resultados obtidos	84
7.3	RESULTADOS DO ESTIMADOR PTRBFNN EM CANAL ITU R M.1225	85
7.3.1	Discussão dos resultados obtidos	90
8	CONCLUSÃO	91
8.1	TRABALHOS FUTUROS	92
	REFERÊNCIAS	93

1 INTRODUÇÃO

Sistemas de comunicação sem fio (*wireless*), são fundamentalmente alicerçados nos trabalhos clássicos de Oersted, Faraday, Gauss, Maxwell e Hertz ainda no século 19 (PROAKIS; SALEHI, 2002). Desde então, historicamente, sistemas *wireless* vêm acompanhando e determinando a evolução da sociedade humana, sendo, em muitos momentos históricos a causa da quebra do paradigma tecnológico vigente que determinou saltos tecnológicos em inúmeras outras áreas tecnológicas da atuação humana (HINDLE, 2015). Presentemente, a demanda por sistemas *wireless* é intensificada pela entrada no mercado de sistemas para *internet* das coisas (IOT, do inglês *Internet of things*) e sistemas máquina a máquina (M2M, do inglês *Machine to Machine*) (MCLELLAN, 2013). Embora a operação móvel seja uma vantagem fundamental de sistemas *wireless* em relação aos demais sistemas de comunicações, é usual que sistemas *wireless* operem sob mais limitações do que os sistemas de transmissão fixa, tais como capacidade limitada, escassez de espectro e incertezas na qualidade do serviço (TSAI; CHIUEH, 2007). Em sistemas *wireless*, os sinais são transmitidos através do meio físico atmosférico (ar), em bandas de radiofrequência que vão desde frequências muito baixas (VLF, do inglês *Very Low Frequency*) até frequências muito altas (SHF, do inglês *Super High Frequency*), meio físico este que constitui o canal de comunicação entre o transmissor e o receptor de informação. O canal de comunicação apresenta inúmeros efeitos que degradam a qualidade dos sinais recebidos e, conseqüentemente, a confiabilidade da comunicação sem fio. Como resultado, esses efeitos do canal *wireless* causam limitação na capacidade de transporte de informação destes sistemas de comunicação.

Um sistema de comunicação visa transmitir a informação da fonte (transmissor) até o destinatário (receptor), através de um meio de comunicação (canal). O transmissor tem a função de adequar o sinal às características do canal escolhido, visando a recuperação do mesmo no destino. O receptor é responsável por detectar o sinal recebido e adequá-lo a um formato reconhecido pelo destinatário. O canal representa o meio físico que é usado no transporte da informação, e pode ser, um cabo de par trançado, cabo coaxial, cabos ópticos, guias

de onda, a atmosfera, o vácuo, entre outros. Cada canal possui características de transmissão e suscetibilidade a interferências que necessitam ser adequadas para que a informação possa ser transportada. Como resultado dos efeitos do canal, o sinal recebido sempre será diferente do sinal transmitido (WALDOW, 2011).

O canal de rádio móvel, em especial, é caracterizado pela propagação por multipercurso. Especificamente, o sinal que chega ao receptor é resultado da superposição de múltiplas ondas que foram originadas de uma única onda emitida pelo transmissor. Esta onda originalmente emitida pelo transmissor se reflete em estruturas refletoras no caminho de propagação, como árvores, colinas, montanhas, veículos ou edifícios. Portanto, as ondas refletidas chegam ao receptor de diferentes direções após percorrer diferentes caminhos. Por terem percorrido diferentes distâncias, estas ondas refletidas chegam ao receptor com diferentes atrasos (PRASAD, 2004). Essas ondas refletidas e retardadas interferem com a onda direta e causam interferência intersimbólica (ISI), que por sua vez, degrada significativamente o desempenho do sistema. Um sistema *wireless* deve ser concebido para minimizar estes efeitos adversos.

Em um sistema de comunicação digital utilizando modulação em quadratura, a informação a ser transmitida é convertida em uma sequência discreta $S(n)$ de símbolos complexos IQ pertencentes a um alfabeto, onde n representa o número de símbolos. Uma vez que um símbolo IQ é um fasor complexo, a fase e o módulo de cada símbolo IQ determina a respectiva palavra binária do fluxo de palavras binárias enviadas do transmissor ao receptor através do canal de comunicação. Esses símbolos ao trafegarem pelo canal, especialmente um canal de rádio, sofrem ISI, o que impõe distorções de fase e de amplitude em $S(n)$, de modo que a sequência recebida $R(n)$ quase não se assemelha à sequência original transmitida $S(n)$.

Em uma análise no domínio frequência, a ISI resulta em seletividade em frequência do canal. Em determinadas frequências os ecos da onda original causados por reflexão resultam em múltiplas frentes de onda recebidas que se somam fasorialmente de modo a estabelecer um cenário de interferência destrutiva entre as ondas. Este cenário de interferência destrutiva resulta que a função de transferência do canal apresentará um zero, degradando a uniformidade da resposta em frequência do canal caso o zero ocorra na banda passante do canal. Nos

sistemas de comunicações digitais modernos são requeridas altas taxas de transmissão de dados. E quanto maior a taxa de dados, menor será duração dos símbolos IQ, fazendo com que um mínimo atraso por multipercurso já seja suficiente para gerar ecos (ISI), dispersando no tempo os símbolos recebidos.

Em geral, para compensar os efeitos do canal, são adotadas técnicas de equalização adaptativa no receptor de modo a manter a taxa de transmissão de dados alta. A função do equalizador é, portanto, remover ou minimizar a ISI trazendo a taxa de erros por bit (BER, do inglês *Bit Error Rate*) a valores aceitáveis. Ocorre que o filtro adaptativo de resposta finita ao impulso (FIR, do inglês *finite impulse response*) adotado em equalizadores deve ter um número de coeficientes proporcional à dispersão temporal do canal em relação à duração do símbolo IQ. Em ambiente de propagação urbano, quando os ecos podem, por exemplo, estar dispersos de mais de 1 milissegundo para uma duração de menos de 1 microssegundo para cada símbolo IQ, o filtro FIR adaptativo teria mais de 1000 coeficientes, o que estabelece uma altíssima complexidade computacional para o *hardware* do equalizador.

Para contornar a questão da complexidade computacional do equalizador adaptativo no domínio tempo, o sistema de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (OFDM, do inglês *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) (CHO et al., 2010), adota métodos de estimação e compensação do canal em frames OFDM compostos por portadoras de dados e sinais de referência (portadoras piloto) transmitidos e conhecidos no receptor. Vários algoritmos de estimação de canal no domínio de tempo e frequência podem ser encontrados na literatura, dentre eles os mais comuns são: o *least square (LS)*, *minimum mean square error (MMSE)*, *least mean square (LMS)*, *wiener* e redes neurais artificiais.

As redes neurais artificiais têm ganhado destaque em vários estudos sobre a estimação de canal em sistemas OFDM, especialmente as redes neurais com função de base radial (RBF, do inglês *Radial Basis Function*) por serem ferramentas extremamente flexíveis em um ambiente dinâmico. Elas têm a capacidade de aprender rapidamente padrões complexos e tendências presentes nos dados e de se adaptar rapidamente às mudanças (DE CASTRO, 2001).

Uma rede neural artificial é basicamente uma estrutura constituída por blocos funcionais não-lineares chamados neurônios, conectados uns aos outros por pesos sinápticos paralelos. A rede neural tem capacidade de aprendizagem, o que significa que os pesos sinápticos são ajustados com o algoritmo de aprendizagem, de modo que a rede neural reaja a uma dada entrada com uma saída desejada (BUHMANN, 2003).

A abordagem clássica utilizada na aprendizagem da rede neural RBF complexa consiste na obtenção do valor de saída da rede através da determinação da norma euclidiana entre os vetores complexos de entrada e os vetores complexos dos centros gaussianos de referência. Esta abordagem gera ambiguidade de fase na saída do equalizador, pois descarta a fase e utiliza apenas o módulo do símbolo no cálculo do valor de saída da rede, como foi demonstrado por Loss et al. (2007), resultando que a constelação de símbolos de saída apresenta uma rotação em relação à constelação de referência imposta pelo canal de comunicação. Este foi o problema resolvido por Loss et al., (2007) através da implementação de uma rede neural RBF que garante a transmitância da fase.

Neste trabalho é proposto a implementação de uma rede neural artificial complexa do tipo RBF com transmitância de fase entre entrada e saída, apresentada por Loss et al., (2007), para a estimação do canal em sistemas OFDM. A transmitância de fase é obtida substituindo a norma euclidiana na função de base radial de camada oculta da RBF por uma função de base radial de valor complexo. A presente proposta é avaliada através de simulação computacional do desempenho de um enlace TX-CH-RX (Transmissor – Canal – Receptor) para um sistema OFDM operando sob diversos cenários de multipercurso e em presença de ruído branco gaussiano aditivo (AWGN, do inglês *Additive White Gaussian Noise*). Especificamente, para avaliar e validar os resultados serão comparadas as constelações e as curvas de desempenho da taxa de erro por bit (BER, do inglês *Bit Error Rate*) e da taxa de erro por símbolo (SER, do inglês *Symbol Error Rate*) de um sistema OFDM operando com estimadores de canal linear e quadrático sob as mesmas condições de multipercurso aplicadas ao sistema proposto baseado na rede RBF complexa com transmitância de fase.

1.1 ESTADO DA ARTE

A estimação de canal desempenha um papel importante em um receptor de comunicação. Vários estudos têm sido desenvolvidos nesta área com o intuito de tornar os sistemas mais eficientes, robustos e de menor complexidade. Nesta seção são apresentados alguns estudos recentes que também se debruçam sobre o tema proposto neste trabalho.

Seyman e Taspinar (2012) no artigo intitulado “*Channel estimation based on neural network in space time block coded MIMO–OFDM system*” propuseram uma rede neural do tipo (MLP - *Multilayer Perceptron*) treinada pelo algoritmo de *Levenberg-Marquardt (LM)* para estimar parâmetros de canal em sistemas OFDM *Multiple-Input, Multiple-Output (MIMO-OFDM)*. Algoritmos de BER, MSE, LS e LMS, foram utilizados para comparar a rede neural proposta e para avaliar o desempenho do sistema. O estimador de canal baseado na rede neural teve um desempenho muito melhor do que os algoritmos LS e LMS. Além disso, dispensa as estatísticas de canal e envio de portadoras piloto, ao contrário dos algoritmos clássicos.

Os mesmos autores também publicaram em 2013 um trabalho intitulado “*Radial Basis Function Neural Networks for Channel Estimation in MIMO-OFDM Systems*”. A proposta foi um estimador baseado numa rede neural que utiliza a função de base radial treinada pelo método de gradiente descendente para sistemas MIMO-OFDM. A partir de simulações, concluíram que o estimador de canal proposto era uma solução eficaz para o problema de estimação de canal em sistemas MIMO-OFDM, pois apresenta melhor desempenho sobre o canal de desvanecimento de *Rayleigh*. Além disso, não utilizaram portadoras piloto. Assim sendo, a largura de banda pode ser utilizada de forma mais eficiente.

Simsir; Taspinar (2015) também apresentaram um artigo intitulado “*Channel Estimation Using Radial Basis Function Neural Network in OFDM–IDMA System*”. Um estimador de canal baseado em *Radial Basis Function Neural Network (RBFNN)* foi proposto para o sistema OFDM *Interleave Division Multiple Access (OFDM-IDMA)*. O desempenho do estimador proposto foi comparado com os algoritmos LS, MMSE, MLP-LM e MLP-RBP com relação aos critérios MSE e BER. De acordo com os resultados de simulação, o estimador RBFNN mostrou melhor desempenho do que os outros estimadores considerados, excluindo o algoritmo MMSE que tem a

desvantagem de ser mais complexo em comparação aos outros estimadores. Ao contrário do estimador MMSE, o RBFNN não necessita de nenhum conhecimento estatístico do canal para estimar os coeficientes para compensação do canal. Além disso, a flexibilidade inerente e a capacidade de aprendizagem eficiente do RBFNN tornam fácil a aplicação em qualquer sistema.

Em outro artigo apresentado por Hua e Xiao-hui (2010) com o tema “*MIMO-OFDM channel estimation based on Neural Network*” é apresentado um algoritmo semi-cego de estimação de canal MIMO-OFDM baseado em uma rede neural de duas camadas. Em primeiro lugar, o esquema apresentado faz uso de pilotos para estimar a resposta do impulso do canal com base no critério LS. Em seguida, para melhorar o desempenho da estimação, a abordagem por rede neural artificial de duas camadas é aplicada para acompanhar a variação canal efetuando uma análise de componentes principais (PCA). Os resultados da simulação mostram que o algoritmo de estimação de rede neural de duas camadas funciona melhor do que o método LS. Porém o inconveniente neste método é a sua complexidade computacional devido ao uso de algoritmos de recursividade.

Loss et al., (2007) apresentaram é uma nova rede neural complexa do tipo RBF com transmissão de fase (PTRBFNN) entre os nós de entrada e saída, que a torna adequada para a equalização de canal em modulações digitais em quadratura. Esta nova abordagem consiste em substituir a norma euclidiana baseada na função de base radial de camada oculta por uma função de base de valor complexo. Isso permitiu que evitassem a ambiguidade de fase inerente a clássica RBFNN.

Analisado os estudos acima apresentados podemos concluir que a rede neural artificial é potencialmente aplicável para estimação de canal em sistemas OFDM, pois apresenta melhor desempenho em relação aos sistemas clássicos. Nesta perspectiva torna-se essencial o estudo destas redes de modo a alcançar resultados cada vez melhores.

Neste trabalho é proposto a aplicação da rede neural (PTRBFNN) apresentada por Loss et al., (2007), para estimação de canal em sistemas OFDM. O objetivo é explorar a característica desta rede no contexto de aproximação de funções para interpolar as portadoras pilotos de modo a obter a estimação completa do canal em frames OFDM.

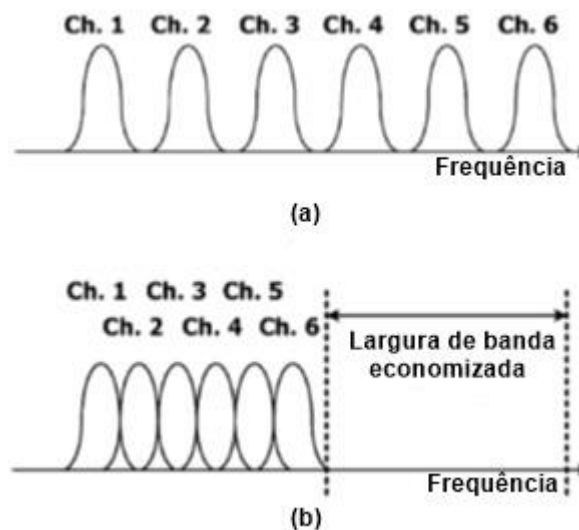
2 TRANSMISSÃO POR MULTIPORTADORA E OFDM

Neste capítulo são abordados os principais conceitos sobre as técnicas de transmissão por multiportadora e modulação OFDM.

2.1 HISTÓRIA DOS SISTEMAS DE TRANSMISSÃO POR MULTIPORTADORA

No sistema clássico de transmissão de dados em paralelo conhecido como FDM (do inglês *Frequency Division Multiplexing*), a banda disponível é dividida em N subcanais igualmente espaçados no domínio da frequência, e posicionados lado a lado, de forma que não ocorra sobreposição de espectro, evitando assim a interferência entre as subportadoras (ICI, do inglês *Inter-Carrier Interference*) (PRASAD, 2004). É também introduzido um intervalo de guarda entre as subportadoras no domínio da frequência para permitir que o sinal possa ser facilmente recebido por demoduladores e filtros convencionais. Porém, com a introdução destes intervalos, o sistema FDM se torna menos eficiente em relação à utilização do espectro do que sistemas de portadora única, quando considerada a mesma taxa de bits.

Figura 1 - (a) Modulação multiportadora sem sobreposição (FDM) (b) Modulação multiportadora com subportadoras ortogonais (OFDM).



Fonte: Adaptado de Tsai; Chiueh (2007)

A Figura 1 ilustra a diferença entre a técnica de modulação multiportadora sem sobreposição e a técnica de modulação com subportadoras ortogonais. A

técnica OFDM é um caso especial do FDM convencional que, sob o ponto de vista da eficiência espectral, apresenta um importante aprimoramento porque introduz o conceito de ortogonalidade. A ortogonalidade consiste na sobreposição do espectro das subportadoras sem causar ICI. Este princípio de sobreposição, permite que a largura de banda ocupada seja reduzida em 50% (TSAI; CHIUEH, 2007).

O conceito de transmissão de dados em paralelo e multiplexação por divisão de frequência (FDM) foi desenvolvido em meados de 1960 e patentado nos estados unidos de América em 1970 (MOSIER; CLABAUGH, 1958 apud PRASAD, 2004). OFDM não é apenas uma técnica de multiplexação em frequência que garante a ortogonalidade entre as subportadoras, mas também pode ser vista como uma técnica de modulação. (TSAI; CHIUEH, 2007).

Desde o surgimento do conceito nos anos 60, pesquisas vêm sendo desenvolvidas na área, principalmente focadas na técnica de modulação por subportadoras ortogonais. Em 1971, Weinstein e Ebert (1971), propuseram o uso da Transformada Discreta de Fourier (DFT, do inglês *Discret fourir Transform*) como parte do processo de modulação e demodulação em banda base. Nesse mesmo trabalho foi observado que a introdução de um intervalo de guarda “vazio”, com o propósito de evitar a ISI, prejudicava a demodulação por DFT devido aos espúrios espectrais gerados pelas bordas abruptas originadas pela ausência de sinal do intervalo de guarda “vazio”. A solução para este problema foi dada em 1980, quando Peled e Ruiz (1980), propuseram o uso de uma cópia da porção final do próximo símbolo a ser transmitido como intervalo de guarda, que ficou conhecido como prefixo cíclico (CP, do inglês *Cyclic Prefix*).

Na década de 1980, o sistema OFDM foi estudado para modems de alta velocidade, comunicações móveis digitais e gravação de alta densidade. Foi implementado um sistema OFDM com a técnica de modulação de amplitude em quadratura multiplexada (QAM) usando DFT (HIROSAKI, 1981); também, usando pilotos entre portadoras de dados, o controle de frequência de *clock* e também poderia ser implementada a codificação *trellis*. Além disso, modems de várias velocidades foram desenvolvidas para redes telefônicas (PRASAD, 2004).

Nos anos 90, o OFDM foi explorado para comunicações de dados em banda larga, através de canais FM de rádio móvel, linhas de assinante digital de alta

taxa de bits (HDSL; 1,6 Mbps), linhas de assinantes digitais assimétricas (ADSL, até 6 Mbps), Linhas de assinante digital de alta velocidade (VDSL, 100 Mbps), transmissão de áudio digital (DAB), Televisão de alta definição (HDTV) e de radiodifusão terrestre (STEEL,1994 apud PRASAD, 2004).

Atualmente, os processos de modulação e demodulação de sinais OFDM podem ser totalmente implementados digitalmente, o que facilita bastante o projeto de sistemas baseados nesta técnica. Em contrapartida, a detecção de sinais OFDM é muito exigente quanto ao sincronismo, ou seja, no receptor a identificação do início de símbolos tem que ser feita com precisão para que a demodulação seja possível. Além disso, pequenos desvios de frequência são suficientes para prejudicar a ortogonalidade entre as subportadoras, podendo inviabilizar a demodulação por DFT. Outro problema, que é inerente à natureza desta técnica de modulação, é a elevada razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR, do inglês *Peak-to-Average Power Ratio*) do sinal (FOOMOOLJAREON; FERNANDO, 2002), que obriga o uso de amplificadores de potência que operem linearmente numa ampla faixa. O mesmo acontece em relação aos conversores DAC e ADC dos modems.

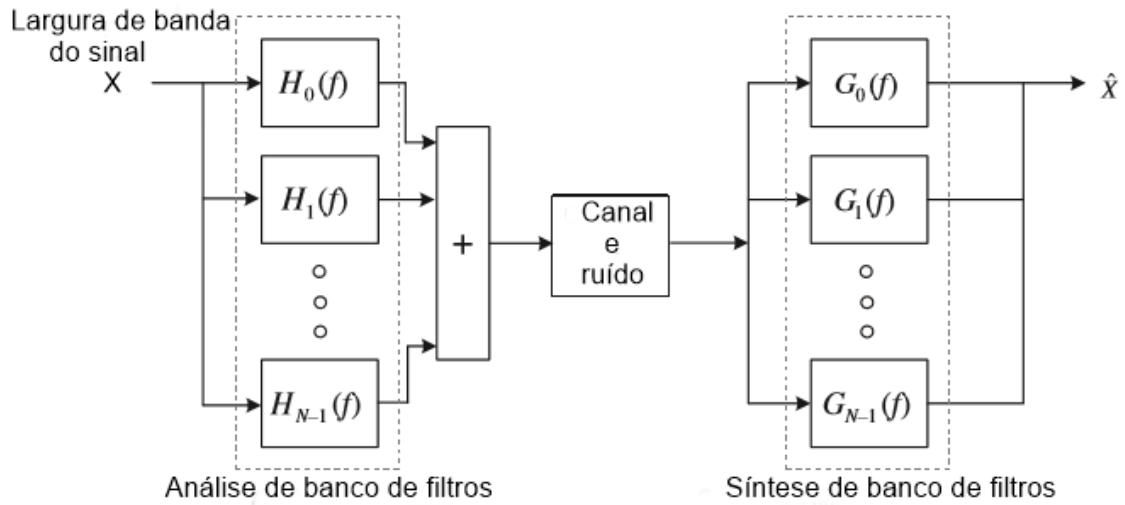
2.2 ESTRUTURA DE UM SISTEMA DE TRANSMISSÃO MULTIPORTADORA

No sistema de transmissão de portadora única, a largura de banda mínima necessária para suportar uma taxa símbolos R_s (símbolos/segundo) é dada pela largura de banda de Nyquist $R_s/2$ (CHO et al., 2010). Isso implica ser necessário aumentar a largura de banda sempre que for desejado transmitir sob uma taxa de dados alta. Quando a largura de banda do sinal for maior do que a largura de banda de coerência no canal *wireless*, o canal sofre desvanecimento devido ao multipercurso, e conseqüentemente resulta na interferência entre símbolos (ISI). Em geral, são empregues equalizadores adaptativos para lidar com a ISI causada pelo desvanecimento do canal devido ao multipercurso variável no tempo. Além disso, a complexidade de um equalizador aumenta com a taxa de dados. Especificamente, os equalizadores adaptativos são implementados por filtros de resposta ao impulso finita (FIR) com coeficientes ajustáveis de modo a minimizar o efeito da ISI. Na prática, mais coeficientes no filtro FIR do equalizador são necessários à medida que se aumenta a taxa de dados. Isto ocorre porque o aumento da taxa de dados

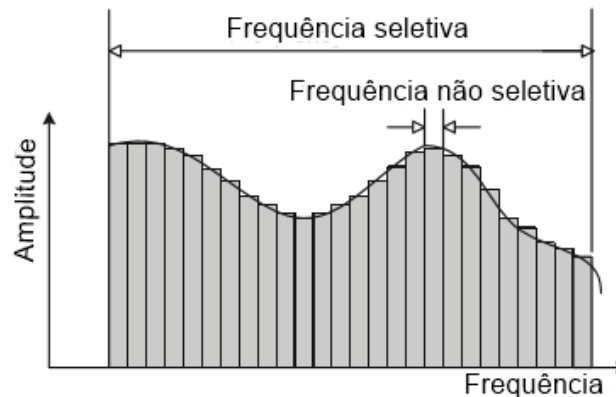
demanda o aumento da taxa de símbolos, o que implica na redução da duração dos símbolos. A redução da duração dos símbolos em relação à duração dos ecos do canal faz com que o filtro FIR necessite de mais coeficientes para cancelar o eco. Observa-se também que a complexidade dos equalizadores ótimos utilizados no receptor, depende da ordem de modulação (M) e do número de multipercursos (CHO et al., 2010). Quando se procura uma transmissão mais eficiente, aumenta-se o M e assim passa ser possível a implementação de uma taxa alta de dados, porém a complexidade do equalizador ideal torna-se proibitiva (CHO et al., 2010). Em conclusão, a transmissão através portadora única torna-se impossível devido à demasiada complexidade do equalizador no receptor.

Para contornar o problema de seletividade em frequência no canal de banda larga que ocorre no sistema de transmissão de portadora única, várias portadoras podem ser utilizadas simultaneamente dividindo entre si a taxa total de dados. Isto permite a transmissão de uma alta taxa total de dados, mas como a taxa individual em cada portadora é baixa, a duração do símbolo em cada portadora será longa, tornando não significativo a interferência do eco de muito menor duração. A Figura 2 (a) mostra a arquitetura básica de um sistema de transmissão multiportadora. Aqui um sinal de banda larga é analisado (através de múltiplos filtros de banda estreita $H_k(f)$) em vários sinais de banda estreita no transmissor e é sintetizado (através de múltiplos filtros de banda estreita $G_k(f)$), cada um correspondendo a $H_k(f)$ no receptor. Deste modo, a função de transferência do canal de banda larga, cuja curva de resposta em frequência é seletiva na banda total do canal, pode ser aproximada por múltiplos canais de banda estreita, com curva de resposta em frequência plana conforme ilustra a Figura 2 (b). Observe que o fato de a curva da resposta em frequência ser plana (i.e., não seletiva) nos canais de banda estreita reduz a complexidade do equalizador para cada subcanal. Enquanto a ortogonalidade entre os subcanais é mantida, a interferência entre portadoras (ICI) pode ser suprimida, garantindo uma transmissão sem distorção (CHO et al., 2010).

Figura 2 - Estrutura e característica da frequência em sistemas de transmissão multiportadora.



(a) Estrutura do sistema de transmissão multicanal



(b) Resposta em frequência do sistema de transmissão multicanal

Fonte: Adaptado de Cho et al., (2010)

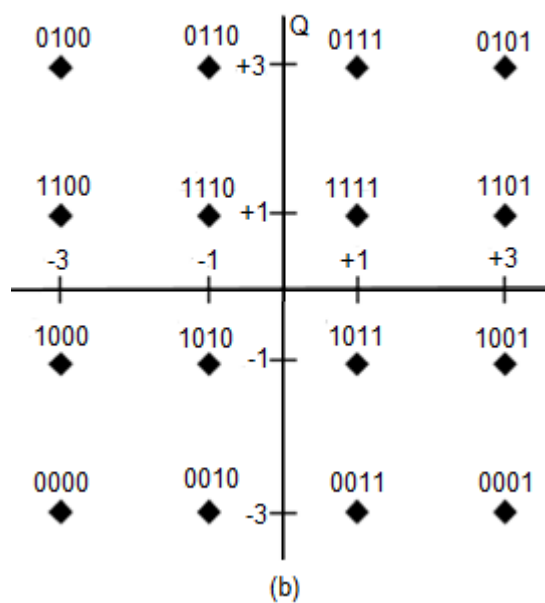
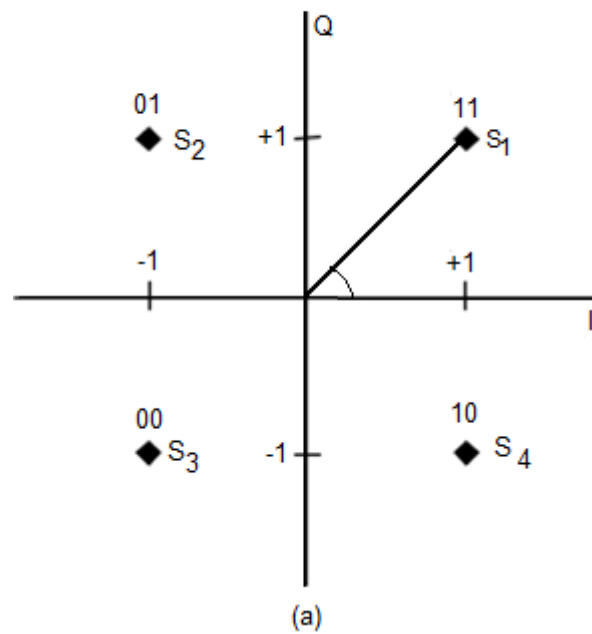
2.3 MAPEAMENTO E CONSTELAÇÃO

Uma modulação digital é caracterizada por um conjunto de M símbolos $S_n = |S_k|e^{j\varphi S_k}$, com $k = 1, \dots, M$. Cada k -ésimo símbolo é um fasor com magnitude $|S_k|$ e ângulo φS_k . Cada símbolo S_k é associado univocamente a uma correspondente palavra binária b_k de $\lceil \log_2 M \rceil$ bits e vice-versa, sendo $\lceil \cdot \rceil$ o operador que retorna o menor inteiro mais próximo. O conjunto de M símbolos S_k e respectivas palavras binárias b_k bi-univocamente associados entre si constituem a denominada constelação da modulação digital (PROAKIS; SALEHI, 2002).

O sistema OFDM, adota as modulações M-PSK e M-QAM que são mapeadas de acordo com o código de Gray (HAYKIN, 2014). Na modulação QPSK são

mapeados dois bits para cada um dos 4 símbolos $S_1 = 1e^{j45^\circ}$, $S_2 = 1e^{j135^\circ}$, $S_3 = 1e^{-j135^\circ}$ e $S_4 = 1e^{-j45^\circ}$. Para $M=16$, por exemplo, a modulação 16-QAM são mapeia quatro bits para cada símbolo. A Figura 3 mostra o mapeamento nas constelações das modulações QPSK e 16-QAM.

Figura 3 - a) Constelação QPSK; b) Constelação 16-QAM



2.4 MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO ORTOGONAL DE FREQUÊNCIA (OFDM)

2.4.1 Ortogonalidade

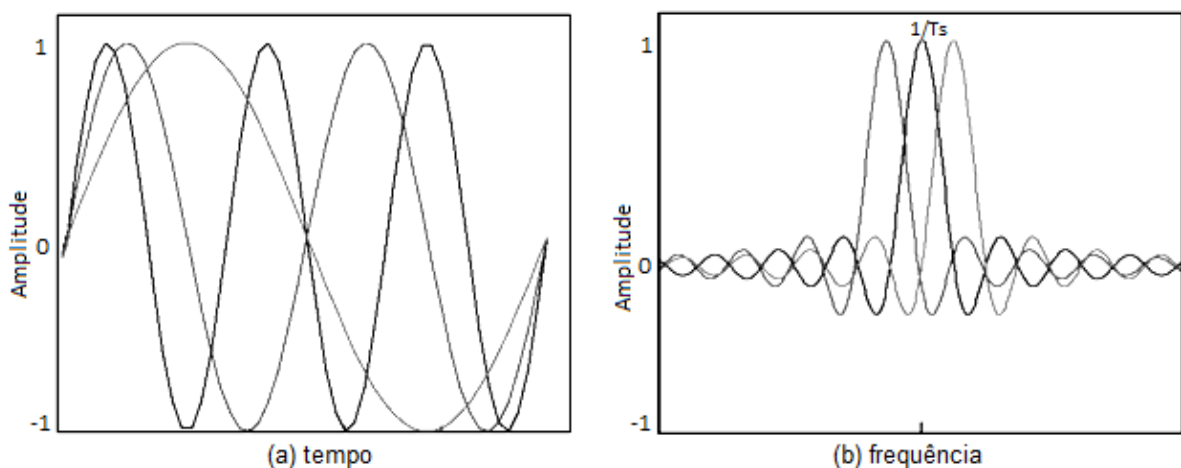
Considere sinais exponenciais complexos, limitados no tempo $\{e^{j2\pi f_n t}\}_{n=0}^{N-1}$ que representam diferentes subportadoras em $f_n = n/T_s$ no sinal OFDM, onde $0 \leq t \leq T_s$. Estes sinais são definidos como ortogonais se a integral dos seus produtos no intervalo seu período fundamental for igual a zero, isto é,

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi f_n t} e^{-j2\pi f_i t} dt &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi \frac{n}{T_s} t} e^{-j2\pi \frac{i}{T_s} t} dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi \frac{(n-i)}{T_s} t} dt \\ &= \begin{cases} 1, & n = i \\ 0, & n \neq i \end{cases} \end{aligned} \quad (2.3)$$

onde n e i são números inteiros.

A ortogonalidade acima demonstrada é uma condição essencial para que não ocorra ICI no sinal OFDM (CHO et al., 2010). A Figura 4 (a) mostra as subportadoras de um sinal OFDM representadas no domínio de tempo. E a Figura 4 (b) mostra o espectro de um símbolo OFDM, que consiste na sobreposição de funções *sinc*, cada uma representando uma subportadora. Note que cada subportadora está centrada na respectiva f_n e separadas $1/T_s$ uma da outra. Quando assim acontece, a condição de ortogonalidade é obedecida, maximizando a eficiência espectral sem que ocorra interferência entre portadoras (ICI).

Figura 4 - Subportadoras representadas no domínio tempo e frequência



Fonte: Adaptado de Cho et al., (2010)

2.4.2 Modulação e Demodulação OFDM

Um sistema de comunicação com modulação por multiportadora transmite N_c símbolos-fonte IQ complexos S_n , $n = 0, \dots, N_c - 1$, em paralelo nas respectivas N_c sub-portadoras. Os símbolos-fonte são obtidos após a sequência de palavras binárias na saída do codificador de canal a ser aplicada ao *mapper*, que gera em sua saída o símbolo correspondente à palavra binária em sua entrada. A duração de um símbolo OFDM, após a sequência de N_c símbolos-fonte ser convertida de serial para paralela, é dada por (FAZEL; KAISER, 2008):

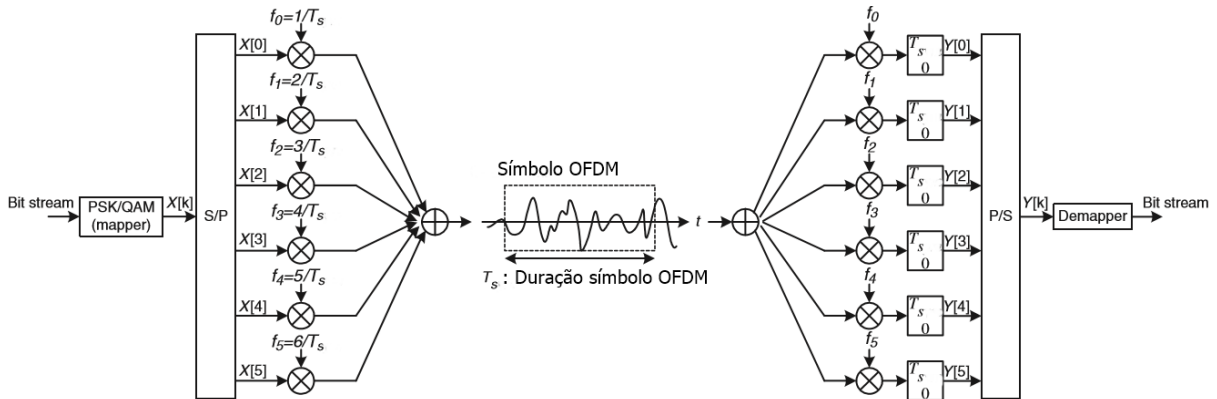
$$T_s = N_c T_d \quad (2.4)$$

onde T_d é a duração dos símbolos-fonte.

A Figura 5 mostra a arquitetura básica de um modulador/demodulador OFDM. O princípio de operação de um sistema OFDM é modular as N_c sub-portadoras com espaçamento entre si dado por

$$F_s = \frac{1}{T_s} \quad (2.5)$$

Figura 5 - Modulador e Demodulador OFDM



Fonte: Adaptado de Cho et al., (2010)

de forma a conseguir a ortogonalidade entre os sinais nas N_c sub-portadoras, presumindo um formato retangular na forma do pulso. Os N_c símbolos fontes paralelos modulados S_n , $n = 0, \dots, N_c - 1$ formam um símbolo OFDM. O envelope complexo de um símbolo OFDM com o formato do pulso retangular possui a seguinte forma:

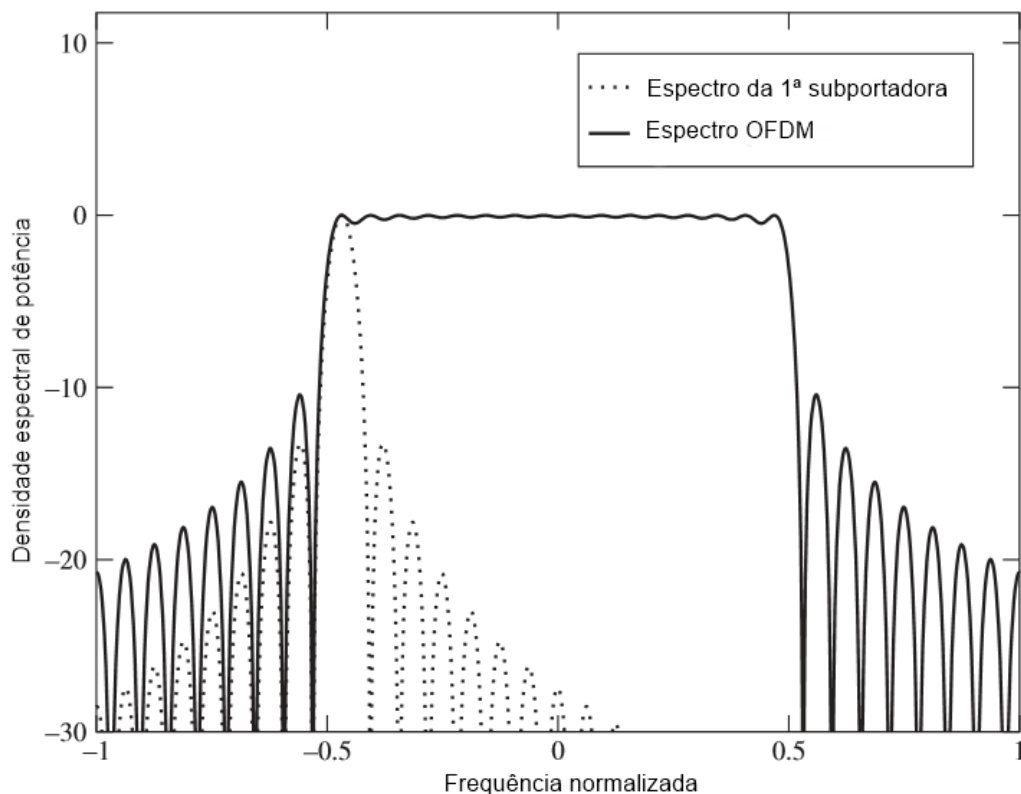
$$x(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi f_n t}, \quad 0 \leq t < T_s \quad (2.6)$$

sendo as N_c frequências das subportadoras localizadas em:

$$f_n = \frac{n}{T_s}, n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (2.7)$$

A densidade espectral de potência normalizada de um símbolo OFDM com 16 subportadoras em relação à sua frequência normalizada fT_d está representada pela linha contínua, na Figura 6. Note que nessa figura, a densidade espectral de potência está deslocada para a frequência central zero, ou seja, em banda base. Os símbolos S_n , $n = 0, \dots, N_c - 1$ são transmitidos com potências iguais. A curva tracejada ilustra a densidade espectral de potência da primeira subportadora modulada e demonstra a construção de todas as outras densidades espectrais de potência como a soma individual das N_c densidades espectrais de potência de cada subportadora deslocada por F_s . Para grandes valores de N_c , a densidade espectral de potência se torna aproximadamente constante na faixa de frequência normalizada de $-0.5 \leq fT_d \leq 0.5$ contendo os N_c subcanais (FAZEL; KAISER, 2008).

Figura 6 - Espectro OFDM com 16 subportadoras



Fonte: Adaptado de Fazel; Kaiser (2008).

Apenas os subcanais localizados nos limites extremos da faixa espectral de potência $-0.5 \leq fT_d \leq 0.5$ contribuem significativamente para a emissão de

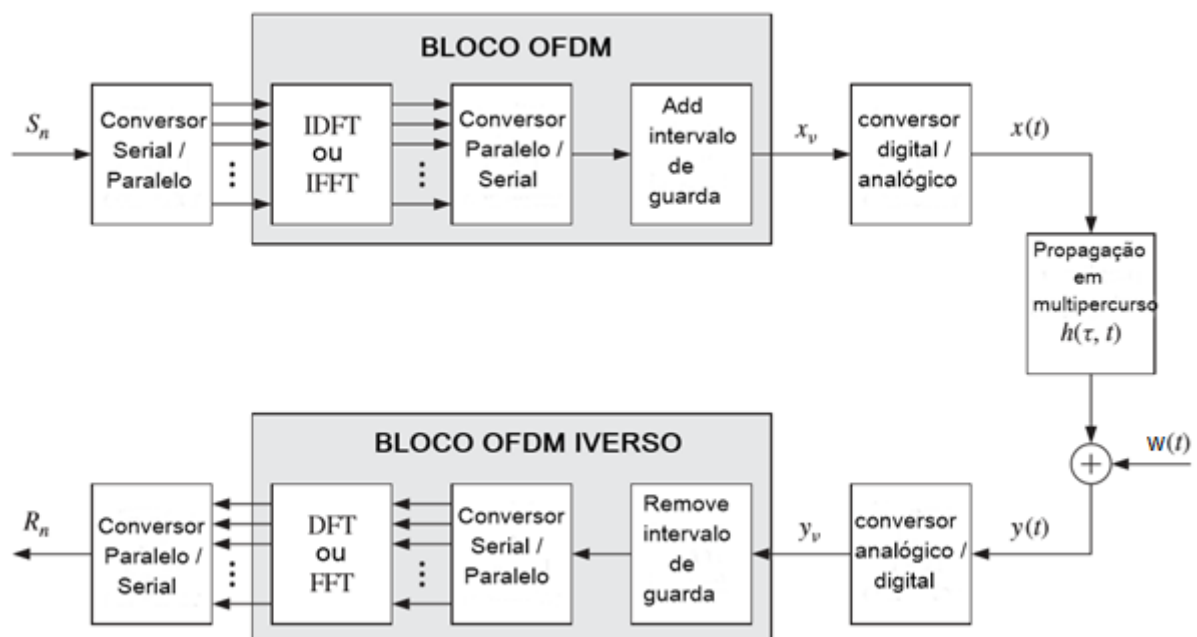
potência extra-banda, isto é, emissão de potência nos canais adjacentes. No entanto, quando o valores para N_c for apenas relativamente grande, a densidade espectral de potência será equivalente a uma modulação por portadora simples com uma filtragem de *Nyquist* ideal.

A vantagem-chave na utilização da técnica OFDM é que a modulação por multiportadoras pode ser implementada no domínio discreto usando uma IDFT, ou, de uma forma computacional mais eficiente, utilizando uma IFFT (FAZEL; KAISER, 2008). Quando amostramos o envelope complexo $x(t)$ de um símbolo OFDM com taxa de $1/T_d$ temos as amostras definidas como

$$x_v = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi n v / N_c}, \quad v = 0, \dots, N_c - 1 \quad (2.8)$$

A sequência amostrada S_n , $n = 0, \dots, N_c - 1$ é a sequência de símbolos-fonte IQ provenientes do *mapper*. A sequência amostrada x_v , $v = 0, \dots, N_c - 1$, é a sequência de números complexos provenientes da IDFT e cujas N_c amostras acrescidas das amostras do prefixo cíclico (conforme será visto a seguir) constitui um símbolo OFDM. A Figura 7 mostra o diagrama em blocos de um modulador multiportadoras OFDM baseado em uma IDFT. A figura mostra também um demodulador multiportadoras que implementa o bloco OFDM inverso utilizando uma DFT.

Figura 7 - Sistema de transmissão digital por multiportadora aplicado a OFDM



Fonte: Adaptado de Fazel; Kaiser (2008).

Quando o número de subportadoras aumenta, a duração T_s de um símbolo OFDM torna-se maior se comparada com a dispersão temporal da resposta ao impulso τ_{max} do canal e, em consequência, o nível de ISI reduz consideravelmente. Para que os efeitos de ISI e ICI sejam não apenas reduzidos, mas completamente eliminados, e de forma a manter a ortogonalidade entre os sinais das subportadoras, deve ser inserido entre os símbolos OFDM adjacentes um intervalo de guarda de duração T_g tal que

$$T_g \geq \tau_{max} \quad (2.9)$$

O intervalo de guarda ou prefixo cíclico é uma extensão cíclica de cada símbolo OFDM que é obtido estendendo a duração de um símbolo OFDM para

$$T'_s = T_g + T_s \quad (2.10)$$

O tamanho discreto do intervalo de guarda deve ser

$$L_g \geq \frac{\tau_{max} N_c}{T_s} \quad (2.11)$$

amostras para que não ocorra o efeito de ISI. A sequência amostrada com o prefixo cíclico de intervalo de guarda resulta em

$$x_v = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi n v / N_c}, \quad v = -L_g, \dots, N_c - 1 \quad (2.12)$$

Essa sequência x_v de $L_g + N_c$ amostras, representativa de um símbolo OFDM, é enviada através de um conversor digital-analógico cuja saída $x(t)$ será idealmente representada com a forma de onda do sinal acrescidas de amostras nulas que serão interpoladas quando submetidas ao *up-converter*, sendo o sinal de *RF* resultante transmitido para o canal, conforme detalha a Figura 19 do Capítulo 6.

O sinal em banda-base na saída do bloco *down-sampling* na Figura 19, corresponde ao sinal recebido $y(t)$ obtido através da convolução de $x(t)$ com a resposta ao impulso do canal $h(t)$ somado a ruído branco gaussiano $w(t)$. Assim, o sinal $y(t)$ é dado por:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau) h(\tau, t) d\tau + w(t) \quad (2.13)$$

O sinal recebido $y(t)$ é aplicado a um conversor analógico-digital, cuja sequência de saída, $y_v, v = -L_g, \dots, N_c - 1$, é o sinal $y(t)$ recebido amostrado a uma

taxa $1/T_d$. Sabendo que a ISI está presente apenas nas primeiras L_g amostras da sequência recebida, estas amostras L_g são removidas antes do processo de demodulação por multiportadoras. A outra parte livre de ISI $v = 0, \dots, N_c - 1$, de y_v é demodulada pelo processo OFDM inverso utilizando uma DFT. A saída da DFT é a sequência de multiportadoras demoduladas, $R_n, n = 0, \dots, N_c - 1$, composta por N_c símbolos de valores complexos

$$R_n = \sum_{v=0}^{N_c-1} y_v e^{-j2\pi n v / N_c}, \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (2.14)$$

Uma vez que os efeitos de ICI forem eliminados através da inserção dos intervalos de guarda, cada subcanal poderá ser tratado independentemente e a ISI poderá ser removida. O símbolo recebido R_n é obtido através da representação no domínio da frequência de acordo com

$$R_n = H_n S_n + W_n, \quad n = 0, \dots, N_c - 1, \quad (2.15)$$

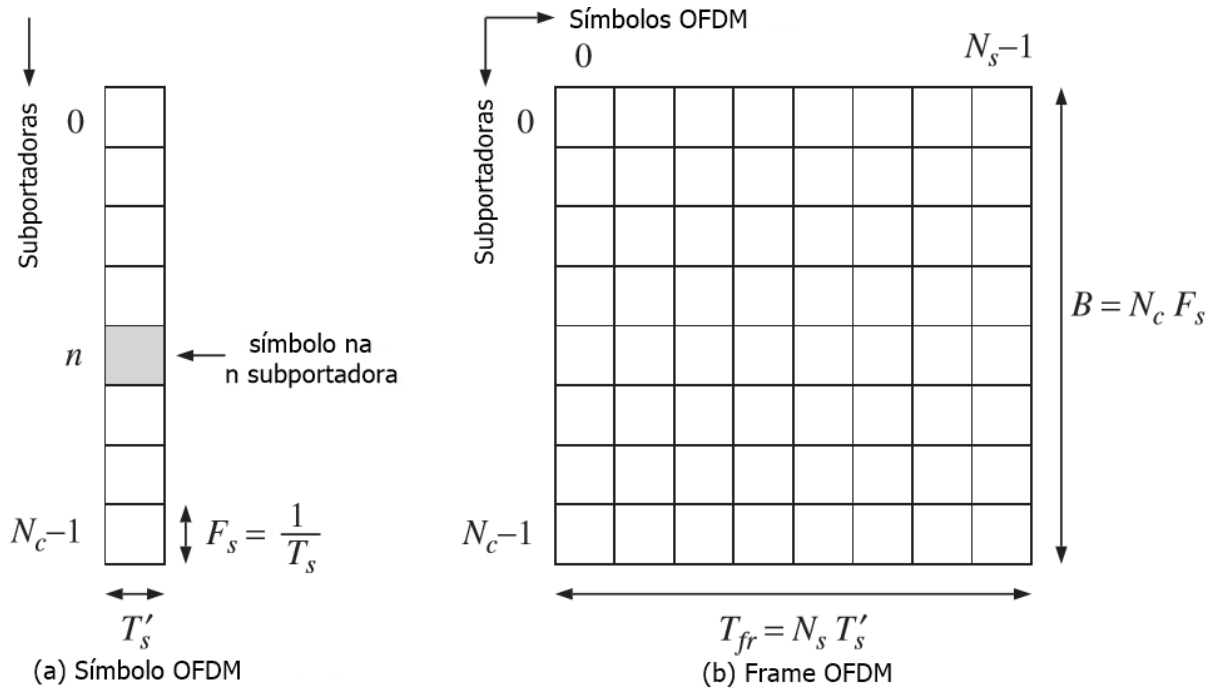
onde $H_n = H(f_n)$ é o valor complexo (módulo e fase) da função de transferência do canal calculada na frequência central f_n do n -ésimo subcanal, denominado de fator de desvanecimento. W_n representa o nível de ruído na entrada do receptor na faixa de frequência do n -ésimo subcanal. Note que o fator de desvanecimento é uma amostra da função de transferência do canal $H_{n,i}$ de acordo com a equação (3.15) do Capítulo 3, onde o índice de tempo i é omitido por simplificação. A variância do ruído é dada por

$$\sigma^2 = E\{|W_n|^2\} \quad (2.16)$$

A representação de um símbolo OFDM no tempo e na frequência é apresentada na Figura 8 (a). A Figura 8 (b) mostra um conjunto de N_s símbolos OFDM subsequentes, denominado de *frame* OFDM. Um n -ésimo *frame* OFDM em geral agrupa os dados do mesmo *transport stream* da camada de transporte do sistema (FISCHER,2004) Assim, a duração de um *frame* OFDM de N_s símbolos OFDM é dada por

$$T_{fr} = N_s T'_s \quad (2.17)$$

Figura 8 - Representação tempo/frequência de um símbolo OFDM e um frame OFDM



Fonte: Adaptado de Fazel; Kaiser (2008).

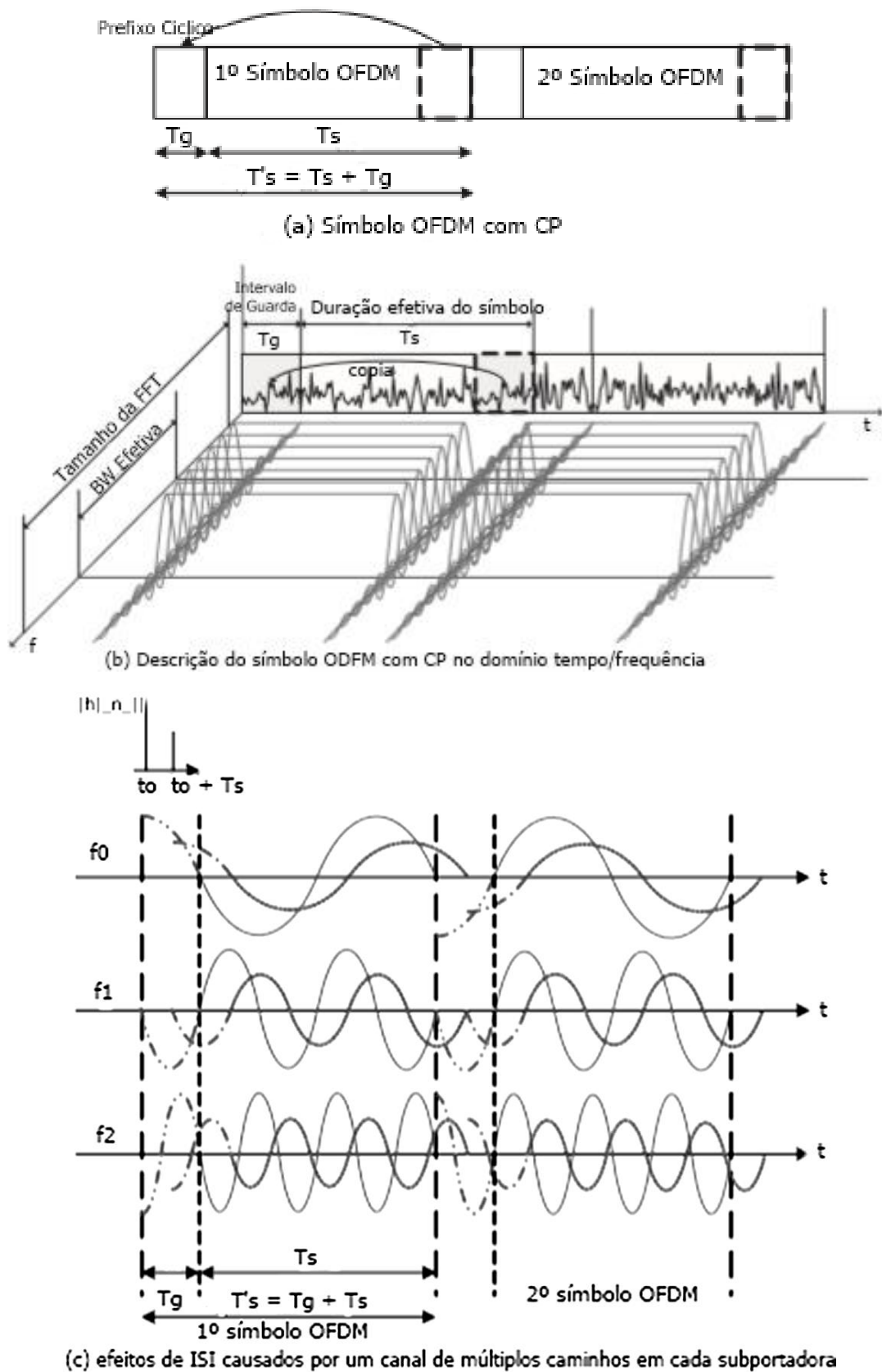
2.4.3 Prefixo Cíclico

Como já visto na seção anterior, paralelizando a transmissão do fluxo de dados em N_c sub-portadoras de frequência distintas resulta em um período de símbolo OFDM N_c vezes mais longo que o período do símbolo-fonte IQ. Isto reduz a influência da dispersão temporal da resposta ao impulso do canal $h(t)$ (i.e., dispersão temporal dos ecos gerados por multi-percurso) em relação ao tempo do símbolo OFDM. Para evitar interferências entre símbolos OFDM e eliminar a interferência nas portadoras (ICI) dos símbolos OFDM adjacentes no tempo, um tempo de guarda é introduzido para cada símbolo OFDM após o IFFT, que é ciclicamente estendido dentro deste tempo de guarda.

O intervalo de guarda OFDM pode ser inserido de duas maneiras diferentes. Uma delas é o preenchimento do intervalo de guarda através de zeros (ZP, do inglês *zero padding*). A outra é a extensão cíclica do símbolo OFDM através do prefixo cíclico (CP, do inglês *Cyclic Prefix*) ou através do sufixo cíclico (CS, do inglês *cyclic suffix*) (CHO et al., 2010). CP é a extensão do símbolo OFDM obtida a partir da cópia das últimas amostras do símbolo OFDM para frente.

Vamos considerar T_g como a duração do comprimento de CP em termos de amostras. Em seguida, os símbolos OFDM expandidos têm agora a duração de $T'_s = T_g + T_s$. A Figura 9 (a) mostra dois símbolos OFDM consecutivos, cada um dos quais tem agregado o CP de duração T_g , cada símbolo OFDM tendo uma duração total de $T'_s = T_g + T_s$. A Figura 9 (b) mostra os símbolos OFDM da Figura 9 (a) conjuntamente nos domínios tempo e frequência, em que observa-se a compacidade da BW efetiva em razão da superposição das subportadoras no domínio frequência, mas sem interferirem-se entre si (ICI) devido à ortogonalidade do sinal OFDM. A Figura 9 (c) mostra os efeitos de ISI causados por um canal dispersivo (i.e., com multipercurso) com um percurso principal direto e um percurso secundário decorrente da reflexão da onda em algum ponto de reflexão no canal, resultando em um eco com atraso t_0 devido à maior distância percorrida pela onda no percurso secundário. Note que o eco afeta as subportadoras f_0 , f_1 e f_2 do símbolo OFDM subsequente, sendo o eco representado pela senóide cinza escura em cada portadora e sendo o sinal do caminho principal representado pela senóide cinza claro em cada portadora. As linhas tracejadas no sinal principal (cinza claro) e no seu eco (cinza escuro) representam o segmento correspondente ao CP de duração T_g . Note também que, para cada portadora, se a duração T_g do CP é maior que o atraso máximo t_0 do eco do canal, a senóide do eco (cinza escuro) avança temporalmente no símbolo OFDM subsequente, mas como o eco é confinado dentro do intervalo T_g do CP do símbolo OFDM subsequente, fica assim evitada a interferência do eco do 1º símbolo OFDM no 2º símbolo OFDM. Observe que, fazendo $T_g > t_0$, o CP assim evita que o eco possa interferir na janela da FFT de duração de T_s do próximo símbolo OFDM, evitando assim ISI e ICI e mantendo a ortogonalidade entre as subportadoras. Como a continuidade de cada subportadora foi garantida pelo CP, sua ortogonalidade com todas as outras subportadoras é mantida sobre T'_s .

Figura 9 - Efeito de canal de múltipercurso em símbolo OFDM com CP



Fonte: Adaptado de CHO et al., (2010)

3 PROPAGAÇÃO DO CANAL WIRELESS

Canais de rádio são extremamente dinâmicos e variantes no tempo devido as variações do próprio canal e do movimento do receptor. Em um cenário de multipercurso, o efeito *Doppler*, que ocorre quando há movimento relativo entre transmissor e receptor, impõe variações periódicas à função de transferência do canal. Os zeros da função de transferência ocorrem em frequências em que há interferência destrutiva entre as ondas, e estas frequências dependem da posição do receptor no cenário de multipercurso. Assim, à medida que o receptor se desloca a função de transferência do canal varia e em consequência o sinal recebido também varia (TSAI; CHIUEH, 2007). Além dos efeitos do canal sem fio, o sinal de transmissão também sofre distorções causadas por circuitos analógicos do *front-end* de RF. Para construir um modelo de canal em banda base equivalente para um sistema de comunicação sem fio devem ser levadas em consideração características de propagação do sinal, assim como não idealidades dos circuitos de RF. A modelagem de canal de banda base é crucial para o projeto de receptores de banda base sem fio, pois qualquer imprecisão inevitavelmente leva a projetos deficientes do receptor ou a receptores caros (TSAI; CHIUEH, 2007).

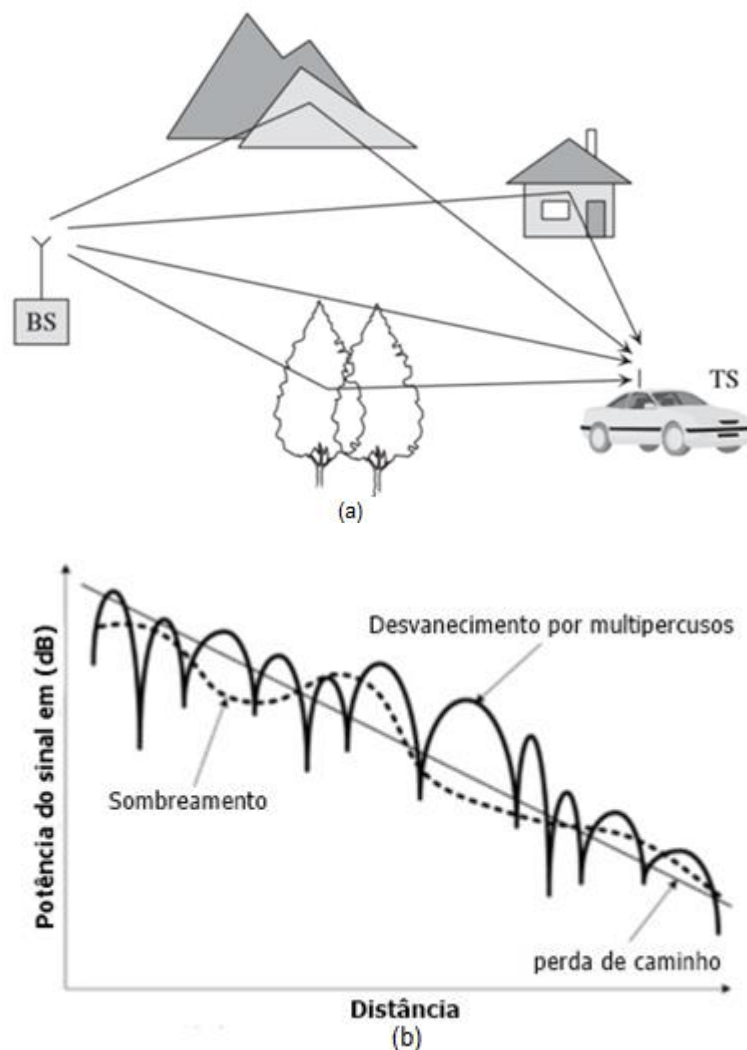
O entendimento das características dos meios de comunicações é crucial para a adoção apropriada da arquitetura do sistema de transmissão, o dimensionamento de seus componentes e a otimização dos parâmetros do sistema, especialmente os canais de rádio móveis, que são considerados os canais mais difíceis por sofrerem os mais variados tipos de imperfeições, como multipercursos, desvanecimento, interferências, espalhamento *Doppler* e sombras. A escolha dos componentes de um sistema sofrerá modificações se por algum motivo a propagação de multipercursos com longos períodos de eco for preponderante na difusão radioelétrica do sinal. Assim, a descrição e modelagem de canais em diferentes ambientes – como móveis, fixos, *indoor* ou *outdoor* – faz-se necessária. Isso permite, através de simulações, estimar e validar a performance de um dado sistema em todas as suas fases de desenvolvimento (FAZEL; KAISER, 2008).

Em um sistema de comunicação sem fio, devido aos inúmeros obstáculos e pontos de reflexão no ambiente de propagação, a onda eletromagnética

normalmente percorre caminhos diferentes, decorrentes da reflexão, dispersão e difração, conforme ilustra a Figura 10 (a). O efeito coletivo desses mecanismos é aleatório e complicado. Assim, usualmente, estes diferentes mecanismos de propagação são combinados e categorizados como perda de caminho, sombreamento e desvanecimento por múltiplos caminhos como pode ser visto na Figura 10 (b).

– **Propagação por multipercursos:** ocorre como consequência das reflexões, dispersões e difrações das ondas eletromagnéticas transmitidas em objetos naturais ou feitos pelo homem. Uma variedade de sinais de diferentes direções com diversos atrasos, atenuações e fases chega através da antena receptora. A superposição desses sinais altera as variações da amplitude e da fase do sinal resultante recebido.

Figura 10 - Propagação do canal wireless



Fonte: Adaptado de Fazel, Kaiser (2008); Tsai, Chiueh (2007).

– **Propagação por espalhamento Doppler:** é causada por objetos em movimento em canais de rádio móveis. As fases e as amplitudes dos sinais incidentes são variantes no tempo em função da propagação do multipercurso. Até mesmo um pequeno movimento com relação ao comprimento da onda principal incidente pode resultar numa superposição dos sinais totalmente diferente.

– **Sombreamento:** é causado devido à obstrução das ondas transmitidas por objetos das mais variadas naturezas (como morros, prédios, paredes e até mesmo árvores), que resulta numa maior ou menor atenuação da intensidade do sinal. A variação da intensidade do sinal em função do sombreamento é chamada de desvanecimento lento e pode ser representada por uma distribuição logarítmica normal.

– **Perdas de caminho:** estão relacionadas a como a potência média do canal decai em relação à distância entre o transmissor e o receptor. No espaço livre, a potência média do sinal diminui com o quadrado da distância entre a estação base (EB) e a estação final (EF). Em um canal de rádio móvel, onde frequentemente não existe um caminho com linha de visada, a potência do sinal diminui exponencialmente com fatores maiores que dois, podendo atingir ordens de três a cinco. Variações na potência do sinal recebido devidas ao efeito do sombreamento e às perdas de caminho podem ser eficientemente compensadas por um controle de potência.

3.1 MODELAGEM DE CANAIS

Um canal de rádio móvel pode ser caracterizado pela resposta ao impulso do canal variante no tempo $h(\tau, t)$ ou pela função de transferência variante no tempo $H(f, t)$, que é a transformada de Fourier de $h(\tau, t)$ (FAZEL; KAISER, 2008). A resposta ao impulso do canal representa a resposta do canal no instante t devido a um impulso aplicado no instante $\tau - t$. Assumindo que um canal móvel de rádio seja um processo aleatório estacionário e que sobre ele atue um desvanecimento estatisticamente constante em períodos curtos de tempo ou sob pequenas distâncias em ambientes de propagação com multipercursos, a resposta ao impulso

do canal será composta por um grande número de impulsos dispersos recebidos através de N_p caminhos diferentes, onde

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi(f_{D,p})t + \varphi_p)} \delta_{(\tau - \tau_p)}, \quad (3.1)$$

Onde:

$$\delta_{(\tau - \tau_p)} = \begin{cases} 1 & \text{se } \tau = \tau_p \\ 0 & \text{outro} \end{cases}$$

e a_p , $f_{D,p}$, φ_p e τ_p são, respectivamente, a amplitude, a frequência do Doppler, a fase e o atraso de propagação associado ao p -ésimo caminho, $p = 0, \dots, N_p - 1$. A função de transferência para o canal em questão é

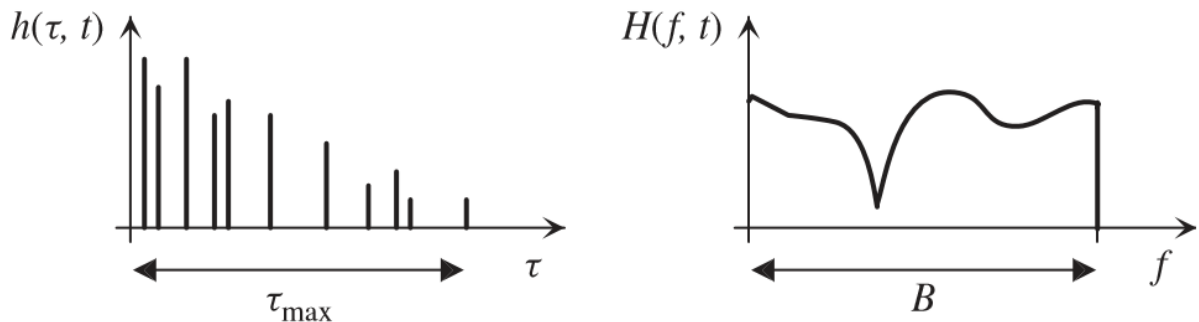
$$H(f, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j\{2\pi[(f_{D,p})t - f\tau_p] + \varphi_p\}}. \quad (3.2)$$

os atrasos são medidos em relação ao primeiro caminho detectado pelo receptor. A frequência de Doppler definida através da expressão

$$f_{D,p} = \frac{v f_c \cos(\alpha_p)}{c} \quad (3.3)$$

depende da velocidade v do receptor, da velocidade da luz c , da frequência da portadora f_c e do ângulo α_p entre o vetor que define a direção de propagação da onda que trafega no caminho p e o vetor que define a direção da velocidade v do receptor. A resposta ao impulso do canal com a sua função de transferência correspondente está ilustrada na Figura 11.

Figura 11 - Resposta ao impulso do canal variante no tempo e função de transferência do canal com frequência por desvanecimento seletivo



Fonte: Fazel; Kaiser (2008).

A densidade espectral de potência de atraso ρ_τ que caracteriza a seletividade de frequência do canal móvel de rádio fornece a potência média da saída do canal

como função do atraso τ . O atraso médio $\bar{\tau}$, a raiz média quadrática (do inglês RMS – *Root Mean Square*) do atraso de propagação τ_{RMS} e o máximo atraso τ_{max} são parâmetros característicos da densidade espectral de potência de atraso. O atraso médio é dado por:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} \quad (3.4)$$

Onde $\Omega_p = |a_p|^2$ é a potência do caminho.

O valor RMS do atraso de propagação é definido como:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p^2 \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} - \bar{\tau}^2} \quad (3.5)$$

De uma forma muito parecida, a densidade espectral de potência do *Doppler* $S(f_D)$ pode ser definida de maneira a caracterizar o canal móvel de rádio variante no tempo fornecendo a potência média na saída do canal como uma função da frequência do *Doppler* f_D (KAZEL; KAISER, 2003). As propriedades de dispersão em frequência dos multipercursos do canal são comumente quantificadas pela máxima frequência *Doppler* f_{Dmax} e pelo espalhamento *Doppler* $f_{Dspread}$. O espalhamento *Doppler* é, na verdade, a largura de banda da densidade espectral de potência do *Doppler* que pode assumir valores de até duas vezes $|f_{Dmax}|$, isto é

$$f_{Dspread} \leq 2|f_{Dmax}| \quad (3.6)$$

3.2 INTERFERÊNCIA INTERSIMBÓLICA E INTERFERÊNCIA ENTRE CANAIS

A dispersão dos valores de atraso no conjunto de possíveis percursos (*delay spread*) pode causar interferência intersimbólica (ISI) quando símbolos adjacentes sobrepõem-se e interferem-se uns nos outros devido à diferença de atrasos de propagação de cada percurso (FAZEL; KAISER, 2008). O número de símbolos interferentes em um sistema de modulação com portadora única é dado por

$$N_{ISI, \text{ single carrier}} = \left\lceil \frac{\tau_{max}}{T_d} \right\rceil \quad (3.7)$$

onde o operador $\lceil . \rceil$ determina o menor inteiro maior ou igual a x , τ_{max} é o máximo atraso no cenário de multipercurso e T_d é a duração do símbolo IQ.

Para aplicações com altas taxas de transmissão e, conseqüentemente, com uma duração $T_d < \tau_{max}$, o efeito da ISI é tal que a complexidade do receptor aumenta significativamente. O efeito da ISI pode ser compensado por duas técnicas básicas: equalização no domínio tempo e equalização no domínio frequência. Se a duração do símbolo IQ transmitido for significativamente maior do que o atraso máximo, isto é, $T_d \gg \tau_{max}$, o canal produzirá uma quantidade insignificante de ISI. Esse efeito é explorado em transmissões multiportadoras, em que a duração por símbolo transmitido aumenta com o número de N_c subportadoras, diminuindo consideravelmente o efeito da ISI. O número de símbolos interferentes em um sistema de modulação multiportadoras é dado por

$$N_{ISI, multi\ carrier} = \left\lceil \frac{\tau_{max}}{N_c T_d} \right\rceil \quad (3.8)$$

A ISI residual pode ser eliminada com o uso de intervalos de guarda, como foi descrito na secção 2.3.3.

O máximo desvio de frequência *Doppler* em aplicações com canais de rádio móvel utilizando modulação com portadora simples é normalmente muito menor do que a distância em frequência entre canais adjacentes, de modo que o efeito da interferência desses canais em função do desvio *Doppler* não é um problema para sistemas de modulação com portadora simples. Já para os sistemas de modulação com multiportadoras, os espaços F_s entre os subcanais podem assumir distâncias muito pequenas, fazendo com que os efeitos *Doppler* causem significativas interferências entre canais (ICI). Quanto maior for o desvio de frequência F_D causado pelo efeito *Doppler*, maior será o deslocamento das subportadoras. Assim, tal efeito poderá ser compensado no receptor eliminando os efeitos de ICI. No entanto, se o desvio de frequência *Doppler* ocorrer em uma quantidade expressiva das subportadoras, a ICI pode degradar significativamente a performance do sistema. Para que isso não ocorra, ou para que se evitem receptores mais complexos com equalização de ICI, os espaços F_s entre subportadoras devem idealmente ser escolhidos como

$$F_s \gg f_{Dmax} \quad (3.9)$$

tal que os efeitos devido ao *Doppler* possam ser negligenciados (FAZEL; KAISER, 2008).

3.3 MODELAGEM DE CANAIS PARA SISTEMAS MULTIPORTADORAS

Sistemas multiportadoras são usualmente simulados no domínio frequência. Para tanto, é assumido não haver ISI ou ICI. É também assumido desvanecimento não seletivo por subportadora e que o canal pode ser considerado invariante no tempo durante um símbolo OFDM. A função de transferência discreta do canal no contexto de um sistema multiportadoras é dada por (FAZEL; KAISER, 2008):

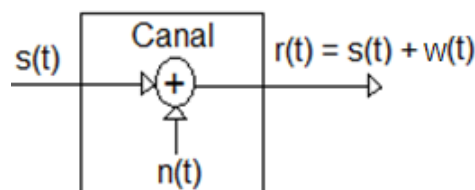
$$\begin{aligned} H_{n,i} = H(nF_s, iT'_s) &= \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j\{2\pi[(f_{D,p})iT'_s - nF_s\tau_p] + \varphi_p\}} \\ &= a_{n,i} e^{j\varphi_{n,i}} \end{aligned} \quad (3.10)$$

onde a função de transferência contínua do canal $H(f, t)$ é amostrada em períodos de tempo, que são determinados pela taxa de amostragem de símbolos OFDM $1/T'_s$, e em frequência, onde as subportadoras estarão espaçadas em F_s . A duração T'_s é a duração total do período do símbolo OFDM incluindo o intervalo de guarda. Assim, um símbolo transmitido em um subcanal n de um símbolo OFDM i é multiplicado pela amplitude do desvanecimento resultante $a_{n,i}$, e rotacionado da fase $\varphi_{n,i}$.

3.4 CANAL AWGN

Ruído Branco Gaussiano Aditivo (AWGN, do inglês *Additive White Gaussian Noise*), é o modelo matemático mais simples utilizado para representar um canal de comunicação, como mostra a Figura 12. Neste modelo o sinal transmitido $s(t)$ é corrompido por um processo de ruído randômico aditivo $w(t)$. Este tipo de ruído é estatisticamente caracterizado como um processo de ruído Gaussiano e seu uso resulta num modelo de canal matematicamente tratável e largamente utilizado para representar o canal nos sistemas de comunicação atuais (PROAKIS; SALEHI, 2002).

Figura 12 - Canal AWGN

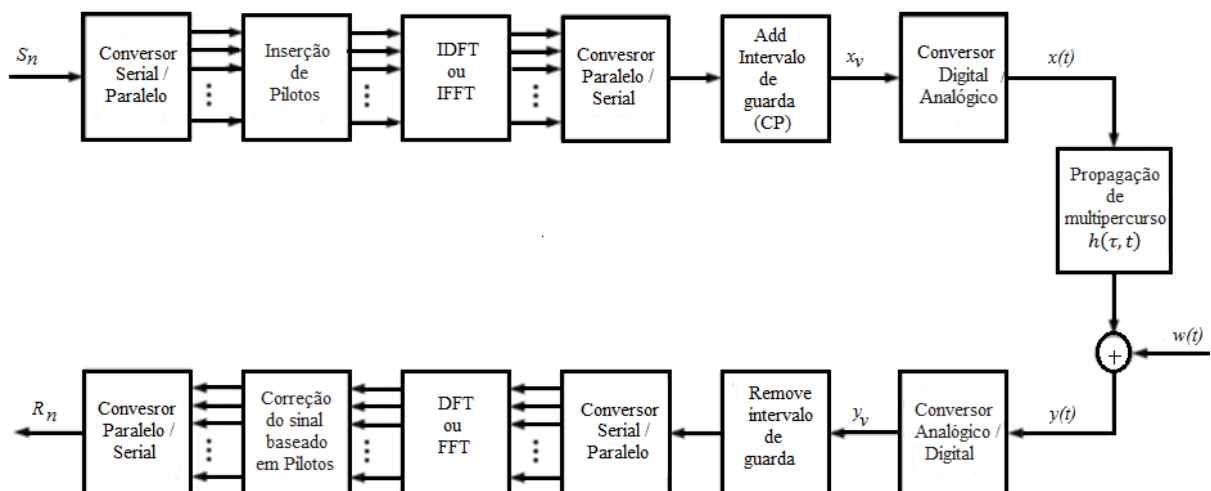


Fonte: Adaptado de Proakis; Salehi (2002)

4 ESTIMAÇÃO E COMPENSAÇÃO DE CANAIS PARA SISTEMAS OFDM

A estimação de canal desempenha um papel importante em um receptor de comunicação. Para atenuar os efeitos do multipercurso do canal sobre o sinal recebido, é necessária uma estimativa precisa, de modo a fornecer informação para processamento adicional do sinal recebido. Os estimadores de canais podem ser categorizados como não auxiliados ou auxiliados por dados (TSAI; CHIUEH 2007). Os estimadores de canal não auxiliados por dados ou cegos estimam a resposta do canal a partir dos dados estatísticos do sinal recebido. Não são necessários sinais de referência especializados (símbolos de treinamento) e a eficiência de transmissão é mantida para sistemas que utilizam estes esquemas de estimação de canal. No entanto, sem um conhecimento preciso dos sinais transmitidos, um grande número de dados deve ser coletado para obter uma estimativa confiável. Por outro lado, os estimadores de canal auxiliados por dados requerem sinais de referência (símbolos de treinamento) conhecidos para serem transmitidos. Uma estimativa de canal rápida e precisa pode ser conseguida comparando os sinais de referência recebidos e transmitidos. Deve ser inserido um número suficiente de tais sinais de referência de acordo com o grau de variação do canal, nomeadamente o tempo de coerência e a largura de banda de coerência do canal sob estimativa. A Figura 13 mostra um típico diagrama de blocos do sistema OFDM com sinais piloto.

Figura 13 - Diagrama de blocos do sistema OFDM com sinais piloto



Fonte: Adaptado de Hsieh; Wei (1998)

A banda operacional de um canal de comunicações é sujeita a desvanecimento seletivo em frequência devido ao multipercurso. A técnica OFDM é conhecida por garantir boa eficiência espectral em relação aos canais com desvanecimento seletivo em frequência. Conforme já discutido em seções anteriores, a eficiência da técnica OFDM resulta da subdivisão da banda operacional em um grande número de sub-canais, cada um centrado em uma sub-portadora, e que, devido à menor largura de banda destes sub-canais, o desvanecimento que ocorre é em banda estreita, eliminando o desvanecimento seletivo. Para minimizar o desvanecimento em banda-estreita em cada sub-canal, uma estimativa da função de transferência do sub-canal é utilizada para equalizar cada respectiva sub-portadora. A maioria dos padrões de comunicação baseados em OFDM, tais como DVB-T, ISDB-T, IEEE 802.11a / g e IEEE 802.16e, fornecem formas de sinais de referência, nomeadamente preâmbulo ou sinais piloto (TSAI; CHIUEH 2007). Esta seção se discorre sobre os algoritmos de estimativa de canal auxiliados por dados (portadoras piloto) para comunicações OFDM. Serão também introduzidas estruturas de pilotos comuns em sistemas OFDM.

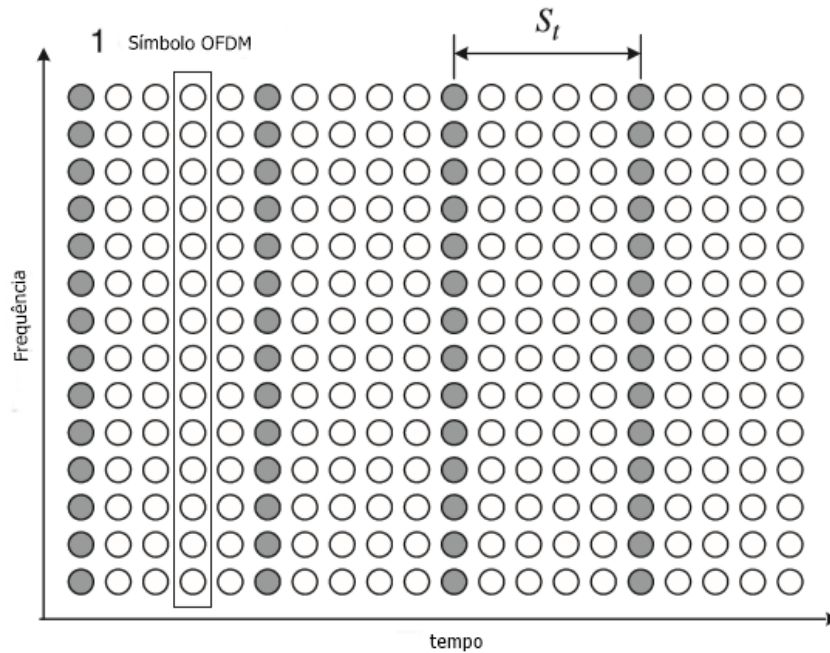
4.1 ESTRUTURA DE PILOTOS

Nos sistemas OFDM, normalmente subportadoras piloto são entrelaçadas com subportadoras de dados. Dependendo do arranjo de pilotos, três tipos diferentes de estruturas de pilotos são considerados: *block type*, *comb type* e *lattice type* (CHO et al., 2010). Nos tipos abaixo ilustrados, os círculos escuros denotam as subportadoras piloto, enquanto os círculos brancos designam subportadoras de dados.

4.1.1 *Block type*

O arranjo de pilotos *block type* está representado na Figura 14. Neste tipo, os símbolos OFDM com pilotos em todas as subportadoras (referidos aqui como símbolos piloto) são transmitidos periodicamente para a estimativa de canal. Usando esses pilotos, uma interpolação no domínio do tempo é realizada para estimar o canal ao longo do eixo do tempo.

Figura 14 - Arranjo de pilotos Block type



Fonte: Adaptado de CHO et al. (2010).

Seja S_t o período dos símbolos pilotos no tempo. Para acompanhar as características de canal que variam no tempo, os símbolos pilotos devem ser colocados com frequência na qual o tempo é coerente. Como o tempo de coerência é dado em uma forma inversa da frequência *Doppler* $f_{Doppler}$ no canal, o período de símbolo piloto deve satisfazer a seguinte desigualdade:

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \quad (4.1)$$

uma vez que os símbolos piloto são inseridos em todas as subportadoras com um certo período no tempo, o arranjo piloto *bloco type* está adequado para canais seletivos em frequência. Para os canais de desvanecimento rápido, no entanto, pode ser necessário reduzir o período S_t do símbolo piloto (CHO et al. 2010) para que seja possível rastrear a variação do canal.

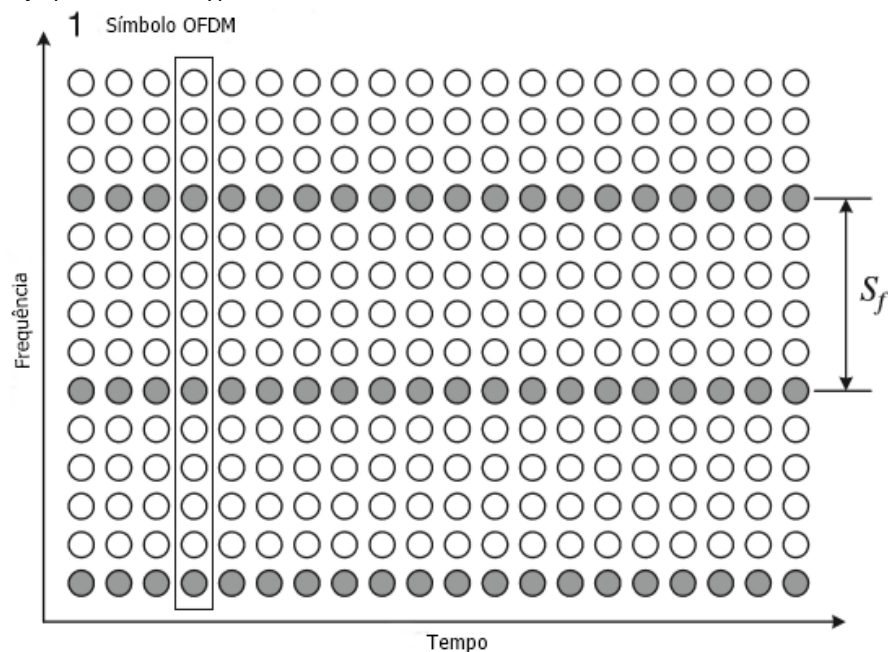
4.1.2 Comb type

O arranjo de pilotos *Comb type* é ilustrado na Figura 15. Neste tipo, cada símbolo OFDM tem símbolos piloto nas subportadoras localizadas periodicamente, as quais são usadas para uma interpolação no domínio de frequência para o canal ao longo do eixo de frequência. Seja S_f o período do símbolo piloto em frequência.

Para acompanhar as características de canal seletivo de frequência, os símbolos piloto devem ser colocados com a frequência na qual a largura de banda é coerente. Como a largura de banda de coerência é determinada pelo inverso de atraso máximo τ_{max} , de propagação o período de símbolo piloto deve satisfazer a seguinte desigualdade:

$$S_f \leq \frac{1}{\tau_{max}} \quad (4.2)$$

Figura 15 - Arranjo piloto Comb Type



Fonte: Adaptado de CHO et al. (2010).

combinado com arranjo piloto *block type*, os arranjos *comb type* são apropriados para canais de desvanecimento rápido, mas não para canais de frequência seletiva.

4.1.3 Lattice type

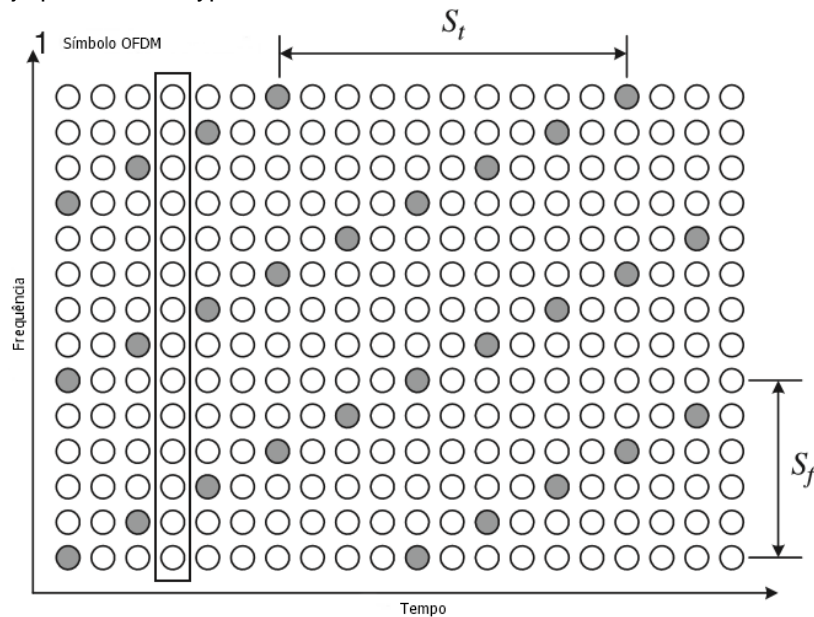
O arranjo piloto *Lattice type* é ilustrado na Figura 16. Neste tipo, os símbolos piloto são inseridos ao longo dos eixos de tempo e frequência com períodos dados. Os símbolos piloto dispersos em ambos os eixos de tempo e frequência facilitam interpolações no domínio tempo e frequência para a estimativa de canal. Seja S_t e S_f , denotam os períodos de símbolos piloto no tempo e em frequência, respectivamente. A fim de acompanhar as características de canal que variam no

tempo e em frequência seletiva, a disposição de símbolo piloto deve satisfazer tanto as desigualdades (4.1) como (4.2), de tal forma que

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \text{ e } S_f \leq \frac{1}{\tau_{max}} \quad (4.3)$$

Onde $f_{Doppler}$ e τ_{max} denotam o espalhamento Doppler e máximo atraso de espalhamento, respectivamente.

Figura 16 - Arranjo piloto lattice type



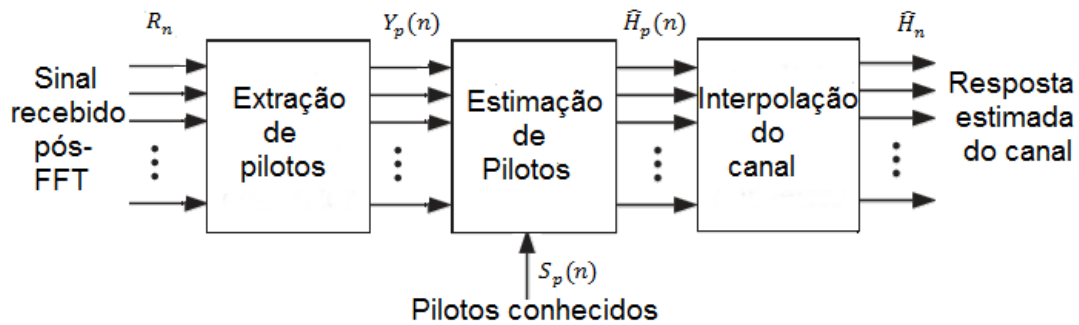
Fonte: Fonte: Adaptado de CHO et al. (2010)

4.2 ALGORITMOS DE ESTIMAÇÃO DE CANAL

Conforme Figura 17, os sinais piloto são primeiro extraídos do sinal R_n recebido após a FFT, e a função de transferência \hat{H}_p do sub-canal respectivo a cada subportadora piloto é estimada a partir dos sinais piloto $R_p(n)$ recebidos e dos sinais piloto $S_p(n)$ registrados em memória no receptor para referência no processo de estimação. Em seguida, a função de transferência \hat{H}_n das subportadoras que transportam dados são obtidas por interpolação a partir da função de transferência \hat{H}_p das subportadora piloto adjacentes no tempo e em frequência. Assim determinando a função de transferência \hat{H}_n da totalidade das subportadoras que transportam dados, o sistema estará estimando a resposta em frequência ao longo de toda a banda do canal de comunicações, e ao longo do intervalo de tempo entre

duas subportadora piloto adjacentes no tempo no frame OFDM. Nas seções a seguir, os algoritmos de estimativa de sinal piloto e de interpolação de canal são discutidos separadamente.

Figura 17 - Diagrama de bloco de estimador de canal baseado em portadoras piloto



Fonte: Adaptado de Hsieh; Wei, (1998)

4.2.1 Least Square (LS)

Considere o diagrama de blocos do sistema OFDM na Figura 13. Após o bloco S/P que faz a conversão serial para paralelo das N_c subportadoras que formam o símbolo OFDM, destas N_c subportadoras totais são alocadas N_p subportadoras pilotos $S_p(m)$, sendo $m = 0, 1, \dots, N_p - 1$, com espaçamento uniforme entre elas dado por $L = \frac{N_c}{N_p}$ subportadoras adjacentes. Assim o sinal S_n na entrada do bloco S/P é estruturado em N_c símbolos-fonte IQ, dos quais, N_p são símbolos-fonte IQ para modulação das subportadoras piloto e $N_c - N_p$ são símbolos-fonte IQ para modulação das subportadoras que transportam informação útil. A identificação das subportadoras quanto aos símbolos-fonte IQ nela transportados representarem pilotos ou informação útil é então dado por (HSIEH; WEI, 1998):

$$S_n = S(mL - l) = \begin{cases} S_p(m) & l = 0 \\ \text{info útil} & l = 1, 2, \dots, L - 1 \end{cases} \quad (4.4)$$

sendo $m = 0, 1, \dots, N_p - 1$.

A sequência $S_p(m)$ de N_p símbolos-fonte IQ obtidos da constelação da modulação digital adotada (em geral BPSK) modula as respectivas subportadoras piloto. A sequência $S_p(m)$ é aleatoriamente gerada no transmissor e é idêntica à sequência $S_p(n)$ registrada em memória no receptor para referência no processo de estimativa

(o receptor implementa o mesmo gerador aleatório do transmissor). Eventualmente a mesma sequência pode ser usada para sincronização.

Seja:

$$\begin{aligned} H_p &= [H_p(0), H_p(1) \dots H_p(N_p - 1)]^T \\ &= [H(0), H(N_p - 1) \dots H((N_p - 1) \cdot L - 1)]^T \end{aligned} \quad (4.5)$$

a resposta do canal das subportadoras piloto, e

$$R_p = [R_p(0), R_p(1) \dots R_p(N_p - 1)]^T \quad (4.6)$$

é o vetor de sinais piloto recebidos. O vetor de sinal piloto recebido R_p , pode ser expresso como

$$R_p = S_p \cdot H_p + I_p + W_p \quad (4.7)$$

Onde

$$S_p = \begin{bmatrix} S_p(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & S_p(N_p - 1) \end{bmatrix},$$

I_p , é o vetor de ICI e W_p , é o vetor de ruído gaussiano em subportadoras piloto.

Nos métodos convencionais de estimativa de canais baseados em arranjos piloto *Comb Type*, a estimativa de sinais piloto, baseada no critério dos mínimos quadrados (*LS*, do inglês *least squares*), é dada por

$$\begin{aligned} \hat{H}_{p,ls} &= [H_{p,ls}(0), H_{p,ls}(1) \dots H_{p,ls}(N_p - 1)]^T \\ &= S_p^{-1} R_p \\ &= \left[\frac{R_p(0)}{S_p(0)} \frac{R_p(1)}{S_p(1)} \dots \frac{R_p(N_p - 1)}{S_p(N_p - 1)} \right]^T \end{aligned} \quad (4.8)$$

A estimativa *LS* de H_p é susceptível ao ruído gaussiano e interferência entre portadoras (ICI). Uma vez que as respostas de canal de subportadoras de dados são obtidas por interpolação das respostas de canal de subportadoras piloto, o desempenho do sistema OFDM baseado no arranjo piloto *comb type* é altamente dependente da rigorosa estimativa de sinais piloto. Assim, uma estimativa melhor do que a estimativa *LS* é necessária.

4.2.2 Minimum Mean Square Error (MMSE)

Segundo Beek et al., (1995), a estimação do canal através do algoritmo de mínimo erro quadrático médio (MMSE) é melhor do que a estimação através de *LS* para estimativa de canal em sistemas OFDM com base em arranjo piloto *comb type*. A relação demonstrada por Beek et al., (1995), é que a estimativa MMSE tem cerca de 10-15 dB de ganho em SNR em relação a estimativa *LS* para os mesmos valores de MSE (do inglês, Minimum *square error*). O principal inconveniente da estimativa do MMSE é a sua alta complexidade, que cresce exponencialmente com as amostras de observação. Em Edfors et al. (1996) uma aproximação de baixo grau foi aplicada a um estimador linear de mínimo erro quadrático médio (LMMSE) que usa a correlação de frequência do canal. A ideia chave para reduzir a complexidade é usar a decomposição de valor singular (SVD, do inglês, *singular-value decomposition*) para obter um estimador ótimo de baixo nível, onde o desempenho é essencialmente preservado. A representação matemática para o estimador MMSE de sinais piloto é a seguinte (EDFORS et al., 1996):

$$\begin{aligned}\hat{H}_{p,lmmse} &= R_{H_p H_p, ls} R_{H_p H_p, ls}^{-1} \hat{H}_{p, ls} \\ &= R_{H_p H_p} (R_{H_p H_p} + \sigma_n^2 (S_p S_p^H)^{-1})^{-1} \hat{H}_{p, ls}\end{aligned}\quad (4.9)$$

onde $\hat{H}_{p, ls}$ é a estimativa do mínimos quadrados (*LS*) da H_p como demonstrado em (4.8), σ_n^2 é variância de W_n e as matrizes de covariância são definidas por:

$$\begin{aligned}R_{H_p H_p} &= E\{H_p H_p^H\}, \\ R_{H_p H_p, ls} &= E\{H_p H_{p, ls}^H\}, \\ R_{H_{p, ls} H_{p, ls}} &= E\{H_{p, ls} H_{p, ls}^H\}\end{aligned}$$

observe que na equação (4.9) há uma matriz inversa envolvida no MMSE, que deve ser calculada sempre. Este problema pode ser resolvido usando pilotos estáticos como $S_p(m) = c$ para $m = 0, 1, \dots, N_p - 1$. Uma solução mais genérica é a média sobre os dados transmitidos, e um estimador MMSE linear simplificado de sinais piloto é obtido como (HSIEH; WEI, 1998):

$$\hat{H}_p = R_{H_p H_p} (R_{H_p H_p} + \frac{\beta}{SNR} I)^{-1} \hat{H}_{p, ls}\quad (4.10)$$

Onde:

$SNR = \frac{E|S_p(n)|^2}{\sigma_n^2}$ é a relação sinal-ruído média e $\beta = E|S_p(n)|^2 E\left|\frac{1}{S_p(n)}\right|^2$ é uma constante dependente da constelação do sinal. Para uma modulação 16 – QAM, $\beta = \frac{17}{9}$. Se a matriz de auto correlação $R_{H_p H_p}$ e a SNR forem antecipadamente conhecidos $R_{H_p H_p} (R_{H_p H_p} + \frac{\beta}{SNR} I)^{-1}$ precisará ser calculada apenas uma vez. Embora o estimador LMMSE evite a operação de matriz inversa, a complexidade computacional continua alta. Como pode ser visto na equação (4.10) o estimador ainda executa N_p multiplicações complexas.

4.3 COMPENSAÇÃO DO CANAL

Obtida a resposta do canal \hat{H}_p a partir dos algoritmos de estimação, são aplicadas técnicas de interpolação, para obter as condições do canal \hat{H}_n relativa as subportadoras de informação útil, tomando a estimação completa do canal. Com a estimação obtida, realizamos o processo de equalização através do equalizador de “forçagem zero” (ZF , do inglês *Zero Forcing*), onde sua saída é o inverso do canal ignorando o ruído aditivo (HAYKIN, 2008). Trata-se de um equalizador linear que tem como objetivo eliminara ISI. Através de uma transformação linear sobre os sinais recebidos o equalizador ZF desfaz os efeitos do canal restaurando a forma do sinal transmitido. Portanto, temos a sinal corrigido através deste equalizador de acordo com a seguinte equação (HSIEH; WEI, 1998):

$$\hat{S}_n = \frac{R_n}{\hat{H}_n}, \quad n = 0, 1, \dots, N_c - 1 \quad (4.11)$$

4.4 TÉCNICAS DE INTERPOLAÇÃO DE CANAL

4.4.1 Interpolação Linear

No algoritmo de interpolação linear, são utilizadas duas subportadoras piloto sucessivas para determinar a resposta do canal em subportadoras de dados que estão localizadas entre os pilotos. Para a subportadora de dados n , $mL \leq n < (m +$

$l)L$, a resposta estimada do canal usando o método de interpolação linear é dada por (RINNE; RENFORS, 1996):

$$\begin{aligned}\hat{H}_n &= \hat{H}(mL + l) = \left(1 - \frac{l}{L}\right)\hat{H}_p(m) + \frac{l}{L}\hat{H}_p(m + 1) \\ &= \hat{H}_p(m) + \frac{l}{L}\left(\hat{H}_p(m + 1) - \hat{H}_p(m)\right), \quad 0 \leq l < L\end{aligned}\quad (4.12)$$

onde L é o espaçamento entre os sinais de referência (portadoras piloto). m denota a localização do sinal de referência e l é a distância entre o sinal de referência e a n -ésima subportadora. Consequentemente, a distância normalizada $\frac{l}{L}$ é a localização de uma subportadora em relação ao sinal de referência.

4.4.2 Interpolação Quadrática

Teoricamente, o uso da interpolação polinomial de ordem mais alta ajustará a resposta do canal melhor do que a interpolação linear. No entanto, a complexidade computacional cresce à medida que a ordem é aumentada (HSIEH; WEI, 1998). A interpolação polinomial de segunda ordem apresenta uma complexidade computacional aceitável. Uma interpolação polinomial de segunda ordem dividida por partes pode ser implementada como um filtro FIR linear invariante no tempo (LIU; WEI, 1992). O interpolador é dado por:

$$\begin{aligned}\hat{H}_n &= \hat{H}(mL + l) \\ &= C_1\hat{H}_p(m - 1) + C_0\hat{H}_p(m) + C_{-1}\hat{H}_p(m + 1)\end{aligned}\quad (4.13)$$

Onde:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 = \frac{\alpha(\alpha+1)}{2} \\ C_0 = -(\alpha - 1)(\alpha + 1) \\ C_{-1} = \frac{\alpha(\alpha-1)}{2} \end{array} \right. \quad \text{e} \quad \alpha = \frac{l}{N_c}$$

4.4.3 Interpolação Cúbica do tipo *Spline*

A função de transferência de cada subportadora é aproximada aos polinômios de terceira ordem respeitando $\frac{l}{L}$. A estimativa é feita pela obtenção de coeficientes dos polinômios por meio de quatro sinais de referência adjacentes e suas derivadas

de segunda ordem. Assim, a estimativa de uma subportadora é dada por (KANG; HA; JOO, 2003):

$$\hat{H}_n = A \left(\frac{l}{L} \right) \hat{H}_p(m) + B \left(\frac{l}{L} \right) \hat{H}_p(m+1) + C \left(\frac{l}{L} \right) z(m) + D \left(\frac{l}{L} \right) z(m+1) \quad (4.14)$$

onde $A \left(\frac{l}{L} \right)$, $B \left(\frac{l}{L} \right)$, $C \left(\frac{l}{L} \right)$ e $D \left(\frac{l}{L} \right)$ são constantes determinadas por $\frac{l}{L} z(m) = H_p^H(m)$ é a derivada de segunda ordem da função de transferência do m -ésimo sinal de referência. Se K sinais de referência forem utilizados, então todas as derivadas de segunda ordem podem ser dadas por:

$$Z = X^{-1}V \quad (4.15)$$

Onde $Z = \left[z \left(m - \left(\frac{K}{2} \right) + 1 \right), \dots, z(m), \dots, z \left(m - \left(\frac{K}{2} \right) \right) \right]$,

X e V são matrizes do numerador e denominador das derivadas de segunda ordem, respectivamente (VASEGHI, 1996). Portanto, cálculos adicionais para encontrar as derivadas de segunda ordem da função de transferência são necessários. Ao contrário de outros algoritmos, as derivadas de segunda ordem em ambos os lados do símbolo OFDM devem ser especificadas na estimativa cúbica *spline*, que é conhecida como condições de contorno. Existem duas maneiras típicas de fazer isso: Uma é ajustá-los para zero, dando a assim chamada estimativa cúbica-*spline* natural. O outro é definir valores específicos calculados a priori (PRESS et al., 1992).

5 REDE NEURAL ARTIFICIAL

Redes neurais artificiais (RNAs) são algoritmos inspirados nas redes de neurônios biológicos, mimetizando e aproximando funções cerebrais (BOW, 2002).

Segundo Haykin (1999), uma rede neural é um processador distribuído maciçamente, paralelamente distribuído, constituído de unidades de processamento simples, e que têm a propensão natural para armazenar conhecimento experimental e torná-lo disponível para uso. Ela se assemelha ao cérebro em dois aspectos :

- O conhecimento é adquirido pela rede a partir do seu ambiente através de um processo de aprendizagem.
- A “intensidade” da conexão entre neuronios, conhecidas como pesos sinápticos, são utilizadas para armazenar o conhecimento adquirido.

As redes neurais artificiais podem ser designadas por vários nomes, tais como: modelos de conexões paralelas, neurocomputadores, modelos neuromórficos, sistemas adaptativos e sistemas auto-organizados. Seja qual for o nome, o objetivo em estudar estes modelos é entender como o cérebro fornece aos seres humanos as habilidades de interpretação perceptiva, raciocínio e aprendizagem, isto é, como tais "computações" são organizadas e realizadas no cérebro. Este entendimento nos possibilitará a implementar computacionalmente os modelos cerebrais.

5.1 FUNÇÃO DE BASE RADIAL (RBF)

As RNAs do tipo *Radial Basis Function* (RBFs) são redes supervisionadas, consideradas aproximadoras universais, assim como as RNAs *Multilayer Perceptron* (MLPs) treinadas pelo algoritmo *Backpropagation* (DE CASTRO, 2001). Sua principal característica é a utilização de funções de base radial em todos os nós da camada oculta, e a norma Euclidiana para calcular distância entre os valores de entrada e o seu centro.

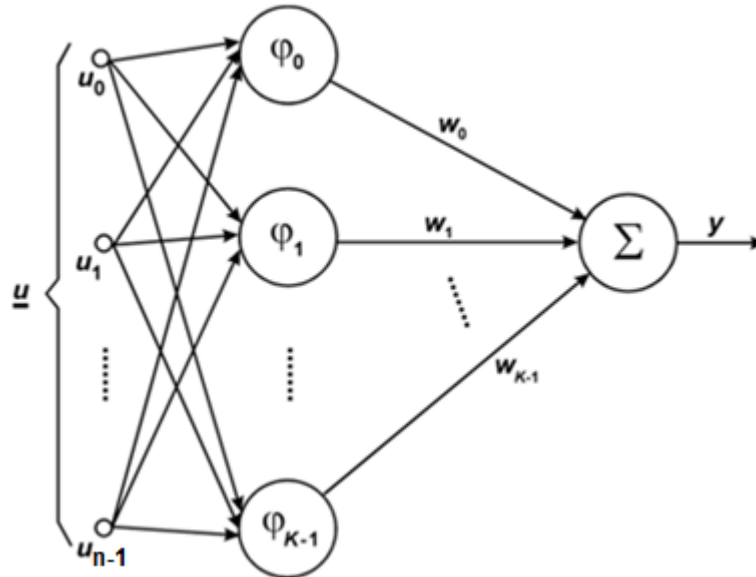
Vários modelos de RBF com abordagem complexa foram propostos na literatura (CHEN et al., 1994; CHA, KASSAM,1995; GAN et al., 1999; JIANPING et al.,2002), no contexto de equalização e estimação de canais em sistemas de

comunicação digital. Estes modelos, porém, partilham a mesma arquitetura, mostrada na Figura 18, e o mesmo princípio baseado na norma Euclidiana, mostrado na Equação 5.1.

$$\varphi_k(n) = \exp \left[-\frac{1}{\sigma_k^2(n)} \|\underline{u}(n) - \underline{t}_{-k}(n)\|^2 \right] \quad (5.1)$$

Onde $\underline{u}(n)$ representa o vetor de entrada no instante n , $\underline{t}_{-k}(n)$ representa o vetor centro da k – ésima função de base radial, $k = 0, 1, \dots, K - 1$, é o número de funções de base radial, e $\sigma_k^2(n)$ é a variância associada a cada uma das funções no instante n .

Figura 18 - Estrutura da rede neural RBF



Fonte: Adaptado de De Castro (2001)

A camada de saída da rede neural é formada por um combinador linear das funções de base radial. A saída y da rede RBF é, portanto, a soma das saídas de cada Gaussiana, ponderadas pelos respectivos pesos sinápticos w_k , de tal forma que a combinação linear é expressa por

$$y = \sum_{k=0}^{K-1} w_k \varphi_k \quad (5.2)$$

Podemos observar que φ_k computa o quadrado da distância Euclidiana $D_k^2 = \|\underline{u}(n) - \underline{t}_{-k}(n)\|^2$ entre um vetor de entrada \underline{u} e o centro \underline{t}_k da k – ésima função de base radial. Note que se \underline{u} representar símbolos IQ complexos, φ_k desprezará a fase do sinal por causa do operador $\|\cdot\|^2$. O sinal de saída produzido

pelo k – ésimo neurônio escondido é, portanto, devido à função $\exp(\cdot)$ e ao operador $\|\cdot\|^2$, uma função não-linear da distância D_k . O fator de escala w_k representa o ganho ou transmitância do caminho que conecta o k –ésimo neurônio escondido ao nó de saída da rede (DE CASTRO, 2001).

5.2 REDE NEURAL RBF COM TRANSMITÂNCIA DE FASE (PTRBFNN)

A *PTRBFNN- phase transmittance RBF Neural Networks*, é uma Rede neural de base radial com transmitância de fase proposta por Loss et al., (2007), com o objetivo de incluir o cálculo da fase dos símbolos IQ complexos presentes em \underline{u} , e importantes em sistemas de modulação em quadratura. Especificamente, Loss et al., (2007), substituíram a norma Euclidiana na função de base radial por uma função de base complexa, dada por:

$$\begin{aligned} \varphi_k(n) = & \exp \left[-\frac{1}{\text{Re}\{\sigma_k^2(n)\}} \left\| \text{Re}\{\underline{u}(n)\} - \underline{\text{Re}\{t_{-k}(n)\}} \right\|^2 \right] \\ & + j \cdot \exp \left[-\frac{1}{\text{Im}\{\sigma_k^2(n)\}} \left\| \text{Im}\{\underline{u}(n)\} - \underline{\text{Im}\{t_{-k}(n)\}} \right\|^2 \right] \end{aligned} \quad (5.3)$$

onde $\text{Re}\{\cdot\}$ e $\text{Im}\{\cdot\}$ são operadores que retornam respectivamente a parte real e imaginária dos seus argumentos.

Note que embora $\sigma_k^2 = \text{Re}\{\sigma_k^2\} + j\text{Im}\{\sigma_k^2\}$, não significa que fisicamente interprete –se como uma variância complexa. $\text{Re}\{\sigma_k^2\}$ e $\text{Im}\{\sigma_k^2\}$ são apenas uma medida quadrática para o alcance do raio da função de base radial $\text{Re}\{\varphi_k\}$ e $\text{Im}\{\varphi_k\}$. Esta abordagem torna os neurônios escondidos entre a entrada e a saída sensíveis à fase do símbolo IQ, sem perder a localidade das funções de base radial (LOSS et al., 2007).

O treinamento da rede neural *PTRBFNN* é baseada no algoritmo Gradiente estocástico. Os pesos sinápticos w_k , os centros das funções de base radial t_k e as variâncias dos centros σ_k^2 são parâmetros livres da rede, expressas pelas equações 5.5, 5.6 e 5.7 e são atualizados através de um processo de aprendizado baseado na minimização da função de custo (HAYKIN, 1999), dada pela equação 5.4.

$$J = \frac{1}{2} |d(n) - y(n)|^2 \quad (5.4)$$

$$w_k(n+1) = w_k(n) + \eta_w e(n) \varphi_k^*(n) \quad (5.5)$$

$$\underline{t}(n+1) = \underline{t}(n) + \eta_t \left\{ \begin{array}{l} Re\{\varphi_k(n)\} \frac{[Re\{\underline{u}(n)\} - Re\{\underline{t}_k(n)\}]}{Re\{\sigma_k^2(n)\}} \\ [w_k(n)e^*(n) + e(n)w_k^*(n)] \\ -Im\{\varphi_k(n)\} \frac{[Im\{\underline{u}(n)\} - Im\{\underline{t}_k(n)\}]}{Im\{\sigma_k^2(n)\}} \\ [w_k(n)e^*(n) + e(n)w_k^*(n)] \end{array} \right\} \quad (5.6)$$

$$\sigma_k^2(n+1) = \sigma_k^2(n) + \eta_\sigma \left\{ \begin{array}{l} Re\{\varphi_k(n)\} \frac{\|Re\{\underline{u}(n)\} - Re\{\underline{t}_k(n)\}\|^2}{(Re\{\sigma_k^2(n)\})^2} \\ [Re\{w_k(n)\}Re\{e(n)\} + Im\{w_k(n)\}Im\{e(n)\}] \\ + jIm\{\varphi_k(n)\} \frac{\|Im\{\underline{u}(n)\} - Im\{\underline{t}_k(n)\}\|^2}{(Im\{\sigma_k^2(n)\})^2} \\ [Re\{w_k(n)\}Im\{e(n)\} - Im\{w_k(n)\}Re\{e(n)\}] \end{array} \right\} \quad (5.7)$$

Em todas estas Equações o erro instantâneo $e(n)$ é medido entre a saída $y(n)$ da rede PTRBFNN e o símbolo IQ original transmitido $d(n)$, que se assume estar armazenado na memória do receptor como símbolo de referência para o processo de aprendizagem:

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (5.8)$$

O treinamento da PTRBFNN através das equações acima mencionadas é continuado até a sua convergência, isto é, até o erro se aproximar de um valor muito pequeno ε . Para avaliar a capacidade de aproximação da rede é definido o MSEA, ou seja, o Erro Médio Quadrático de Aproximação dado por:

$$MSEA = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |d(n) - y(n)|^2 \quad (5.9)$$

6 SISTEMA PROPOSTO

Este capítulo descreve os parâmetros do sistema OFDM e da rede neural PTRBFNN, utilizados para simulação computacional do sistema proposto.

As simulações computacionais foram realizadas a partir da ferramenta computacional MATLAB (*Matrix Laboratory*) (MATHWORKS, 2014). No sistema TX-CH-RX OFDM implementado, assumiu-se que existe um sincronismo perfeito entre o transmissor e o receptor, a implementação restringiu-se à simulação dos blocos de Modulação - Demodulação e Transmissão - Recepção através dos canais AWGN e de multipercurso (*multipath channel*). Desconsiderou-se os blocos de codificação de fonte, codificação de canal, amplificação de sinal e os demais blocos que completam um sistema de comunicação digital porque estes blocos não afetam o desempenho do estimador aqui proposto. Para avaliar o desempenho do sistema foram calculadas e representadas graficamente as curvas de BER (taxa de erro de bit) e SER (taxa de erro de símbolo), considerando diferentes valores da relação sinal-ruído (SNR).

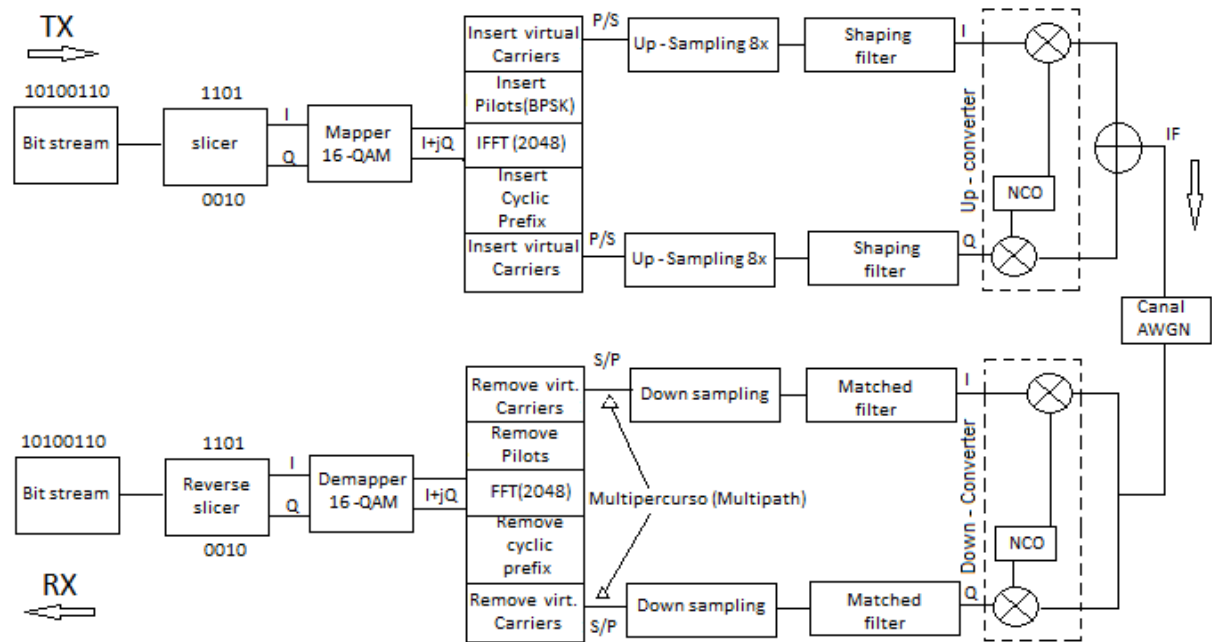
Para validar os resultados do estimador proposto, primeiramente foram comparadas as curvas de desempenho de BER com estimadores Linear e Quadrático, quando estes são submetidos a diversos cenários de multipercurso medidos em território brasileiro (conhecidos como “Brazil channels”). A seguir, o resultado do estimador proposto foi comparado com o trabalho apresentado por Zhou e Wang (2003), cujo título é *Channel estimation for OFDM System Using Adaptive radial Basis Function Network*. Esta comparação foi baseada no desempenho das curvas de SER, considerando os mesmos parâmetros de simulação utilizadas por Zhou e Wang (2003).

6.1 PARÂMETROS DO SISTEMA OFDM

O diagrama de blocos do sistema OFDM utilizado na simulação é mostrado na Figura 19. Primeiro, foi gerado um *stream* de bits a partir de um gerador pseudo-randômico e em seguida foi dividido em dois sinais na saída do bloco *slicer*, criando um sinal em fase (I) e outro em Quadratura (Q). Estes dois *streams* de dados foram

mapeados no bloco *Mapper* 16-QAM, através do código Gray, de modo que a cada quatro bits que entram no *Mapper* forme-se um símbolo IQ na sua saída. Como são usados quatro bits, existem 16 combinações possíveis para formar os símbolos IQ (sendo 2bits em I e 2bits em Q), por isso a modulação é chamada 16 QAM (In-phase and Quadrature Modulation) (PROAKIS; SALEHI, 2002).

Figura 19 - Diagrama de blocos de simulação



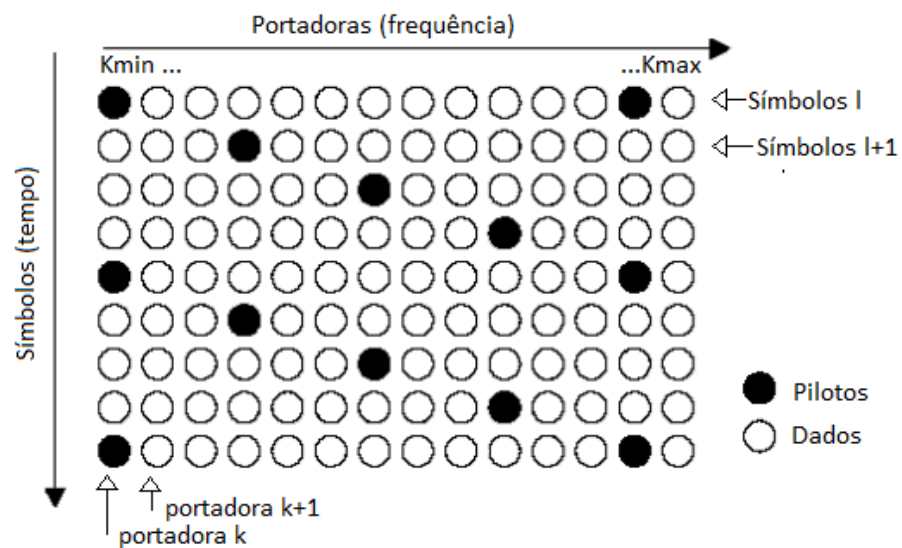
Fonte: Autor (2017)

O passo seguinte consiste na formação do *Frame* OFDM, que é constituído por portadoras Piloto, portadoras de dados, inseridas segundo a Figura 19 e portadoras nulas (virtuais) que são inseridas nas laterais para prevenir vazamento nas bandas adjacentes (TSAI; CHIUEH, 2007). Em seguida é feita a IFFT e acrescentado o prefixo cíclico. Após esse bloco o *Frame* OFDM é serializado e super amostrado com um fator de 8 amostras para que passe pelo *Shaping filter* respeitando o teorema de Nyquist e evitando a ISI. O *shaping filter* limita o sinal para banda desejada. Posteriormente o sinal I é modulado por um seno e o sinal Q é modulado por um cosseno gerados pelo Oscilador Numericamente Controlado (NCO, do inglês *Numerically controlled oscillator*), deslocando o sinal de banda base para uma frequência central em banda passante, estes sinais são somados e passa-se a ter um sinal IF que varia tanto em fase como em Amplitude. Este sinal é convoluido com o canal e o receptor realiza todo processo inverso realizado no

transmissor para recuperar o sinal enviado. O Multipercurso é inserido após o bloco *Down Sampling*, para reduzir o custo computacional devido a super amostragem.

A simulação foi baseada no padrão ISDB-T (do inglês *Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial*) (ARIB, 2005), operando no modo 1 (2K), com 2048 portadoras, sendo 1405 portadoras de dados e 643 portadoras nulas (virtuais) utilizadas como guarda de banda, a estrutura de pilotos foi baseada no padrão do *Frame OFDM* para modulação coerente, com portadoras piloto espalhadas em todos símbolos OFDM como pode ser visto na Figura 20. As portadoras piloto com informações de referência são transmitidas com uma potência superior do que as portadoras de dados, com o objetivo de manter a potência media constante na modulação. A modulação utilizada pelas portadoras piloto é a BPSK (do inglês *Binary Phase Shift Keying*). As portadoras de dados são moduladas por um modulador 16 QAM, com uma frequência de amostragem de FFT de 8.16Mhz.

Figura 20 - Distribuição de pilotos no quadro OFDM



Fonte: Adaptado de ARIB (2005)

A posição de cada piloto espalhado dentro de um *Frame OFDM* da Figura 20 pode ser calculada utilizando-se a equação 6.1 dada por (AKAMINE, 2004):

$$k = k_{min} + 3 \text{mod}(l, 4) + 12p \quad (6.1)$$

Onde l representa o número de símbolos OFDM, p representa o número de pilotos adicionados, $p \geq 0$ e k deve ficar entre k_{min} e k_{max} . Os parâmetros de

simulação do sistema OFDM, podem ser vistos na Tabela 1.

Tabela 1 - Parâmetros do Sistema OFDM

Parâmetros	Valor
Frequência de IFFT	8.16MHz
Número de portadoras	2048
Portadoras de dados	1405
Duração do símbolo OFDM	250 μ s
Duração do Prefixo cíclico	62.7 μ s
Modulação	16 – QAM
Canal	Multipercurso (<i>multipath</i>)

Fonte: Autor (2017)

6.2 PARÂMETROS DA REDE NEURAL PTRBFNN

A rede neural PTRBFNN proposta neste trabalho para estimação de canal funciona com 8 neurônios, o centro de cada neurônio é inicializado aleatoriamente no intervalo de [0 1], as variâncias são inicializadas com a maior distância existente entre os centros e os pesos sinápticos são inicializados por zeros. A rede é treinada através das equações 5.5, 5.6 e 5.7 apresentadas no capítulo 5. O conjunto de treino da rede é composta pelos índices das portadoras piloto e pela resposta em frequência do canal nesses índices, obtida a partir da equação 4.8, através do método mínimos quadrados (*least square*). Os parâmetros da rede PTRBFNN podem ser observados na Tabela 2.

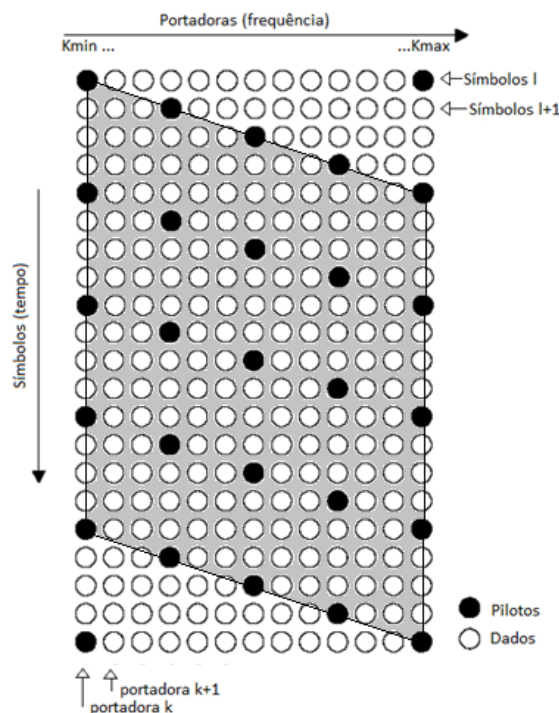
Tabela 2 - Parâmetro da rede neural PTRBFNN

Parâmetros	Valor
Neurônio	8
Nós de entrada	25
Critério de parada 1	10 ⁻⁵
Critério de parada 2	5000 épocas
Passos de adaptação	$\eta_w = 0.05$ $\eta_t = 0.01$ $\eta_v = 0.03$

Fonte: Autor (2017)

A rede opera de forma bidimensional (2-D), isto é, interpola no tempo e em frequência, como mostra a Figura 21. A Rede desloca-se no *Frame* OFDM em pequenos quadros de 25 amostras de treino e estima cerca de 170 portadoras de dados. No primeiro quadro de treinamento os parâmetros da rede são inicializados de forma aleatória, porém nos quadros subsequentes a rede armazena os parâmetros de convergência e os utiliza para reinicializar o próximo conjunto de treino, isso permite que na próxima interação a convergência da rede seja mais rápida.

Figura 21 - Treinamento da rede no quadro OFDM



Fonte: Autor (20017)

A rede contém dois critérios de parada, o primeiro critério consiste no erro mínimo para o qual a rede deve convergir determinando aprendizagem adquirida. Esse critério é determinado pelo MSEA, neste caso é de 10^{-5} . Este valor foi encontrado de forma experimental e garante que a rede adquira um conhecimento suficiente para estimar melhor o canal do que os estimadores linear e quadrático. O segundo critério limita o número de épocas de treinamento que a rede deve executar para adquirir o conhecimento. Este critério varia em função do conjunto de treino, podendo ser longo ou curto. Na rede aqui proposta esse valor de parada é de 5000 épocas, que representa a média dos casos de treinamento mais longos que a rede precisa para adquirir conhecimento que supere o estimador Linear e Quadrático.

7 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Neste capítulo são discutidos os resultados obtidos na simulação do canal de comunicação e do estimador proposto. Para maior clareza, os resultados são apresentados por seções.

7.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DOS CANAIS BRAZIL

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos a partir da simulação dos Canais Brazil. Os canais Brazil reproduzem as condições de operação de uma transmissão *wireless* sob os mais variados cenários. Por isso são utilizados para avaliação de sistemas de transmissão de televisão digital terrestre. A resposta ao impulso desses canais foi avaliada pelo Laboratório Mackenzie no Brasil, sugeridos pela União Internacional de Telecomunicações (ITU do inglês *International Telecommunication Union*) (ITU, 2003). A seguir são apresentados numa tabela os perfis, os gráficos da magnitude de resposta ao impulso e da magnitude da resposta em frequência de cada canal Brazil.

Canal Brazil A

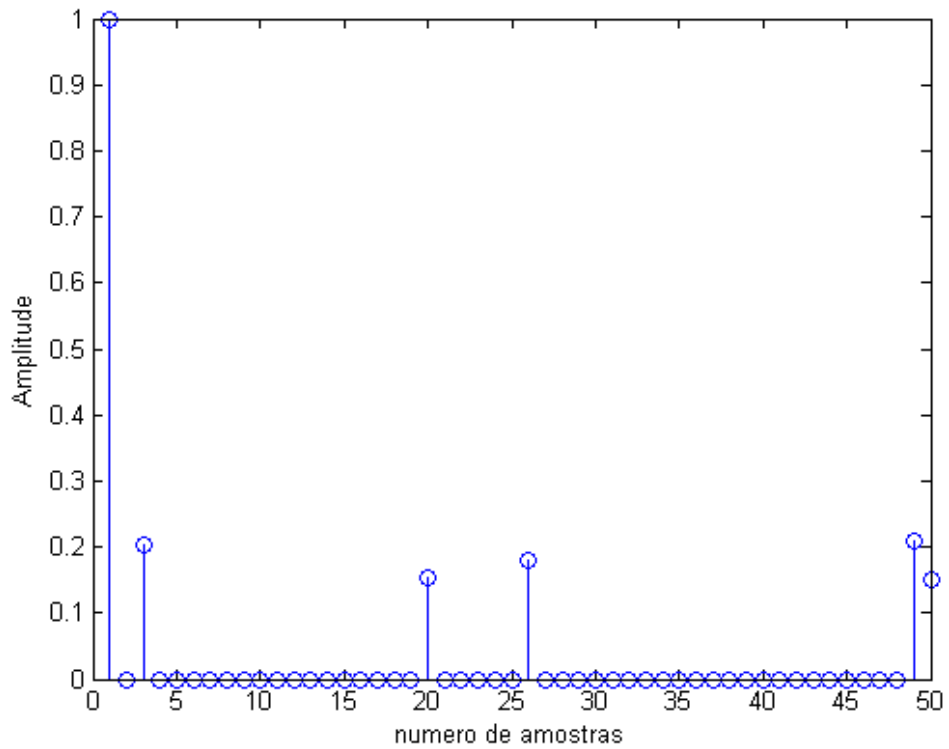
O canal Brazil A simula um sinal com ecos fracos e atrasos pequenos. Teoricamente representa uma recepção em uma casa (térrea) com antena externa. Ele apresenta seis percursos distintos de acordo com a Tabela 3. As Figuras 22 e 23 apresentam respectivamente, a magnitude da resposta ao impulso e a magnitude da resposta em frequência do canal Brazil A, utilizando uma frequência de amostragem de 8.16 MHz

Tabela 3 - Parâmetros dos percursos do canal Brazil A.

Brazil A	Atraso (μs)	Atenuação (dB)	Espalhamento Doppler (Hz)
Percurso 1	0.0	0.0	0.0
Percurso 2	0.15	13.8	0.0
Percurso 3	2.22	16.2	0.0
Percurso 4	3.05	14.9	0.0
Percurso 5	5.86	13.6	0.0
Percurso 6	5.93	16.4	0.0

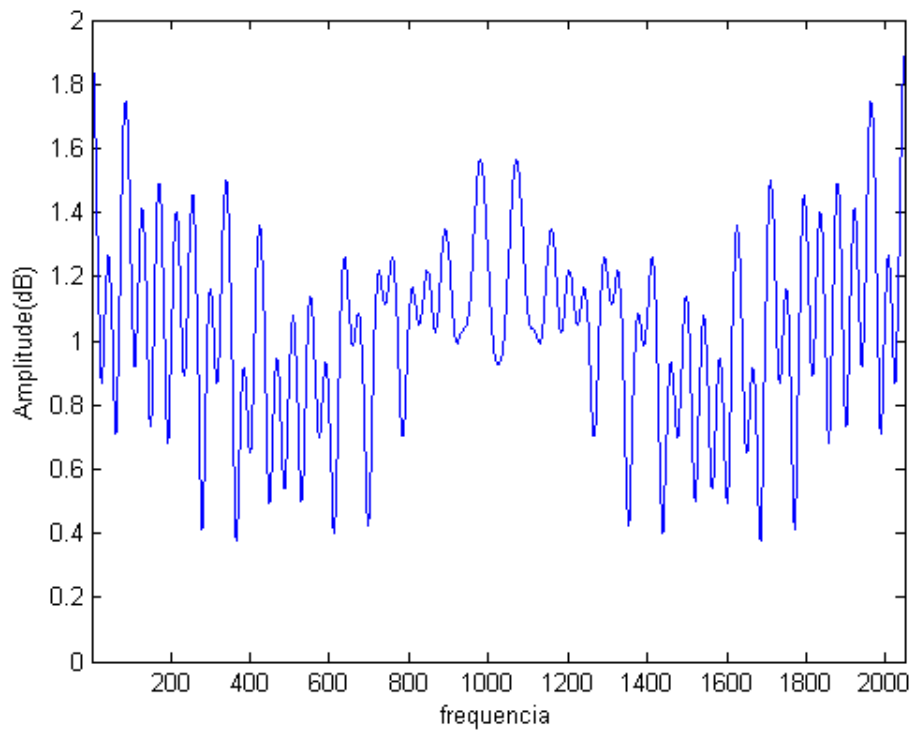
Fonte: Adaptado de (ITU, 2003).

Figura 22 - Apresenta a magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil A.



Fonte: O Autor (2017)

Figura 23 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil A.



Fonte: O Autor (2017)

Canal Brazil B

O canal Brazil B apresenta uma situação de ecos de grande atraso relativo – até $12.7\mu\text{s}$ - e moderadamente fortes. Pode ser considerado como representativo de uma situação com recepção externa debilitada. Apresenta seis percursos distintos de acordo com a Tabela 4.

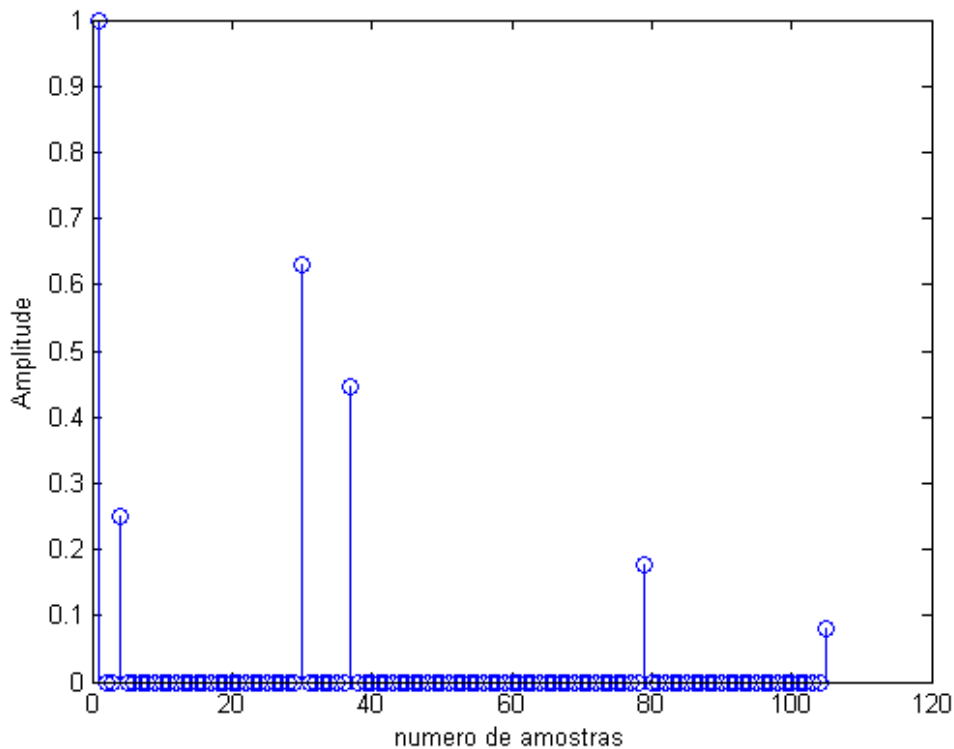
As Figuras 24 e 25 apresentam respectivamente, a magnitude da resposta ao impulso e a magnitude da resposta em frequência do canal Brazil B, utilizando uma frequência de amostragem de 8.16 MHz .

Tabela 4 - Parâmetros dos percursos do canal Brazil B.

Brazil B	Atraso (μs)	Atenuação (dB)	Espalhamento Doppler(Hz)
Percurso 1	0.0	0.0	0.0
Percurso 2	0.30	-12.0	0.0
Percurso 3	3.50	-4.0	0.0
Percurso 4	4.40	-7.0	0.0
Percurso 5	9.50	-15.0	0.0
Percurso 6	12.70	-22.0	0.0

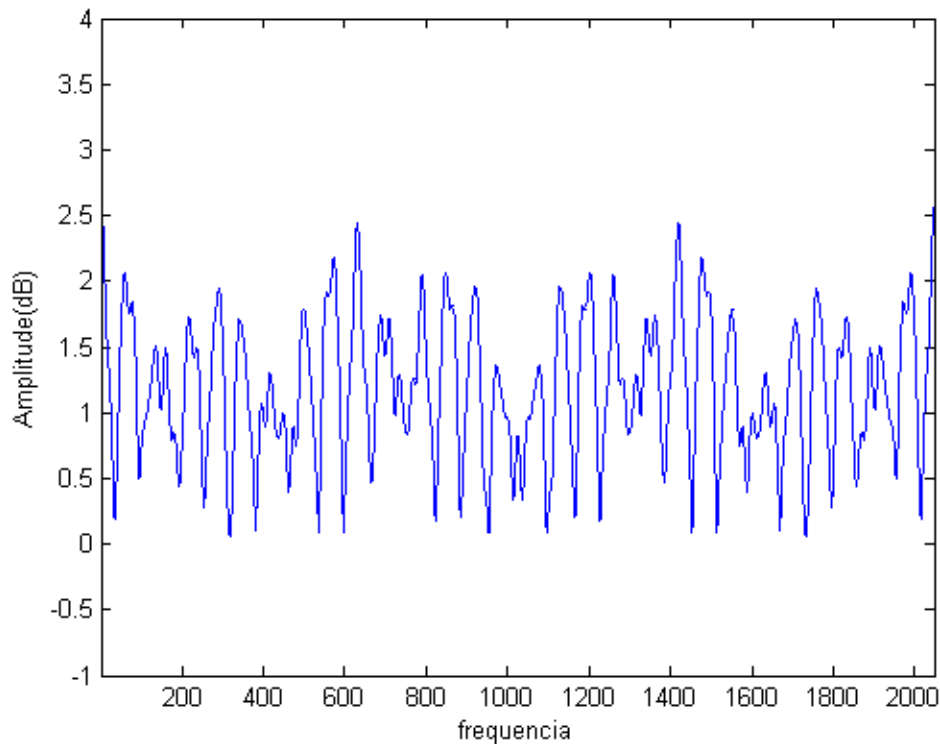
Fonte: Adaptado de (ITU, 2003).

Figura 24 - Magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil B no domínio do tempo.



Fonte: O Autor (2017)

Figura 25 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil B.



Fonte: O Autor (2017)

Canal Brazil C

O canal Brazil C apresenta ecos de atraso relativo muito pequeno, porém de grande intensidade. Pode simular uma propagação em ambiente montanhoso sem visada direta com o transmissor. Apresenta seis percursos distintos de acordo com a Tabela 5.

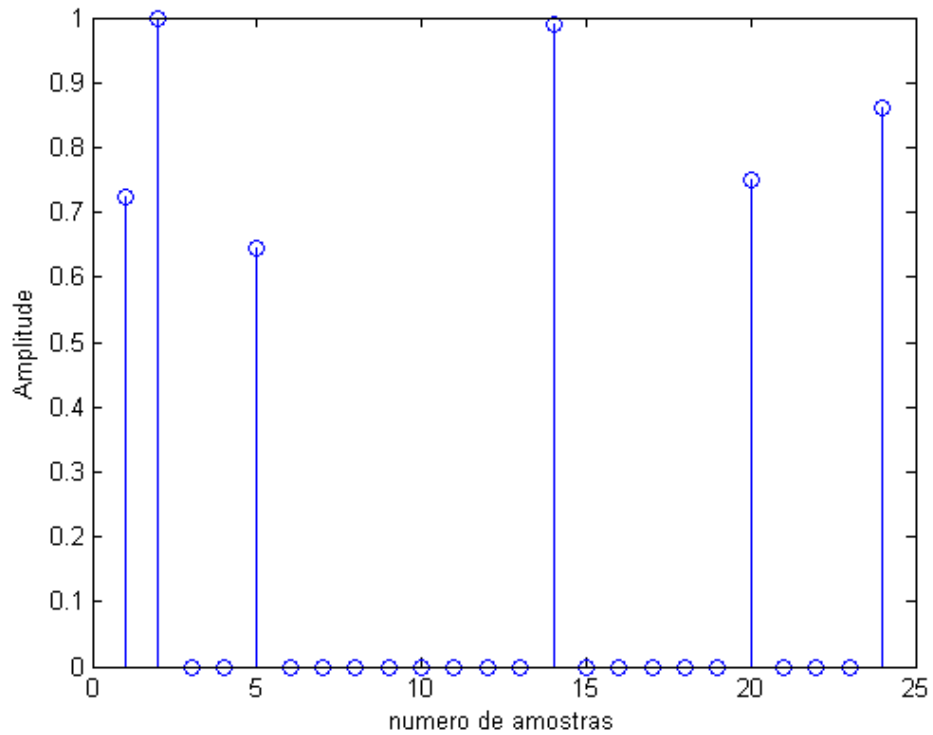
As Figuras 26 e 27 apresentam respectivamente, a magnitude da resposta ao impulso e a magnitude da resposta em frequência do canal Brazil C, utilizando uma frequência de amostragem de 8.16 MHz.

Tabela 5 - Parâmetros dos percursos do canal Brazil C.

Brazil C	Atraso (μs)	Atenuação (dB)	Espalhamento Doppler (Hz)
Percurso 1	0.0	-2.8	0.0
Percurso 2	0.089	0	0.0
Percurso 3	0.419	-3.8	0.0
Percurso 4	1.506	-0.1	0.0
Percurso 5	2.322	-2.5	0.0
Percurso 6	2.799	-1.3	0.0

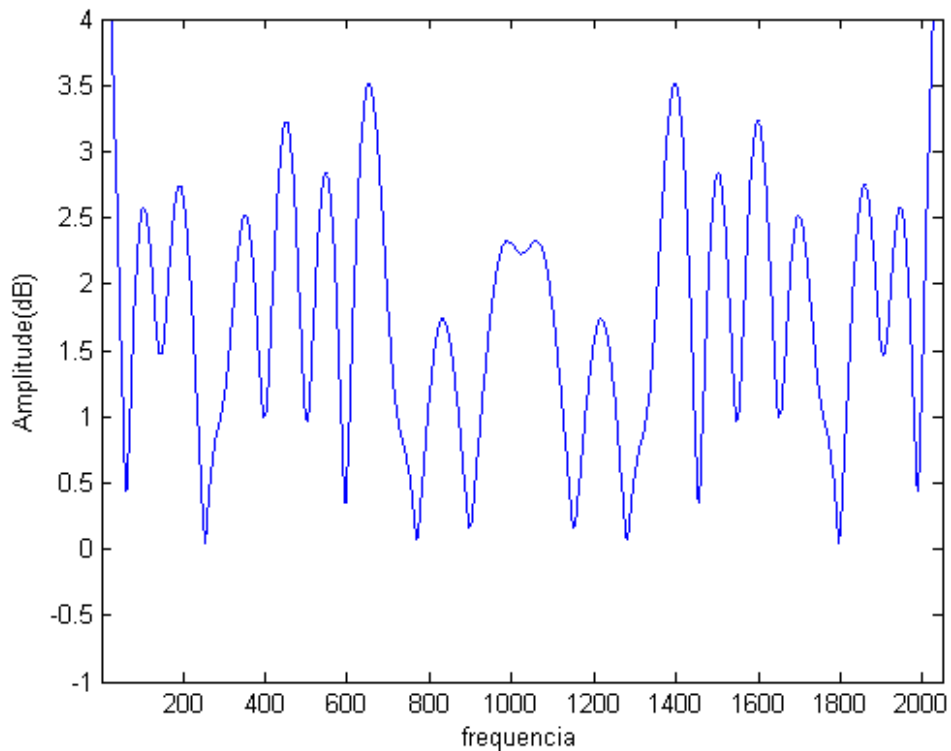
Fonte: Adaptado de (ITU, 2003).

Figura 26 - Magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil C no domínio do tempo.



Fonte: O Autor (2017)

Figura 27 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil C.



Fonte: O Autor (2017)

Canal Brazil D

O canal Brazil D apresenta uma configuração semelhante à do canal Brazil C em termos de ecos, porém estes são deslocados no tempo se tornando pré-ecos. Pode ser considerado com uma situação de recepção interna debilitada. Apresenta seis percursos distintos de acordo com a Tabela 5.

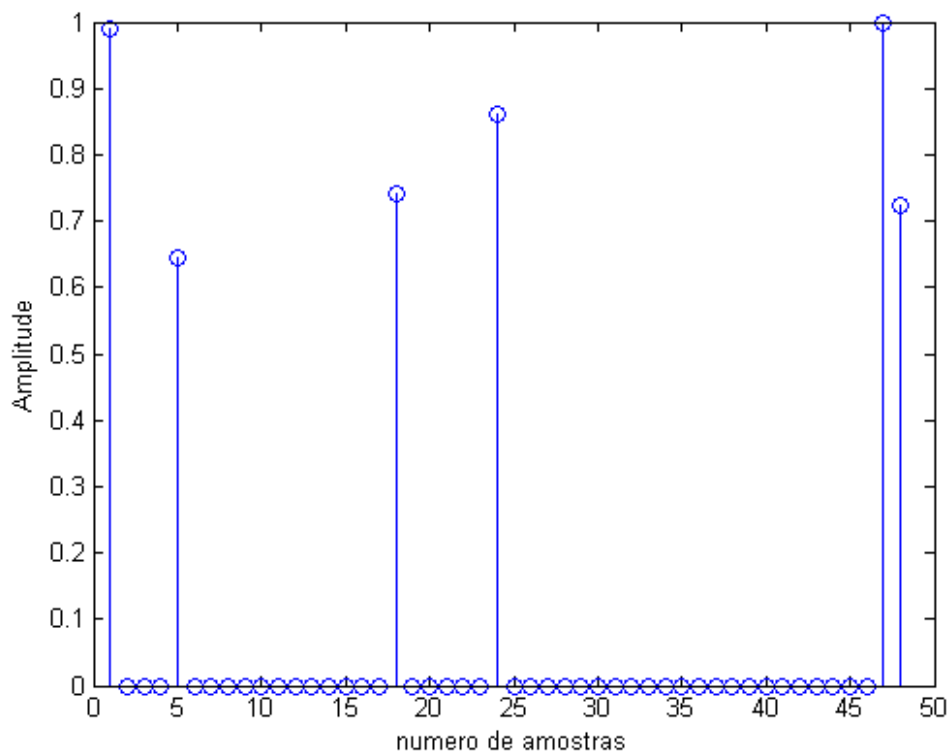
As Figuras 28 e 29 apresentam respectivamente, a magnitude da resposta ao impulso e a magnitude da resposta em frequência do canal Brazil D, utilizando uma frequência de amostragem de 8.16 MHz.

Tabela 6 - Parâmetros dos percursos do canal Brazil D.

<i>Brazil D</i>	Atraso (μs)	Atenuação (dB)	Espalhamento Doppler (Hz)
Percurso 1	0.15	-0.1	0.0
Percurso 2	0.63	-3.8	0.0
Percurso 3	2.22	-2.6	0.0
Percurso 4	3.05	-1.3	0.0
Percurso 5	5.86	0	0.0
Percurso 6	5.93	-2.8	0.0

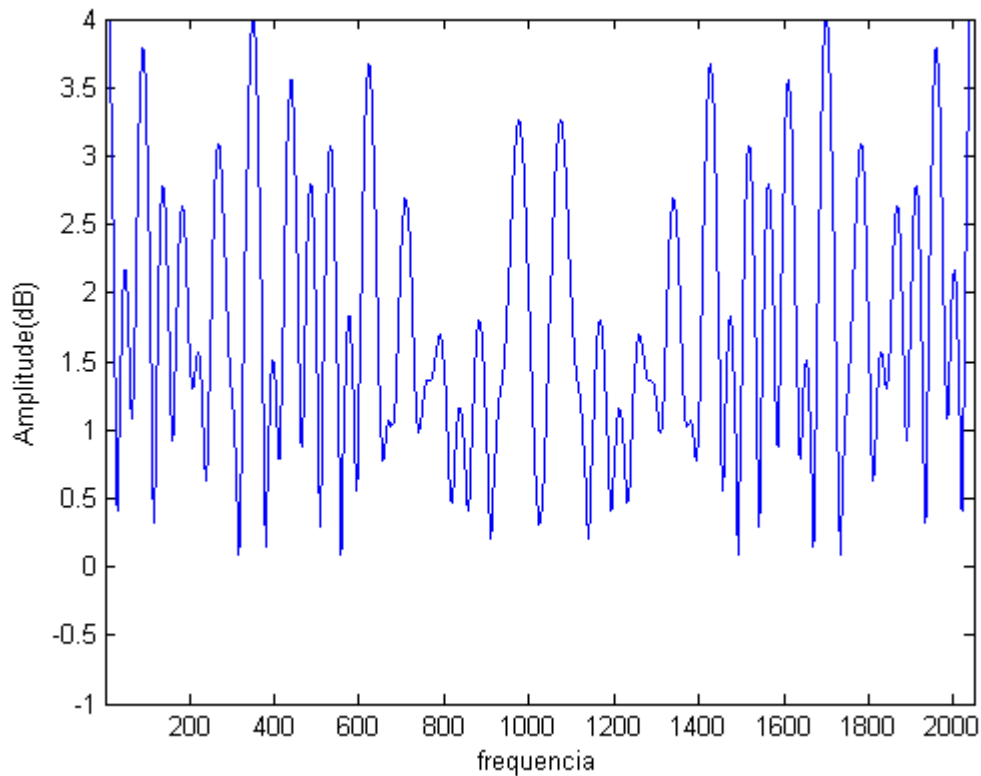
Fonte: Adaptado de (ITU, 2003).

Figura 28 - Magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil D no domínio do tempo.



Fonte: O Autor (2017).

Figura 29 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil D



Fonte: O Autor (2017).

Canal Brazil E

No canal Brazil E tem-se a possibilidade de avaliação de um cenário com rede de frequência única (SFN), pois o receptor recebe três sinais de mesma amplitude e com atrasos distintos. Este canal simula a recepção em um ponto localizado entre três transmissores em SFN. Apresenta três percursos distintos de acordo com a Tabela 7.

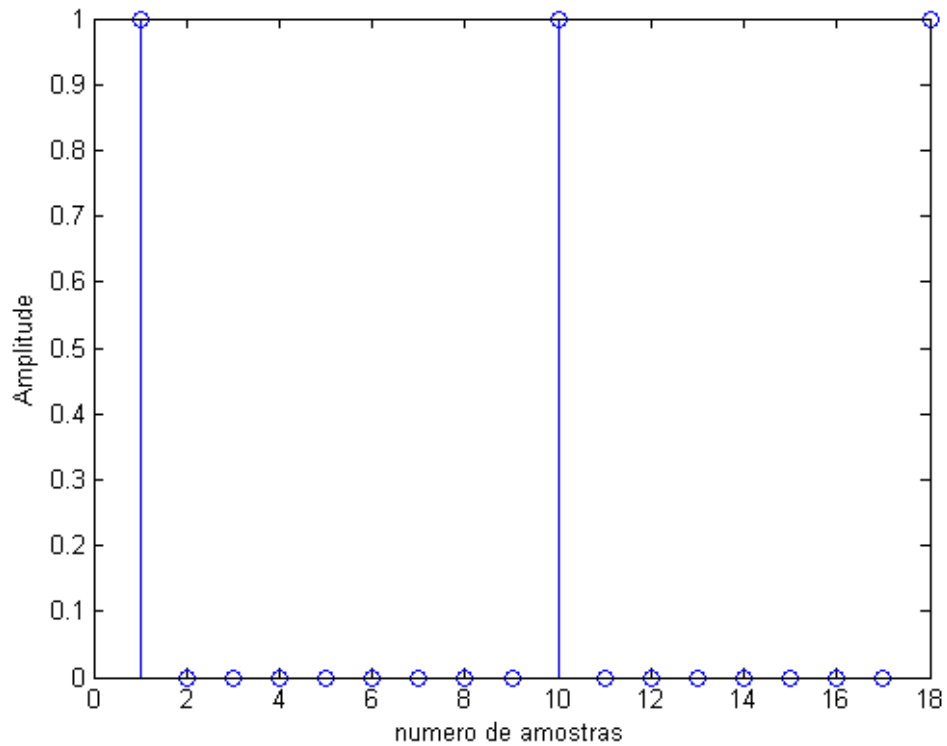
As Figuras 30 e 31 apresentam respectivamente, a magnitude da resposta ao impulso e a magnitude da resposta em frequência do canal Brazil E, utilizando uma frequência de amostragem de 8.16 MHz.

Tabela 7 - Parâmetros dos percursos do canal Brazil E.

Brasil E	Atraso (μs)	Atenuação (dB)	Espalhamento Doppler (Hz)
Percurso 1	0	0.0	0.0
Percurso 2	1.0	0.0	0.0
Percurso 3	2.0	0.0	0.0
Percurso 4	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>
Percurso 5	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>
Percurso 6	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>

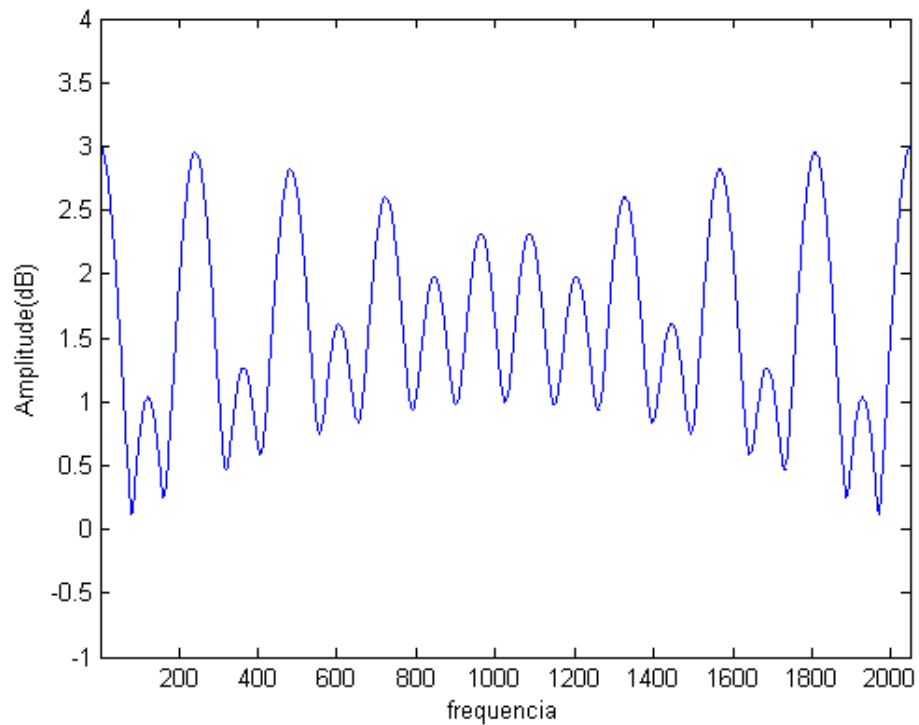
Fonte: Adaptado de (ITU, 2003).

Figura 30 - Magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil E no domínio do tempo.



Fonte: O Autor (2017).

Figura 31 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil E.



Fonte: O autor (2017).

Canal Brazil C Especial

O canal Brazil C Especial é um canal dinâmico, com parâmetros idênticos ao Brazil C, com exceção da aplicação de um espalhamento *Doppler* de 33.3Hz no terceiro percurso, simulando recepção móvel a uma velocidade de 120Km/h. A Tabela 8 mostra seus parâmetros de configuração.

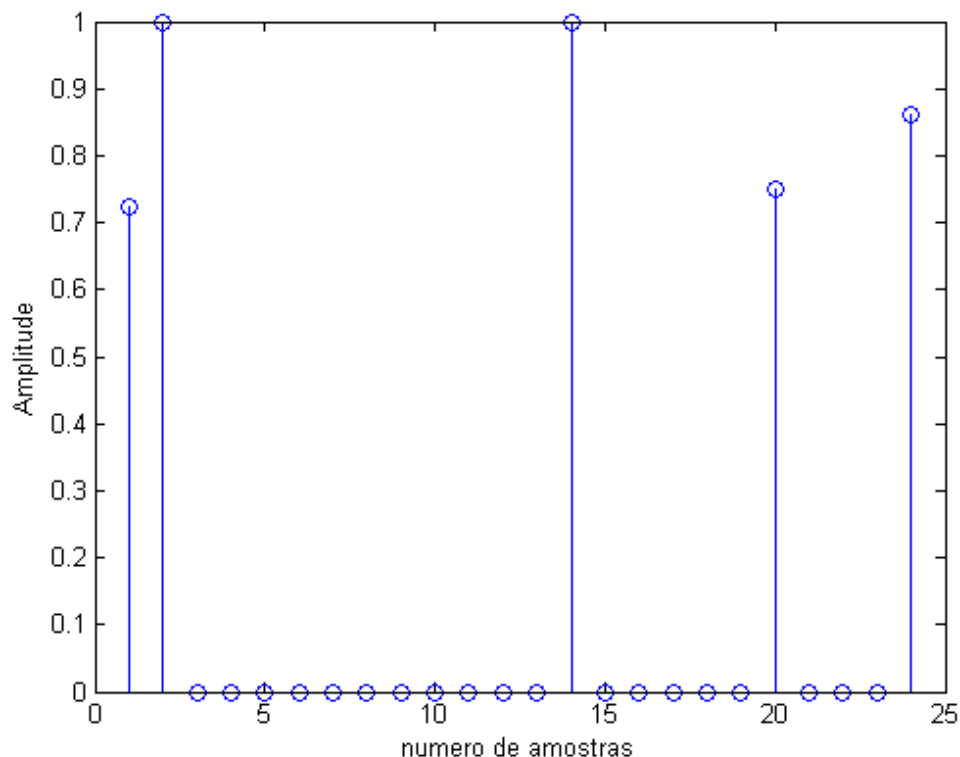
As Figuras 32 e 33 apresentam respectivamente, a magnitude da resposta ao impulso e a magnitude da resposta em frequência do canal Brazil C Especial, utilizando uma frequência de amostragem de 8.16 MHz.

Tabela 8 - Parâmetros dos percursos do canal Brazil C Especial.

Brasil CE	Atraso (μs)	Atenuação (dB)	Espalhamento Doppler (Hz)
Percurso 1	0.0	-2.80	0.0
Percurso 2	0.089	0.0	0.0
Percurso 3	1.506	-20.0	33.3
Percurso 4	1.506	0.0	0.0
Percurso 5	2.322	-2.5	0.0
Percurso 6	2.799	-1.3	0.0

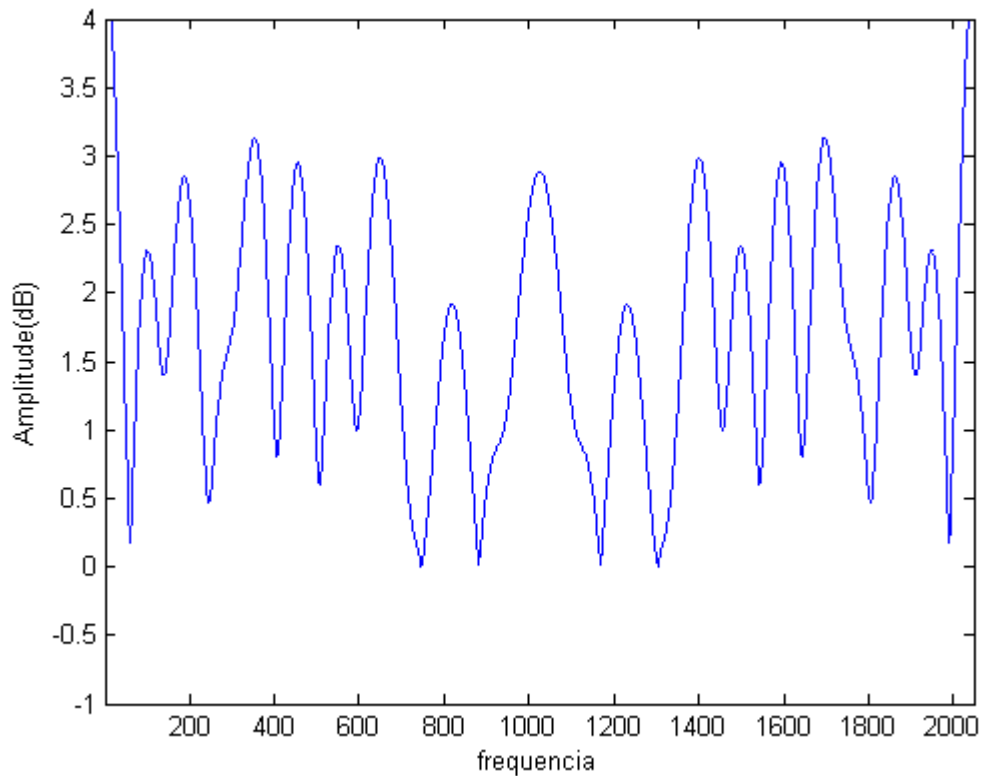
Fonte: Adaptado de (ITU, 2003).

Figura 32 - Magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil C Especial no domínio do tempo.



Fonte: O autor (2017).

Figura 33 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil C Especial.



Fonte: O autor (2017).

Canal Brazil C Modificado

O canal Brazil C Modificado é um canal dinâmico, com parâmetros idênticos ao Brazil C, com exceção da aplicação de um espalhamento *Doppler* de 33.3Hz no quarto percurso, simulando recepção móvel a uma velocidade de 120Km/h. A Tabela 9 mostra seus parâmetros de configuração.

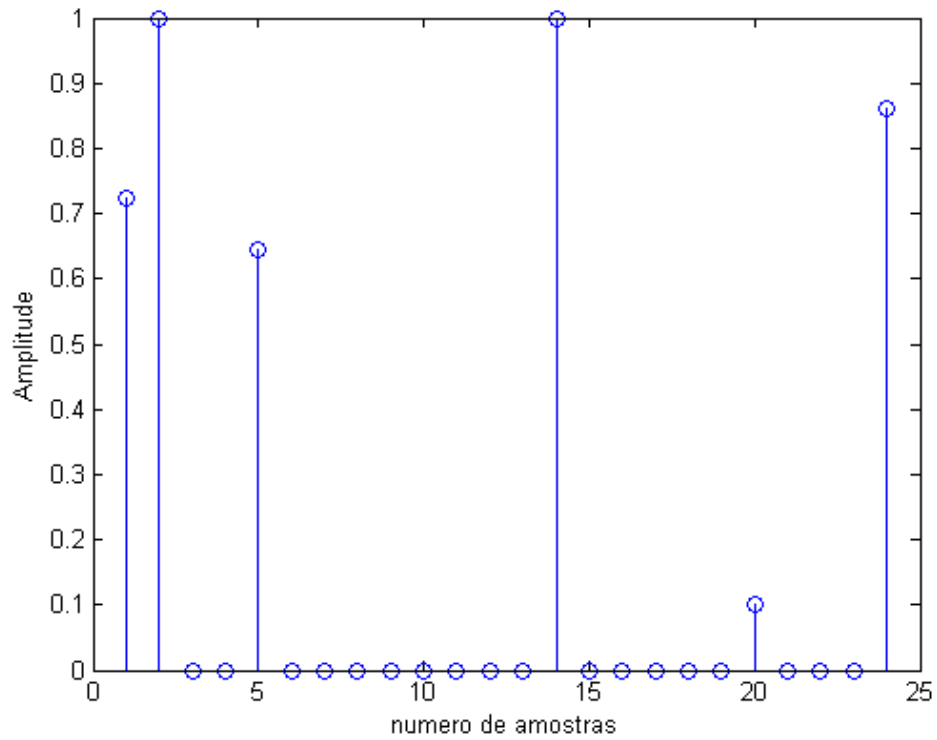
As Figuras 34 e 35 apresentam respectivamente, a magnitude da resposta ao impulso e a magnitude da resposta em frequência do canal Brazil C Modificado, utilizando uma frequência de amostragem de 8.16 MHz.

Tabela 9 - Parâmetros dos percursos do canal Brasil C Modificado.

Brasil C Mod	Atraso (μs)	Atenuação (dB)	Espalhamento Doppler (Hz)
Percurso 1	0.0	-2.80	0.0
Percurso 2	0.089	0.0	0.0
Percurso 3	0.419	-20.0	0.0
Percurso 4	1.506	<i>variavel</i>	33.3
Percurso 5	2.322	-2.5	0.0
Percurso 6	2.799	-1.3	0.0

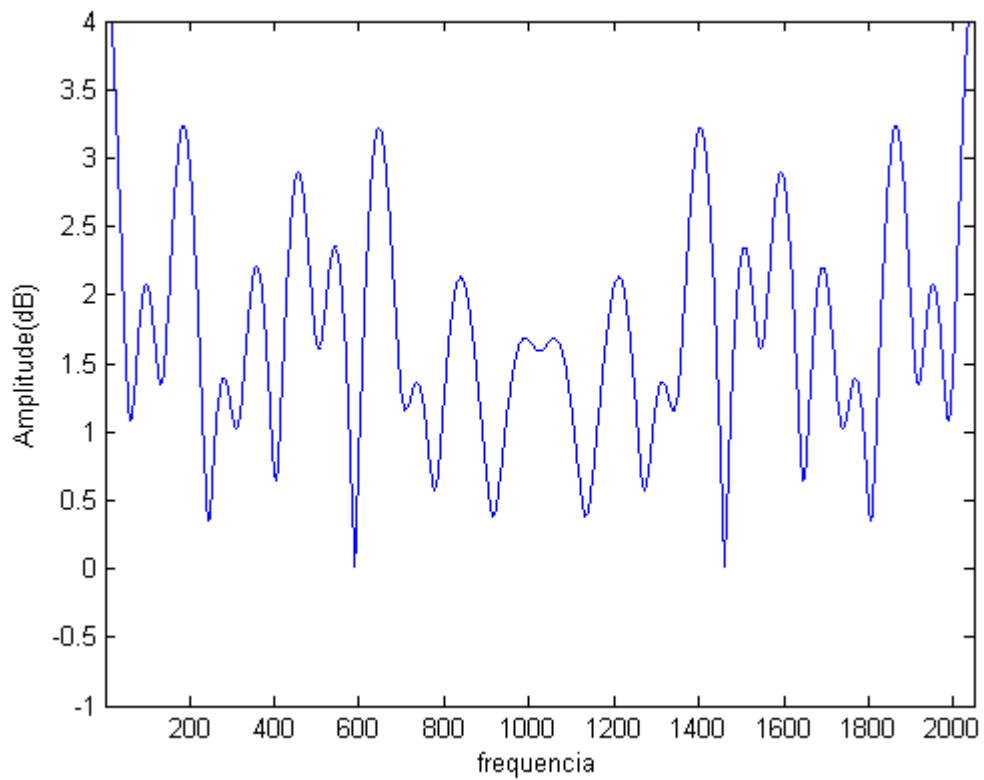
Fonte: Adaptado de (ITU, 2003).

Figura 34 - Magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil C Modificado no domínio do tempo.



Fonte: O autor (2017).

Figura 35 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil C Modificado.



Fonte: O autor (2017).

Canal Brazil D Modificado

O canal Brazil D Modificado é um canal dinâmico, com parâmetros idênticos ao Brazil *D*, com exceção da aplicação de um espalhamento *Doppler* de 33.3 Hz no primeiro percurso, simulando recepção móvel a uma velocidade de 120Km/h. A Tabela 10 mostra seus parâmetros de configuração.

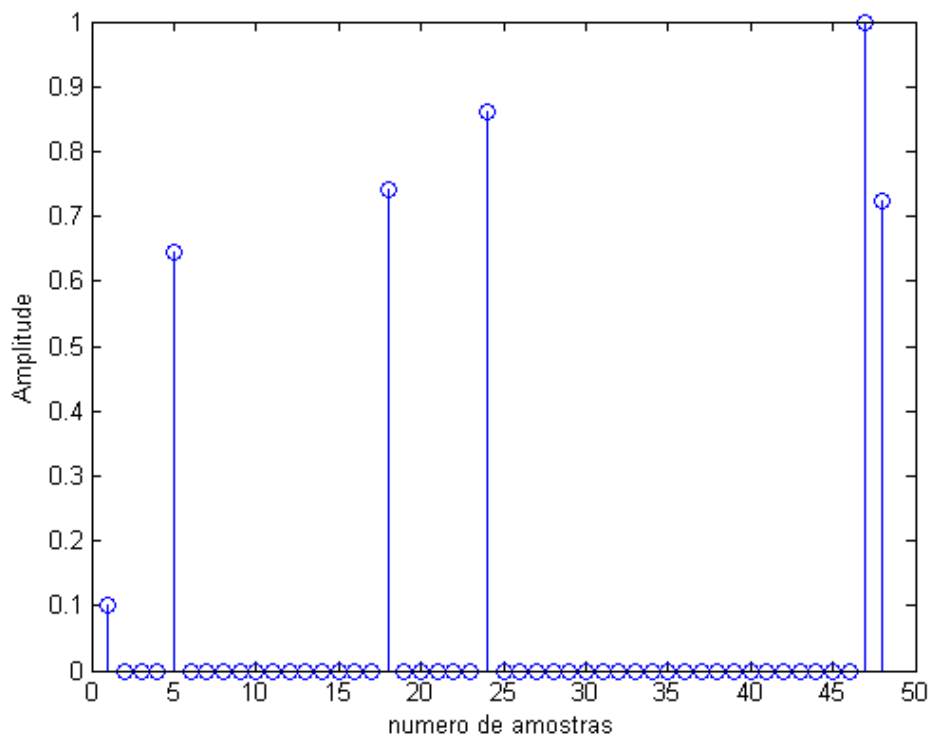
As Figuras 36 e 37 apresentam respectivamente, a magnitude da resposta ao impulso e a magnitude da resposta em frequência do canal Brazil D Modificado, utilizando uma frequência de amostragem de 8.16 MHz.

Tabela 10 - Parâmetros dos percursos do canal Brazil D Modificado.

Brasil D Mod	Atraso (μs)	Atenuação (dB)	Espalhamento Doppler (Hz)
Percurso 1	0.15	<i>variavel</i>	33.3
Percurso 2	0.630	-3.8	0.0
Percurso 3	2.22	-2.6	0.0
Percurso 4	3.05	-1.3	0.0
Percurso 5	5.86	0.0	0.0
Percurso 6	5.93	-2.8	0.0

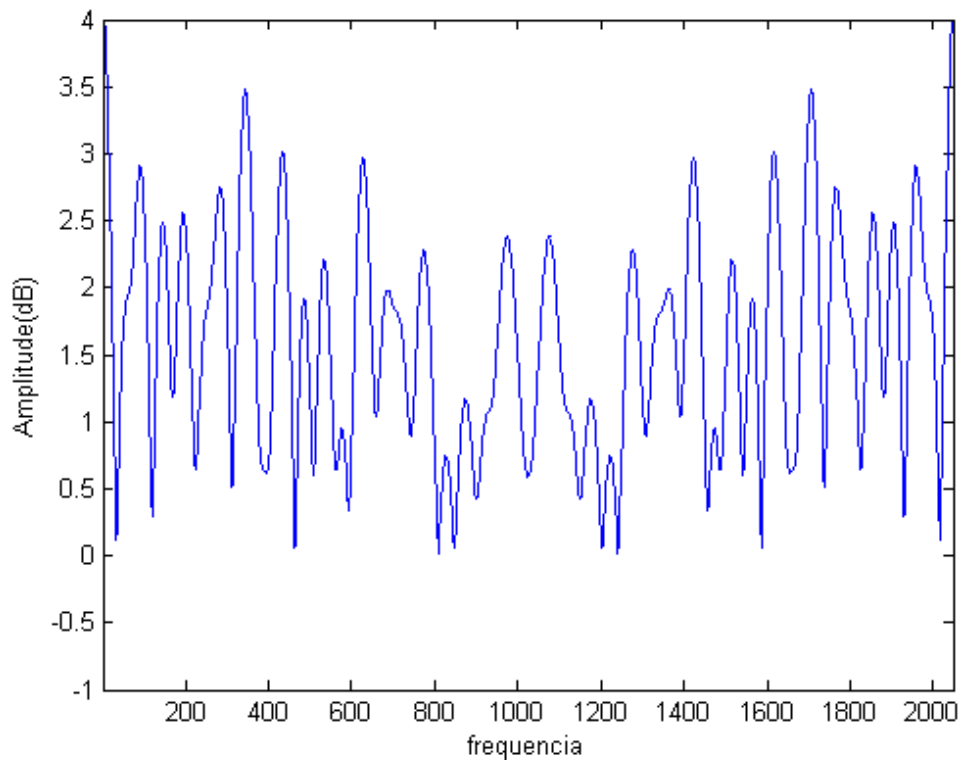
Fonte: Adaptado de (ITU, 2003).

Figura 36 - Magnitude da resposta ao impulso do canal Brazil D Modificado no domínio do tempo.



Fonte: O autor (2017)

Figura 37 - Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil D Modificado.



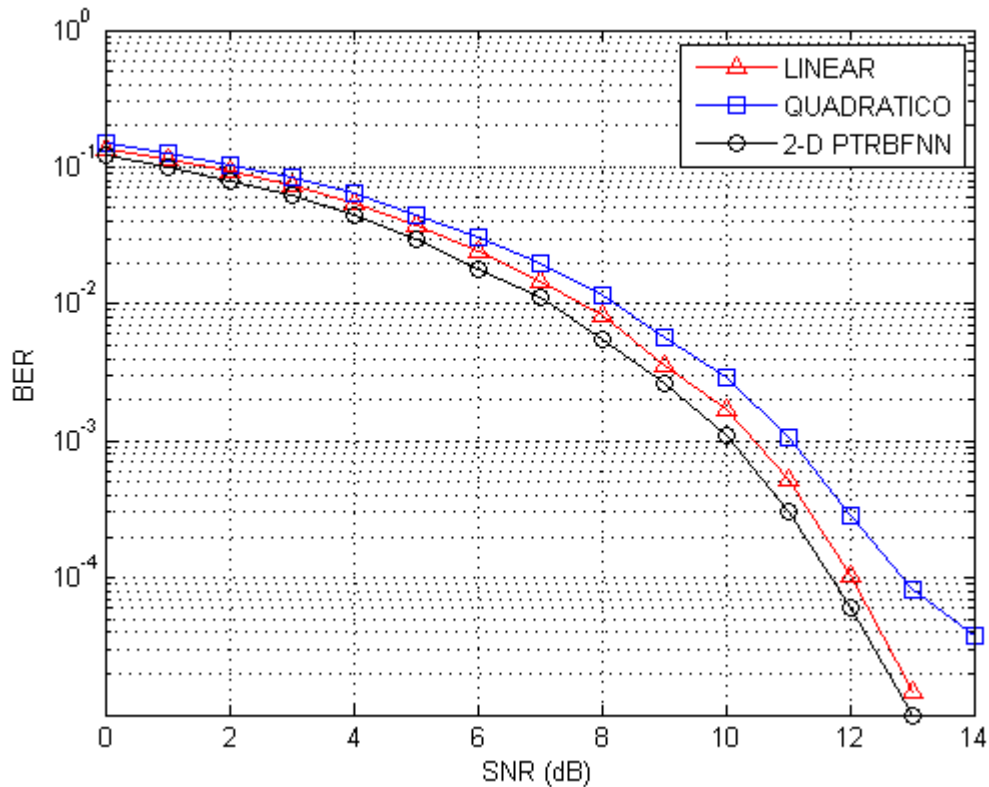
Fonte: O autor (2017).

7.2 RESULTADOS DO ESTIMADOR PTRBFNN EM CANAIS BRAZIL

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos a partir da simulação do estimador proposto mediante a presença do multipercurso gerado pelos canais Brazil e o canal AWGN.

A Figura 38 mostra as curvas de desempenho em termos de BER referentes ao canal Brazil A, obtidas pelos interpoladores linear, quadrático e pela rede neural com transmitância de fase operando em duas dimensões (2-D PTRBFNN), em cenário de multipercurso estático. Pode ser observado nessa figura que a 2-D PTRBFNN, obteve melhor desempenho que os outros dois interpoladores, apresentando uma taxa de erro por bit de 10^{-5} para uma SNR de 13dB e o estimador linear surpreendentemente apresenta melhor desempenho que o estimador quadrático.

Figura 38 - Curva de desempenho do canal Brazil A

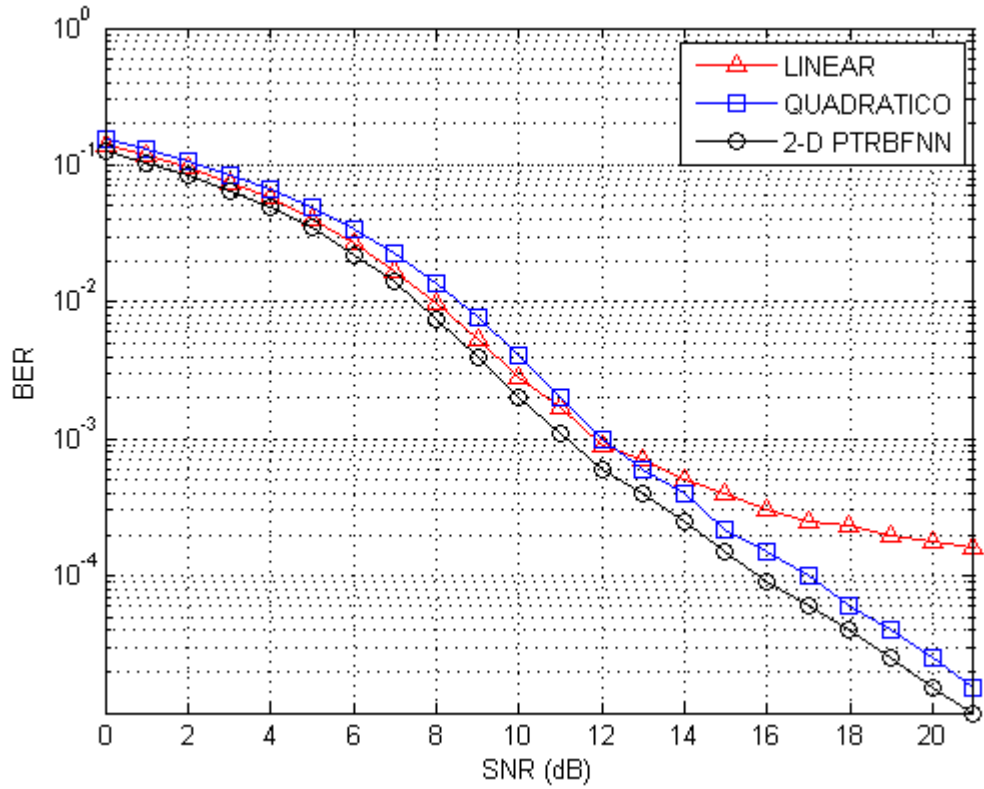


Fonte: Autor (2017)

Na Figura 39 são apresentadas as curvas de desempenho em termos de BER referentes ao canal Brazil B, obtidas pelos interpoladores linear, quadrático e a (2-D PTRBFNN), em cenário de multipercursos estático. O resultado mostra que a 2-D PTRBFNN apresenta melhor desempenho em relação aos outros dois estimadores em todos os valores de SNR e o interpolador quadrático apresenta melhor desempenho que o interpolador linear para valores acima de 12db. O interpolador linear apresenta o pior resultado de todos com uma taxa de erro por bit maior que 10^{-4} para uma SNR de 21 dBs.

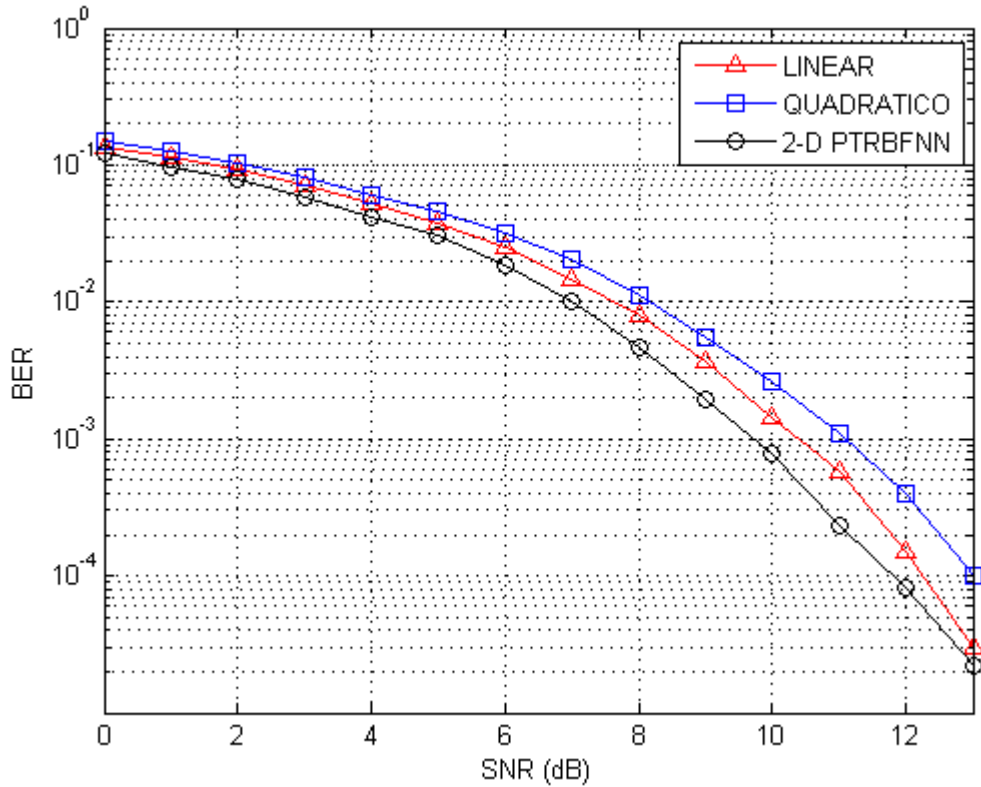
A Figura 40 apresenta as curvas de desempenho em termos de BER referentes ao canal Brazil C, obtidas pelos interpoladores linear, quadrático e a 2-D PTRBFNN, em cenário de multipercursos estático. Nesta figura constata-se que os três interpoladores apresentam um desempenho próximo um do outro com uma taxa de erro por bit menor que 10^{-4} para uma SNR de 13dBs, porém a 2-D PTRBFNN obteve melhor desempenho que os outros dois interpoladores e o estimador quadrático teve o pior resultado de todos.

Figura 39 - Curvas de desempenho do canal Brazil B



Fonte: Autor (2017)

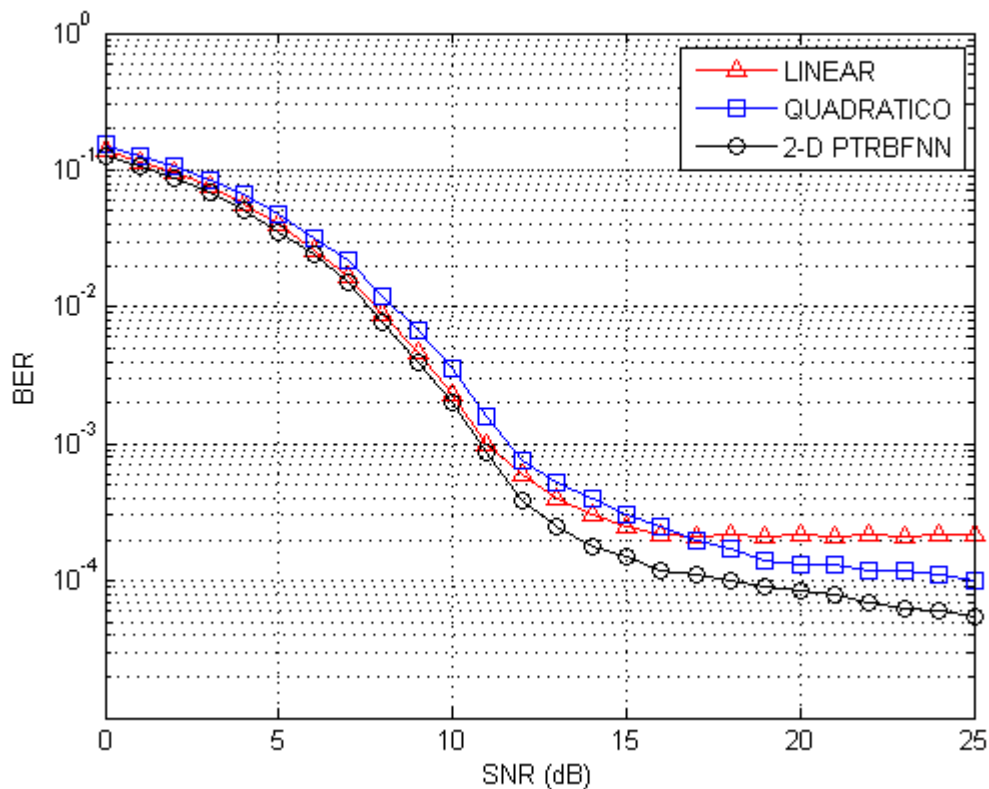
Figura 40 - Curvas de desempenho do canal Brazil C



Fonte: Autor (2017)

A Figura 41 apresenta as curvas de desempenho em termos de BER referentes ao canal Brazil D, obtidas pelos interpoladores linear, quadrático e a 2-D PTRBFNN, em cenário de multipercurso estático. O resultado mostra que os interpoladores apresentam um desempenho próximo para valores menores que 13db depois a 2-D PTRBFNN e o interpolador quadrático tendem a alcançar resultados melhores com o aumento da SNR. Por outro lado, o interpolador linear mantém os mesmos valores embora a SNR aumente. A 2-D PTRBFNN obteve melhor desempenho de todos com uma taxa de erro menor que 10^{-4} e o interpolador linear obteve o pior desempenho com uma taxa de erro maior que 10^{-4} para uma SNR de 25db em ambos casos.

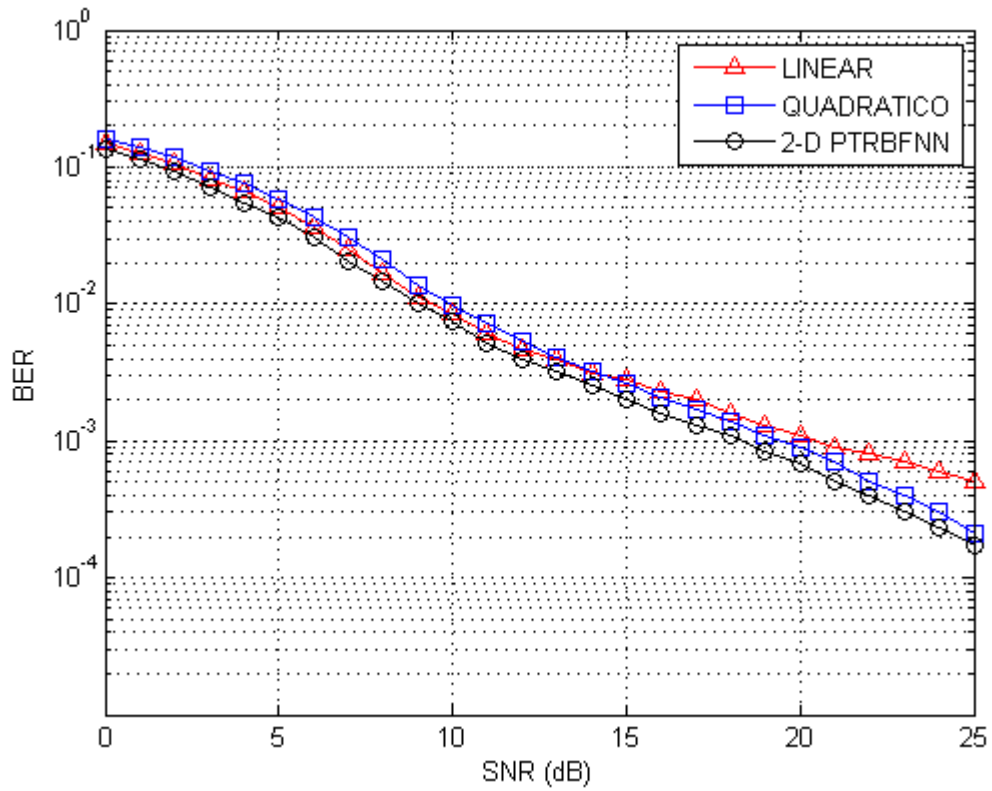
Figura 41 - Curvas de desempenho do canal Brazil D



Fonte: Autor (2017)

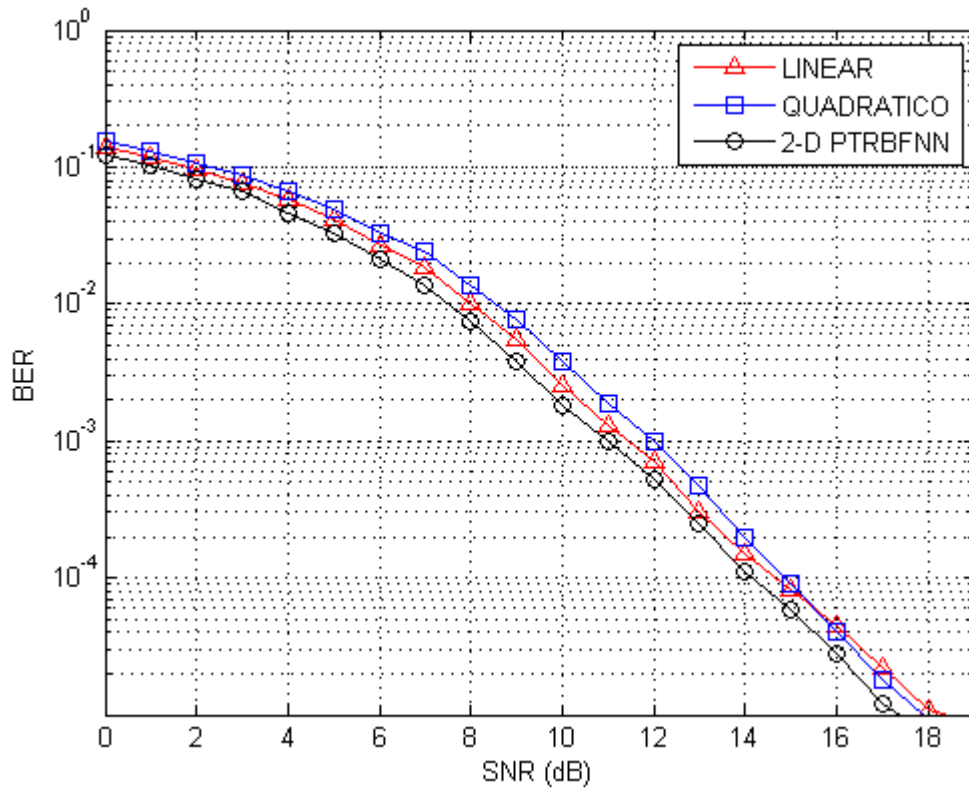
A Figura 42 mostra as curvas de desempenho em termos de BER referentes ao canal Brasil E, obtidas pelos interpoladores linear, quadrático e a 2-D PTRBFNN, em cenário de multipercurso estático. No canal E todos interpoladores apresentaram um desempenho muito próximo até uma SNR de 15dBs, depois o interpolador linear tende a piorar com o aumento dos valores da SNR. A 2-D PTRBFNN apresenta o melhor desempenho em todos valores de SNR.

Figura 42 - Curva de desempenho canal Brazil E



Fonte: Autor (2017)

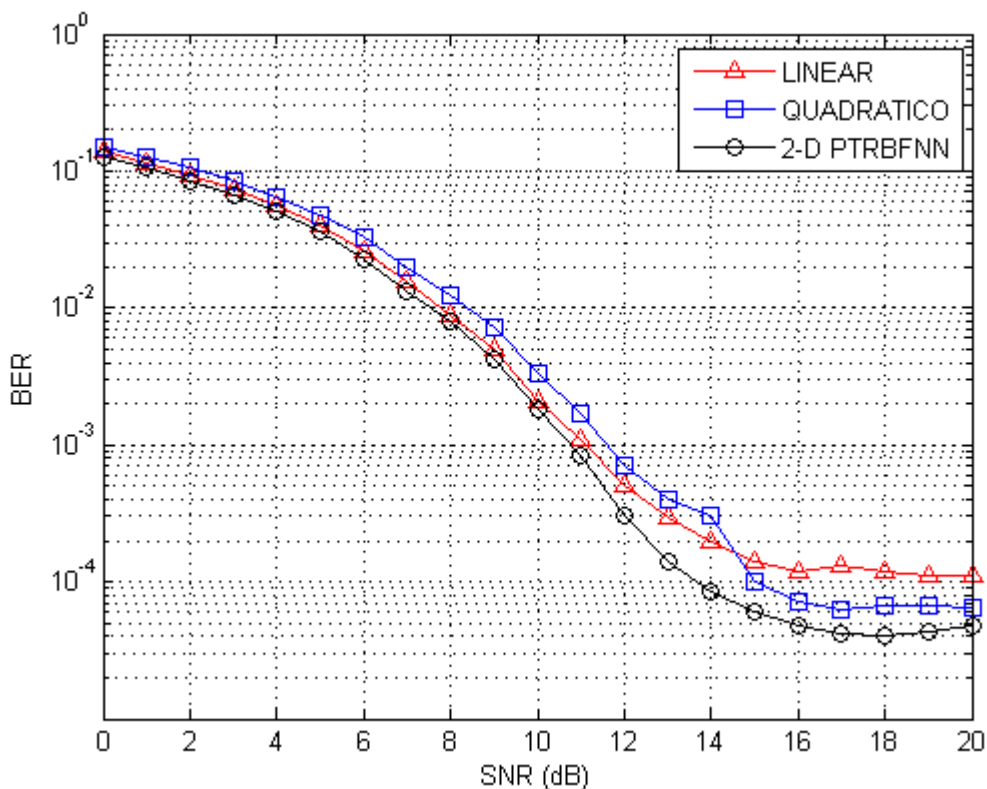
Figura 43 - Curva de desempenho do canal Brazil C Especial.



Fonte: Autor (2017)

A Figura 43 mostra as curvas de desempenho em termos de BER referentes ao canal Brazil C Especial, obtidas pelos interpoladores linear, quadrático e a 2-D PTRBFNN, em cenário de multipercurso dinâmico com uma frequência *Doppler* de 33.3 Hz. Os três interpoladores obtiveram resultados muito próximos, porém a 2-D PTRBFNN teve o melhor resultado em todos os valores de SNR. O interpolador quadrático apresenta melhor desempenho que o estimador linear a partir de valores acima de 16dBs e o interpolador linear apresentou o pior resultado.

Figura 44 - Curvas de desempenho canal Brazil C Modificado.

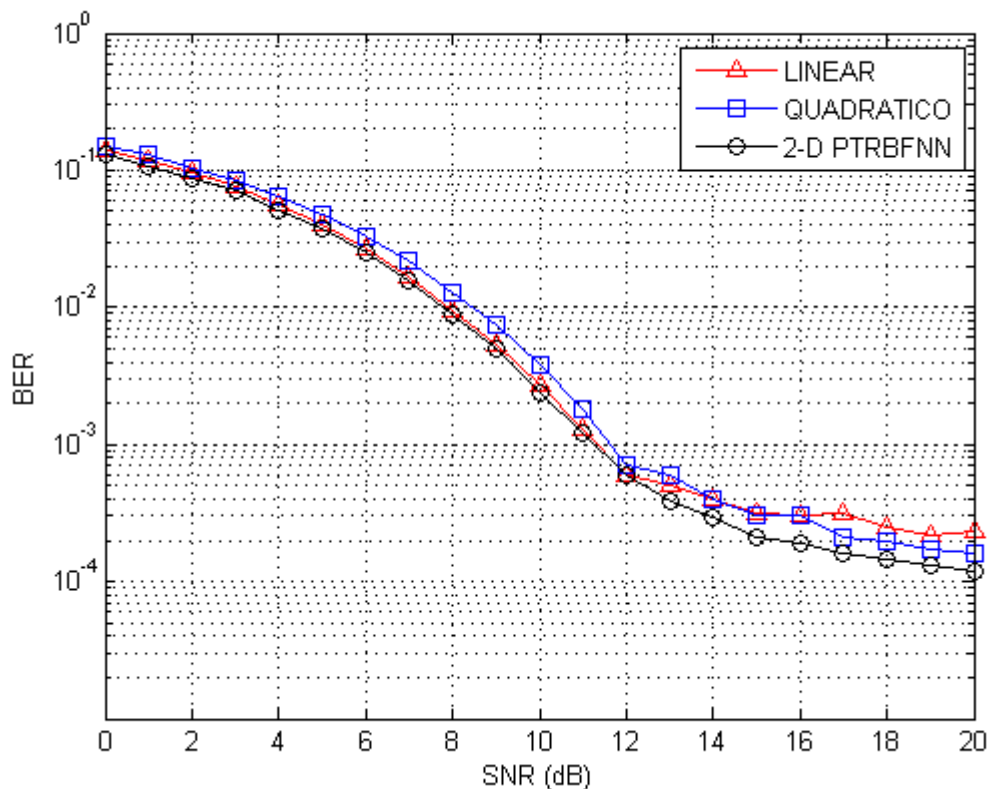


Fonte: Autor (2017)

A Figura 44 mostra as curvas de desempenho em termos de BER referentes ao canal Brazil C Modificado, obtidas pelos interpoladores linear, quadrático e a 2-D PTRBFNN, em cenário de multipercurso dinâmico com uma frequência *Doppler* de 33.3 Hz. Nesta figura os interpoladores apresentam um desempenho próximo entre eles até uma SNR de 10dBs, porém depois desse valor o interpolador quadrático e 2-D PTRBFNN tendem a apresentar melhor desempenho, sendo a 2-D PTRBFNN melhor em todos valores de SNR. O interpolador quadrático apresenta melhores resultados que o interpolador linear para valores de SNR acima de 15dBs e o interpolador linear apresenta o pior resultado com uma taxa de erro por bit acima de 10^{-4} em todos os valores de SNR.

A Figura 45 mostra as curvas de desempenho em termos de BER referentes ao canal Brazil D Modificado, obtidas pelos interpoladores linear, quadrático e a 2-D PTRBFNN, em cenário de multipercursos dinâmico com uma frequência *Doppler* de 33.3 Hz. Para valores menores que 12db's o interpolador linear apresenta desempenho muito próximo a 2-D PTRBFNN e acima do interpolador quadrático, porém para valores acima disso o interpolador linear tende a manter a taxa de erros embora aumente a SNR. A 2-D PTRBFNN apresenta o melhor desempenho de todos para todos valores de SNR. O interpolador quadrático apresenta melhor desempenho que o linear para valores acima de 16db's.

Figura 45 - Curvas de desempenho do canal Brazil D Modificado.

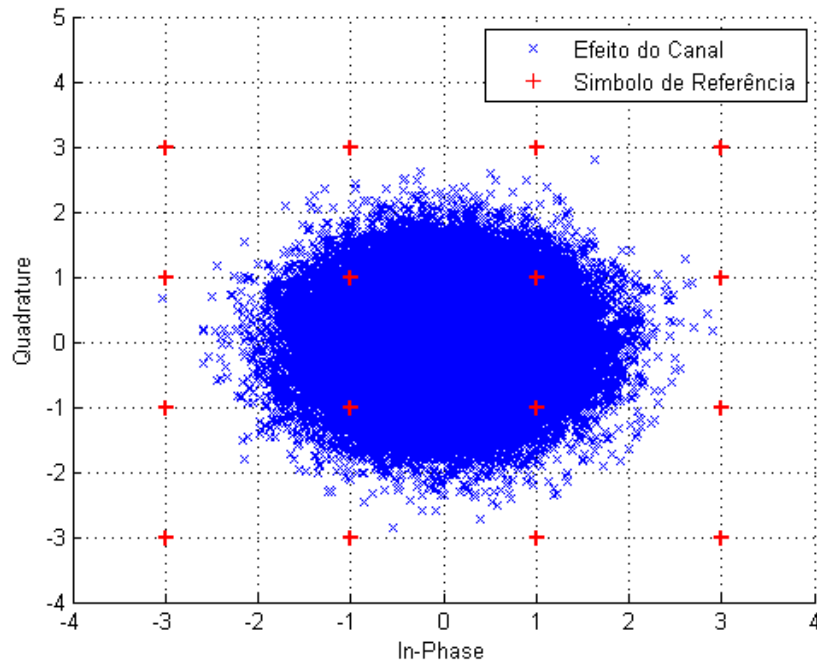


Fonte: Autor (2017)

A Figura 46 apresenta a constelação do sinal com efeito causado pelo canal Brazil A, adicionado ao ruído branco gaussiano Aditivo (AWGN) de 18dB's. Como podemos observar nessa figura, quando os símbolos enviados pelo transmissor (tratados na figura como símbolos de referência) são convoluidos com o canal causam uma dispersão na constelação, não podendo mais ser coerentemente identificados. Após um processo inverso de desconvolução no domínio frequência,

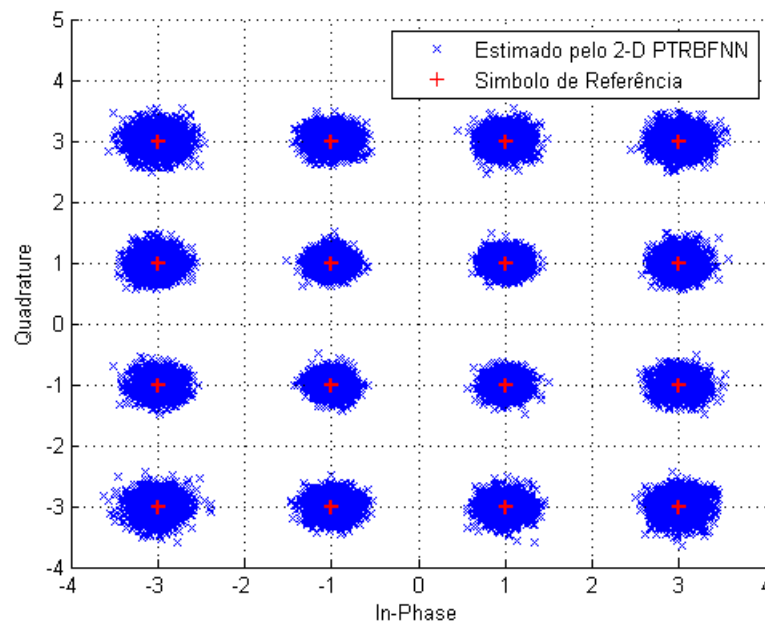
realizado durante as simulações, que consistiu no processo de estimação do canal através do algoritmo *LS*, interpolação através da rede neural proposta e compensação do canal, os símbolos puderam ser corretamente recuperados, criando regiões de decisão para as quais cada um pudesse ser facilmente identificado como mostra a Figura 47.

Figura 46 - Constelação com efeito de canal Brazil A



Fonte: Autor (2017)

Figura 47 - Constelação após estimação do canal Brazil A com SNR = 18dBs.



Fonte: Autor (2017)

7.2.1 Discussão dos resultados obtidos

A partir do embasamento teórico, partimos da premissa que o interpolador de segunda ordem (Quadrático), deve apresentar melhor desempenho que o interpolador da primeira ordem (Linear), pois realiza uma aproximação não linear. Contudo nas Figuras 38 e 40, referentes aos canais Brazil A e C o interpolador Linear apresentou melhor resultado que o interpolador Quadrático, esse fato pode ser explicado pela quantidade de pontos que o interpolador quadrático utiliza para estimar o canal, que é maior do que o interpolador linear, deixando – o mais susceptível ao ruído AWGN. Em todos os outros gráficos o fenômeno também pode ser observado, porém nota –se que para uma SNR maior que 16dBs onde a relação sinal-ruído começa a ficar alta o interpolador Quadrático apresenta melhor desempenho que o linear.

A rede neural proposta nesta dissertação também realiza uma interpolação não linear e utiliza mais amostras para a interpolação que o interpolador Quadrático. Contudo ela não apresenta este problema pois diferentemente do interpolador quadrático, a rede neural 2-D PTRBFNN possui uma característica flexível e interpola em duas dimensões o que lhe permite maior e melhor extrapolação do canal.

Observa-se a partir de todos os gráficos analisados, que a rede neural com Transmitância de fase (2-D PTRBFNN) proposta nesta dissertação apresenta um melhor desempenho que os outros estimadores, quando opera sob os canais Brazil. Uma característica observada na PTRBFNN quando a implementação é efetuada através de um processador para DSP ou GPP maior é o número de iterações que ela efetua no processo de aprendizagem se comparado com o número de iterações e operações necessárias ao estimador linear ou estimador quadrático. No entanto, a grande maioria dos sistemas OFDM é implementada em uma plataforma de hardware baseada em lógica programável (FPGA). A implementação da PTRBFNN em FPGA permite paralelizar não só as operações dos pesos sinápticos em cada neurônio como também paralelizar os próprios neurônios, reduzindo significativamente o tempo de cada iteração. Sem dúvida, o melhor desempenho da PTRBFNN tem como custo uma maior complexidade computacional em relação à complexidade do estimador quadrático e à complexidade do estimador linear. No entanto, este maior tempo de execução das operações de maior complexidade

computacional é diluído em sistemas altamente paralelizados, como em uma FPGA.

A partir da análise das constelações obtidas do transmissor (símbolos de referência), da entrada do receptor (símbolos com efeito de canal) e na saída do estimador (símbolos estimados), foi possível observar que a 2-D PTRBFNN tem uma boa capacidade de estimar e recuperar os símbolos recebidos.

7.3 RESULTADOS DO ESTIMADOR PTRBFNN EM CANAL ITU R M.1225

Nesta seção são discutidos os resultados obtidos a partir do estimador proposto em comparação com o trabalho apresentado por Zhou e Wang (2003), cujo tema é *Channel estimation for OFDM System Using Adaptive radial Basis Function Network*. Os resultados são também comparados com os interpoladores Linear e Quadrático. Para comparar os resultados dos dois sistemas foram utilizados os mesmos parâmetros de simulação utilizados por Zhou e Wang (2003). A avaliação consistiu na análise das curvas de desempenho da taxa de erro de símbolo (SER). A rede neural proposta nesta dissertação apresentou melhores resultados que os interpoladores Linear, Quadrático e a Rede Neural apresentada por Zhou e Wang.

Nesta simulação foi utilizado o mesmo diagrama de blocos da seção anterior, porém com parâmetros diferentes. Foram utilizadas 128 portadoras, sendo oito utilizadas como portadoras de guarda de banda e 10 como portadoras piloto em cada símbolo OFDM. A estrutura de distribuição de pilotos foi baseada no quadro OFDM para modulação coerente. O sistema emprega a modulação QPSK e uma frequência de amostragem de FFT de 800KHz. Os parâmetros de simulação podem ser vistos na Tabela 11.

Tabela 11 - Parâmetros da rede neural 2D-PTRBFNN.

Parâmetros	Valor
Frequência de IFFT	800kHz
Número de portadoras	128
Portadoras de dados	120
Duração do símbolo OFDM	160 μ s
Duração do Prefixo cíclico	40 μ s
Modulação	QPSK
Canal	Multipercurso (<i>multipath</i>)

Na simulação foi considerado um canal de comunicação de 6 multipercursos, mostrados na Tabela 12. Este canal foi recomendado pela União Internacional de Telecomunicações (ITU R M.1225, 1997) para testes em ambientes de veículos. É um canal que tem uma característica dinâmica em todos seus percursos. Neste trabalho foram feitas simulações em duas situações, na primeira a frequência de *doppler* é igual a 15Hz e na segunda a frequência de *doppler* é igual 40Hz.

Tabela 12 - Parâmetros do canal ITU R M 1225.

ITU R M. 1225	Atraso (<i>ns</i>)	Atenuação (<i>dB</i>)	Espalhamento <i>Doppler</i> (<i>Hz</i>)	
Percurso 1	0	-2.5	15.0	40.0
Percurso 2	300	0	15.0	40.0
Percurso 3	8900	-12.8	15.0	40.0
Percurso 4	12900	-10	15.0	40.0
Percurso 5	17100	25.2	15.0	40.0
Percurso 6	20000	-16	15.0	40.0

Fonte: (ITU R M.1225, 1997)

Para a simulação foi utilizada a mesma rede neural proposta nesta dissertação (2-D PTRBFNN) e opera do mesmo modo explicado na seção 6.2, porém com alguns parâmetros diferentes, pois os parâmetros do sistema OFDM também são diferentes e a rede é sensível a essas mudanças. Os parâmetros da rede são mostrados na Tabela 13.

Tabela 13 - Parâmetros da rede 2-D PTRBFNN.

Parâmetros	Valor
Neurônio	8
Nós de entrada	25
Critério de parada 1	10^{-5}
Critério de parada 2	1000 <i>epocas</i>
Passos de adaptação	$\eta_w = 0.004$ $\eta_t = 0.002$ $\eta_v = 0.001$

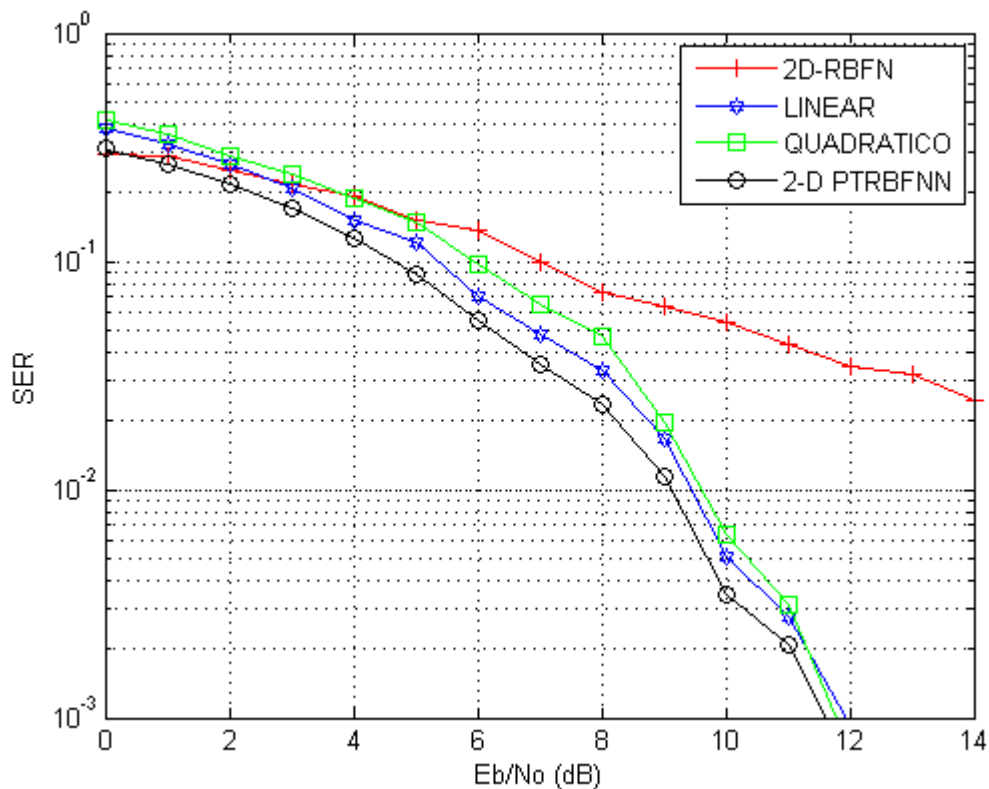
Fonte: Autor (2017)

A seguir são apresentados os resultados obtidos a partir da simulação do sistema mediante a presença do multipercurso gerado pelo canal ITU R M. 1225 e o canal AWGN. As curvas de desempenho SER foram calculadas em função da relação entre a energia de bit e densidade de ruído espectral [Eb/No] conforme foi feito no sistema utilizado por Zhou e Wang (2003).

A Figura 48 mostra as curvas de desempenho em termos de SER referentes ao

canal ITU R M. 1225, obtidas pelos interpoladores linear, quadrático, a 2-D PTRBFNN e pela rede neural 2-D RBFN proposta por Zhou e Wang (2003), em cenário de multipercurso dinâmico com uma frequência *Doppler* de 15Hz. Observando a figura podemos constatar que os interpoladores linear, quadrático e 2-D PTRBFNN, obtiveram um desempenho próximo entre eles e melhor que a rede 2-D RBFN, ambas com uma taxa de erro por símbolo de 10^{-3} para uma E_b/N_0 de 12dBs. A 2-D PTRBFNN proposta nesta dissertação apresenta o melhor resultado de todos a partir de valores onde $E_b/N_0 > 1$ dB. O interpolador Quadrático começa a apresentar melhor desempenho que o Linear em valores de $E_b/N_0 > 11$ dB. A rede 2-D RBFN proposta por Zhou e Wang (2003) apresenta o pior resultados de todos a partir de valores de $E_b/N_0 > 5$ dBs com uma taxa de erro por símbolo maior que 10^{-2} .

Figura 48 - Canal ITU R M 1225 com $F_d = 15$ Hz

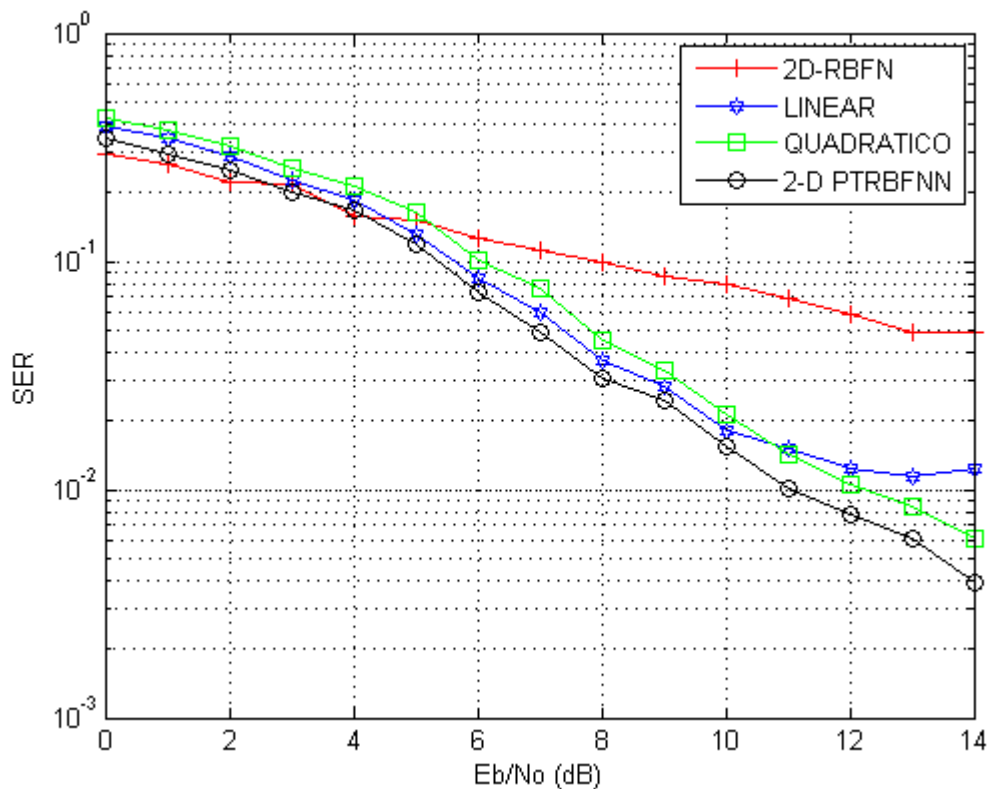


Fonte: Autor (2017)

A Figura 49 mostra as curvas de desempenho em termos de SER referentes ao canal ITU R M. 1225, obtidas pelos interpoladores linear, quadrático, a 2-D PTRBFNN e pela rede neural 2-D RBFN proposta por Zhou e Wang (2003), em cenário de multipercurso dinâmico com uma frequência *Doppler* de 40Hz. Nesta figura pode ser constatado que a 2-D PTRBFNN e os interpoladores linear e

Quadrático tem baixo desempenho do que a rede 2-D RBFN para valores iniciais onde $E_b/N_0 < 4$ dBs, porém para valores acima desse, apresentam um bom desempenho com uma taxa de erro por símbolo cerca de 10^{-1} menor que a rede 2-D RBFN. O interpolador Quadrático apresenta melhor desempenho do que o linear a partir de valores de $E_b/N_0 > 11$ dBs. O Interpolador linear tende a manter a mesma SER menor que 10^{-2} mesmo aumentado o valor de E_b/N_0 . A rede 2-D RBFN proposta por Zhou e Wang (2003) apresenta o pior resultado de todos a partir de valores de $E_b/N_0 > 5$ dBs.

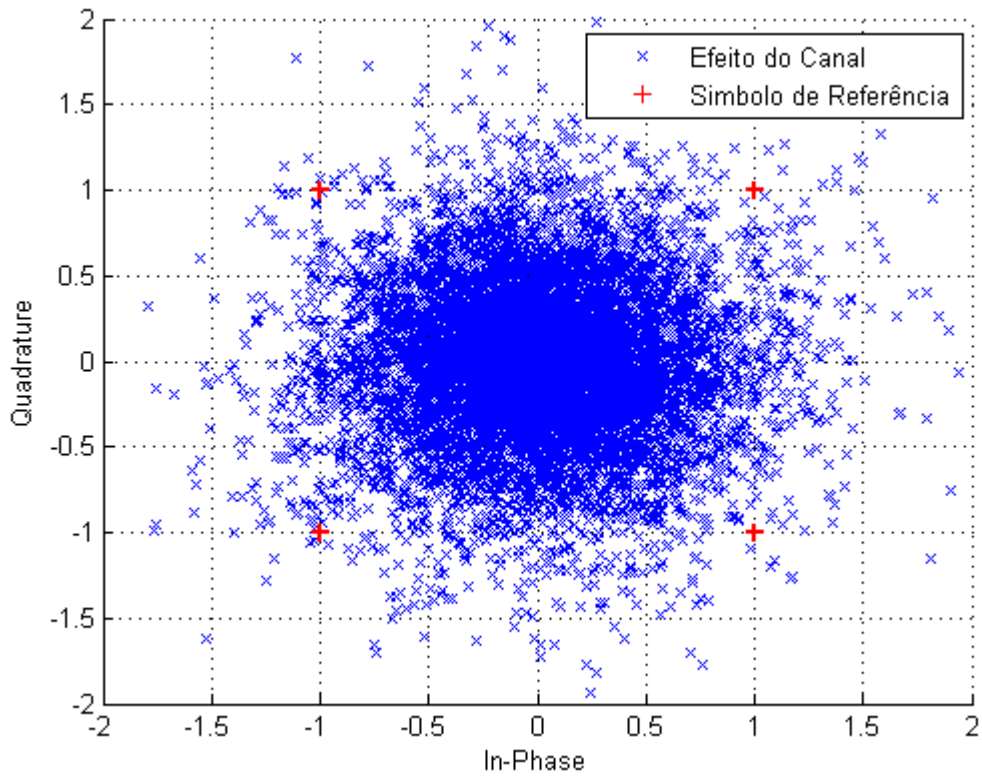
Figura 49 - Canal ITU R M.1225 com $F_d = 40$ Hz



Fonte: Autor (2017)

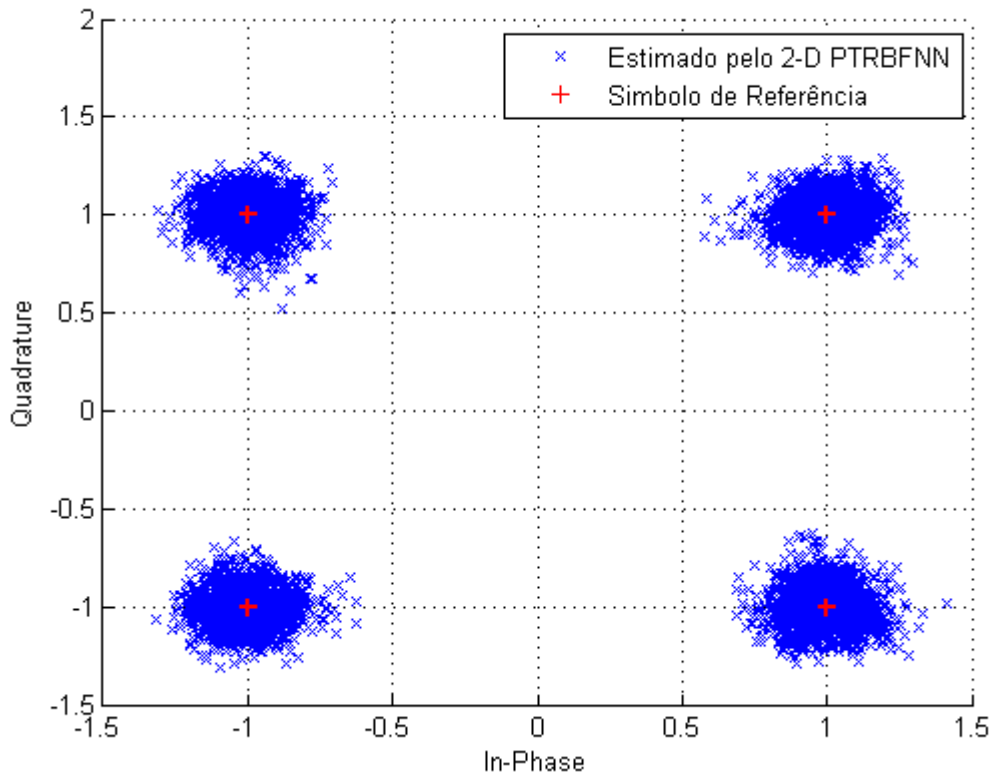
A Figura 50 mostra a constelação do sinal com efeito causado pelo canal ITU R M. 1225 com uma frequência de *doppler* de 15Hz, adicionado ao ruído branco gaussiano Aditivo (AWGN) de 18dBs. O mesmo efeito do canal explicado na secção 6.2 pode ser observado nesta figura. E da mesma forma foi realizado o processo de inverso para recuperar o sinal no receptor. A Figura 51 mostra a constelação na saída do estimador 2-D PTRBFNN proposto nesta dissertação. Podendo ser observado que os símbolos estão claramente identificáveis, criando uma região de decisão em quatro quadrantes.

Figura 50 - Constelação com efeito de canal ITU R M.1225 com $F_d= 15\text{Hz}$.



Fonte: Autor (2017)

Figura 51 - Constelação após estimação Canal ITU R M.1225 com $\text{SNR} = 18\text{dBs}$.



Fonte: Autor (2017)

7.3.1 Discussão dos resultados obtidos

Analisando os gráficos de desempenho SER em função de E_b/N_0 apresentados nesta simulação podemos constatar que os estimadores Linear, Quadrático e a rede 2-D PTRBFNN proposta nesta dissertação, embora apresentem um ganho inferior do que a rede 2-D RBFN no começo da simulação em valores de $E_b/N_0 < 5\text{db}$ s obtiveram melhores resultados com o aumento de E_b/N_0 . E a 2-D PTRBFNN obteve o melhor resultado de todos.

A mesma constatação verificada para canais Brazil na secção 7.2.1, sobre o desempenho dos estimadores Linear e Quadrático também acontece neste canal em análise. Porém como neste sistema foi utilizada uma modulação diferente faz com que o interpolador Quadrático convirja mais rápido, isto é, até valores de $E_b/N_0 > 11\text{dB}$ s começa a apresentar resultados melhores que o interpolador linear.

Observando as Figuras 48 e 49 que mostram o resultado obtido pelos estimadores quando submetidos ao canal ITU R M. 1225, verificamos que com o aumento da frequência *doppler* a ISI também aumenta e conseqüentemente reduz o desempenho dos estimadores, isto permite-nos concluir que com o aumento da velocidade do receptor o estimador reduz a seu desempenho pois, a frequência *doppler* é diretamente proporcional a velocidade de deslocamento do receptor móvel como pode ser observado a partir da equação 3.4 da secção 3.1.

Com a alteração de alguns parâmetros utilizados para treinar a rede neural verificou-se que diminuiu o número de iterações necessárias para a rede adquirir aprendizagem e conseqüentemente reduziu o tempo para a estimação do frame OFDM. Contudo, este número de interações continua relativamente elevado quando comparado com o tempo dos interpoladores Linear e Quadrático.

8 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi proposto a implementação de um estimador de canal em sistemas OFDM baseado em uma rede neural complexa do tipo RBF que garante a transmitância de fase. A ideia foi aproveitar a capacidade que estas redes têm de aprender rapidamente padrões complexos e tendências presentes nos dados e de se adaptar rapidamente às mudanças, para estimar canais de rádio, considerados canais extremamente dinâmicos e variantes no tempo devido as variações próprias do canal e do movimento do receptor, este tipo de rede mostrou-se bastante eficaz para resolver o problema criado por estes canais.

Com o crescimento da demanda por sistemas de telefonia móvel, televisão digital, IOT e M2M, surge a necessidade de transmissão de altas taxas de dados acompanhada de alta qualidade de serviços. Para alcançar estas altas taxas de transmissão de dados, várias vezes é adotada a modulação OFDM, pela sua capacidade de alcançar altas taxas de transmissão e de garantir boa eficiência espectral. Neste trabalho, foi por isso adotada esta técnica com o fim de estudar os sistemas de comunicação sem fio, focando-se especificamente nas técnicas estimação de canal OFDM baseadas em portadoras piloto.

O sistema OFDM implementado nesta dissertação foi composto por um Transmissor, Canal e Receptor (TX-CH-RX), simulados a partir da ferramenta computacional MATLAB (MATHWORKS, 2014). Durante as simulações foi assumido a existência de um sincronismo perfeito entre o transmissor e o receptor, a implementação restringiu-se apenas na simulação dos blocos de Modulação - Demodulação e Transmissão - Recepção através dos canais AWGN e de multipercurso, desconsiderando-se os blocos de codificação de fonte, codificação de canal, amplificação de sinal e os demais blocos que completam um sistema de comunicação digital. Para avaliar o desempenho do sistema foram calculadas e representadas graficamente as curvas de BER (taxa de erro por bit) e SER (taxa de erro por Símbolo), considerando diferentes valores da relação sinal-ruído (SNR), também foram avaliadas a suas constelações.

Para validar os resultados do estimador proposto, primeiro foi comparado com estimadores Linear e Quadrático, quando submetidos aos diversos cenários de

multipercurso apresentados pelos Canais Brazil. No segundo caso o resultado do estimador proposto foi comparado, com o trabalho apresentado por Zhou e Wang (2003), cujo tema é *Channel estimation for OFDM System Using Adaptive radial Basis Function Network*.

Os resultados obtidos a partir da avaliação do sistema em canais Brazil, mostraram que o estimador proposto nesta dissertação apresenta ótimo desempenho quando submetido a diversos cenários de multipercurso, sendo melhor que os estimadores Linear e quadrático que também foram implementados para fins de comparação. No segundo caso onde estimador foi testado com um canal dinâmico proposto pela ITU para testes de sistemas em ambientes de veículos também apresentou melhor resultado quando comparado com trabalho proposto por Zhou e Wang (2003) e em relação aos estimadores Linear e Quadrático.

Estes resultados permitem – nos concluir que a rede neural 2-DPTRBFN proposta neste trabalho é potencialmente aplicável para estimação de canal em sistemas OFDM, pois apresenta um ótimo desempenho em relação aos sistemas clássicos. O melhor desempenho da PTRBFNN tem como custo uma maior complexidade computacional em relação à complexidade do estimador quadrático e à complexidade do estimador linear. No entanto, este maior tempo de execução das operações de maior complexidade computacional é diluído em sistemas altamente paralelizados, como em uma FPGA.

8.1 TRABALHOS FUTUROS

Como foi dito na seção anterior, a rede neural aplicada neste trabalho apresenta um grande potencial para a estimação de canal em sistemas OFDM, porém, para alcançar melhores desempenhos a partir dela, podemos apontar como possíveis trabalhos futuros:

- A estimação do canal em outros arranjos piloto;
- Associar a rede um algoritmo de adaptação automática dos passos de aprendizagem, de modo que execute poucas interações.
- Implementação em lógica programável permitindo paralelizar as os neurônios e as operações dos pesos sinápticos reduzindo significativamente o tempo de cada iteração.

REFERÊNCIAS

- AKAMINE C. **Análise de desempenho do sistema de TV digital DVB-T com entrelaçador temporal em canais com ruído impulsive**, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual de Campinas, 2004.
- ASSOCIATION OF RADIO INDUSTRIES AND BUSINESSES (ARIB), **Transmission System For Digital Terrestrial Television Broadcasting**, 30 nov. 2005.
- BEEK DE VAN, J.-J., EDFORS, O., SANDELL, M., WILSON, S. K., BORJESSON, P. O., **On channel estimation in OFDM systems**, in Proc. IEEE 45th Vehicular Technology Conference, IL, pp. 815-819., Chicago, USA, jul. 1995.
- BOW, S.-T., **pattern recognition and image preprocessing**, Marcel Dekker inc, New York, 2002.
- CHA I., KASSAM, S., **Channel Equalization Using Adaptive Complex Radial Basis Function Networks**. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. vol.13, no. 1, pages.122-131, 1995.
- CHEN, S., MCLAUGHLIN, S., MULGREW, B., **Complex-Valued Radial Basis Function Network, Part II: Application to Digital Communications Channel Equalisation**. Signal Processing. vol. 36, pages 175-188, 1994.
- CHO, Y.S., KIM, J., YANG, W.Y., KANG, C.G., **MIMO-OFDM Wireless Communications with Matlab**, John Wiley & Sons, Ltd, Singapore, 2010.
- DE CASTRO, M. **Predição Não-Linear de Séries Temporais Usando Redes Neurais RBF por Decomposição em Componentes Principais**. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual de Campinas. 2001.
- EDFORS, O., SANDELL, M., VAN DE BEEK, J.-J. WILSON, S. K., BORJESSON, P.O., **OFDM channel estimation by singular value decomposition**, in Proc. IEEE 46th Vehicular Technology Conference, pp. 923-927, Atlanta, GA, USA, apr. 1996.
- FAZEL, K., KAISER, S., **Multi-carrier and spread spectrum systems: from OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX**, 2 ed., John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- FISCHER W., **Digital Television. A practical Guide for Engineers**, Springer-Verlag Berlin Heideberg, New York, 2004.
- FOOMOOLJAREON, P., FERNANDO, W. A. C., **PAPR reduction in OFDM systems**, Thammasat Int. J. Sc. Tech, vol. 7, no. 3, set. 2002. Disponível em: <http://www.tci-thaijo.org/index.php/tijsat/article/viewFile/41795/34512>. Acessado em: 02 dec. 2016.
- GAN Q., SARATCHANDRAN P., SUNDARARAJAN N., SUBRAMANIAN K. R., **A Complex Valued Radial Basis Function Network for Equalization of Fast Time Varying Channels**. IEEE Transactions on Neural Networks. vol. 10, no. 4, 1999.
- HAYKIN, S. **Communication systems** : John Wiley & Sons, 2008.

HAYKIN, S. **Digital Communication Systems**. Nova Jersey: John Wiley & Sons. 2014.

HAYKIN, S. **Neural Networks**, 2 ed., Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1999.

HINDLE, P., **History of Wireless Communications**, Microwave Journal, Norwood, 15 Jul. 2015. Disponível em: <http://www.microwavejournal.com/articles/24759>. Acessado em: 28 mai. 2017.

HIROSAKI, B., **An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform**, *IEEE Trans. Communications*, Vol. COM-29, pp. 982–989, jul. 1981.

HSIEH, M., WEI, C., **Channel Estimation for OFDM Systems Based on Comb-Type Pilot Arrangement in Frequency Selective Fading Channels**, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 44, No. 1, feb. 1998.

HUA, C., XIAO-HUI, Z., **MIMO-OFDM channel estimation based on Neural Network**, *IEEE Wireless Communications Networking and Mobile Computing 6th International Conference*, 14 oct. 2010.

ITU, **Radiocommunication Study Groups: Document 6E/TEMP/131-E, Guidelines and Techniques for the Evaluation of DTTB Systems**, Mar 2003.

JIANPING D., SUNDARARAJAN N., SARATCHANDRAN P., **Communication Channel Equalization Using Complex-Valued Minimal Radial Basis Function Neural Networks**. *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 13, no. 3, 2002.

KANG, S.G., HA, Y.M., JOO, E.K., **A Comparative Investigation on Channel Estimation Algorithms for OFDM in Mobile Communications**, *IEEE transactions on broadcasting*, vol. 49, no. 2, jun. 2003.

LIU, G.-S., WEI, C.-H., **A new variable fractional sample delay filter with nonlinear interpolation**, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 39, no. 2, feb. 1992.

LOSS, D.V., DE CASTRO, M.C. F., FRANCO, P.R.G., DE CASTRO, F.C.C., **Phase transmittance RBF neural networks**, *IEEE Electronics Letters*, 2 ed., Vol. 43 No. 16, agos. 2007.

MATLAB and Statistics Toolbox Release 2014a, **The MathWorks**, Inc., Natick, Massachusetts, United States. Disponível em: [//www.mathworks.com/company/newsroom/mathworks-announces-release-2014a-of-the-matlab-and-simulink-product-families.html](http://www.mathworks.com/company/newsroom/mathworks-announces-release-2014a-of-the-matlab-and-simulink-product-families.html). Acessado em: 6 mar. 2017

MCLELLAN, C., **M2M and the Internet of Things: a guide**, ZDNet, 10 Jan. 2013.

NATIONAL INSTRUMENT, **QAM Mapper: QAM_MAP**, VSS System Block Catalog NI AWR Design Environment v13.02 Edition, 2017. Acessado em: 20 de agos. 2017, disponível em: https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/VSS_System_Blocks/QAM_MAP.htm

PELED, A., RUIZ, A., **Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms**, IEEE International Conference on ICASSP 80, vol. 5, p. 964 -967, 1980.

PRASAD, R., **OFDM Wireless Communications Systems**, Artech House, Inc. Boston London, dec. 2004.

PRESS, W. H., TEUKOLSKY, S. A., VETTERLING, W. T., FLANNERY, B. P., **Numerical Recipes in C: The Art of Scientific Computing**, 2 ed., Cambridge University Press, New York, 1992.

PROAKIS, G. J., SALEHI, M., **Communication Systems Engineering**, 2 ed., Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 2002.

RINNE, J., RENFORS, M., **Pilot Spacing in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems on Practical Channels**, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 42, No. 4, nov. 1996.

SEYMAN, M.N., TASPINAR, N., **Channel estimation based on neural network in space time block coded MIMO-OFDM system**, Elsevier Inc, 2012.

SEYMAN, M.N., TASPINAR, N., **Radial Basis Function Neural Networks for Channel Estimation in MIMO-OFDM Systems**, Springer Arabian Journal for Science and engineering, 15 fev. 2013.

SIMSIR, S., TASPINAR, N., **Channel Estimation Using Radial Basis Function Neural Network in OFDM-IDMA System**, Springer Science+Business Media, New York, 27 jul. 2015.

TSAI, P.-Y., CHIUEH, T.-D., **OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications**, John Wiley & Sons, 2007.

VASEGHI, S.V., **Advanced Signal Processing and Digital Noise Reduction**, 4 ed., John Wiley & Sons Ltd, United Kingdom, 2008.

WALDOW, T., **Modelos de Competição no Setor de Telecomunicações para Serviços de Banda Larga**. Teleco, Paraná, 4 abr. 2011. Disponível em: http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialcameraip1/pagina_2.asp. Acessado em: 6 mar. 2017.

WEINSTEIN, S., EBERT, P., **Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform**, IEEE Transactions on Communication Technology, vol. 19, no. 5, p. 628 -634, out. 1971.

ZHOU, X., WANG, X., **Channel Estimation for OFDM Systems Using Adaptive Radial Basis Function Networks**, IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 52, jan. 2003.