

Tiago Baptista Noronha

*Equalização Concorrente de Canal para
Sistemas Monoportadora com Acesso
Múltiplo por Divisão de Frequência*

Porto Alegre – RS

Agosto de 2012

Tiago Baptista Noronha

*Equalização Concorrente de Canal para
Sistemas Monoportadora com Acesso
Múltiplo por Divisão de Frequência*

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 obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Tecnologia da Informação/Telecomunicações

Orientador:

Prof. Dr. Fernando César Comparsi De Castro

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

Porto Alegre – RS

Agosto de 2012

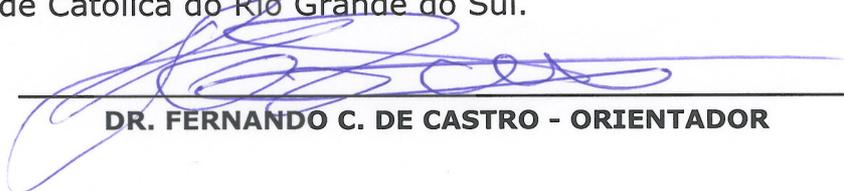


Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE DE CANAL PARA SISTEMAS MONOPORTADORA COM ACESSO MÚLTIPLO POR DIVISÃO DE FREQUÊNCIA

CANDIDATO: TIAGO BAPTISTA NORONHA

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.

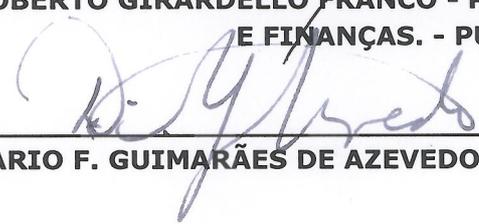


DR. FERNANDO C. DE CASTRO - ORIENTADOR

BANCA EXAMINADORA



**DR. PAULO ROBERTO GIRARDELLO FRANCO - PRÓ-REITORIA DE ADMINISTRAÇÃO
E FINANÇAS. - PUCRS**



DR. DARIO F. GUIMARÃES DE AZEVEDO - DO PPGE/FENG - PUCRS

PUCRS

Campus Central

Av. Ipiranga, 6681 - Prédio 30 - Sala 103 - CEP: 90619-900

Telefone: (51) 3320.3540 - Fax: (51) 3320.3625

E-mail: engenharia.pg.eletrica@pucrs.br

www.pucrs.br/feng

Dedicatória

Dedico esta obra a todos que prestaram o suporte emocional necessário e compreenderam minha ausência durante sua elaboração, em especial a meus pais e a minha namorada.

Agradecimentos

A Deus, engenheiro primordial do universo, pelos dons da vida, da ciência e da sabedoria.

A todos os filósofos, cientistas e pesquisadores cuja coragem de arriscar e os atos de transgressão deram o respaldo necessário para o desenvolvimento dessa obra.

Ao governo brasileiro e a CAPES pela confiança e o apoio financeiro à pesquisa.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Fernando César Comparsi De Castro, e à Prof.^a Dr.^a Maria Cristina Felippetto De Castro pela oportunidade, incentivo, suporte teórico e por confiar em meu trabalho enquanto pesquisador, sem os quais a realização desta obra não seria possível.

Aos meus colegas e pesquisadores, Eng. Bruno Fernandes Chimieski, Me. Diego Pinto dos Santos, Me. Diego Vier Loss, Me. Diego von Brixen Montzel Trindade, Me. Fábio D'Agostini, Me. Leonardo Ortolan, Eng. Nicolás Marroni, Me. Sirlésio Carboni Jr., Me. Thiago Luis Silva Santos e Me. Vitor Halmenschlager pelo auxílio na árdua jornada desta pesquisa.

A todos professores e colegas do PPGEE da PUCRS pela contribuição em minha formação acadêmica.

Aos meus pais, Nara Beatriz Baptista Noronha e José Arvery dos Santos Noronha, pelo apoio, amor e por desempenharem o papel de meus primeiros educadores.

A minha namorada, Susana de Oliveira Elias, por todo apoio, amor e carinho.

*“Conheça o inimigo e a si mesmo e você
obterá a vitória sem qualquer perigo;
conheça o terreno e as condições da
natureza, e você será sempre vitorioso.”*

Sun Tzu

Resumo

Este trabalho apresenta uma nova técnica de equalização de canal para sistemas monoportadora com acesso múltiplo por divisão de frequência (SC-FDMA) baseada no Algoritmo Concorrente (que é considerado o estado da arte em termos de equalização de canal). Os modelos de um transmissor e de um receptor SC-FDMA foram descritos em SystemC para simulação, onde no modelo do receptor o método de equalização é reconfigurável a fim de comparar com diferentes técnicas. Os efeitos de degradação do canal de transmissão foram simulados em MATLAB[®] considerando o modelo Rayleigh com dispersão Doppler seguindo o clássico espectro de Jakes, onde foram adotados os perfis de atraso de potência indicados pela 3GPP para testes de desempenho do sistema LTE (EPA5, EVA5, EVA70, ETU70 e ETU300). Os resultados da simulação comprovam que a utilização da nova técnica, principalmente quando aliada a outras já aplicadas nesse tipo de sistema, e.g. interpolação linear, melhora consideravelmente o processo de desconvolução de canal. O equalizador concorrente proposto foi capaz de realizar a desconvolução de todos os canais testados.

Abstract

This Master Thesis presents a novel equalization technique for single-carrier frequency domain multiple access (SC-FDMA) systems based on Concurrent Algorithm (which is considered the state of art in terms of channel equalization). The SC-FDMA transmitter and receiver models have been described in SystemC for simulation, where the equalization method is reconfigurable in the receiver in order to compare multiple techniques. The channel degradation effects have been simulated using MATLAB[®], considering the Rayleigh model with Doppler dispersion following the classical Jakes' spectrum, where the power delay profiles indicated by 3GPP for the LTE performance tests have been adopted (EPA5, EVA5, EVA70, ETU70 and ETU300). The simulation results prove that the use of the novel technique, mainly when combined with other ones already applied in this kind of system, e.g. linear interpolation, improve substantially the channel deconvolution process. The concurrent equalizer which has been proposed was able to perform the deconvolution on all of tested channels.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Acrônimos

1	Introdução	p. 17
2	Fundamentação Teórica	p. 20
2.1	Efeitos do Canal de Transmissão	p. 20
2.2	Equalizadores Adaptativos	p. 22
2.2.1	LMS – <i>Least Mean Square</i>	p. 23
2.2.2	CMA – <i>Constant Modulus Algorithm</i>	p. 26
2.2.3	DD – Decisão Direta	p. 28
2.2.4	Combinações de Equalizadores	p. 30
2.2.4.1	LMS-DD	p. 30
2.2.4.2	CMA-DD	p. 31
2.2.4.3	Algoritmo Concorrente	p. 32
2.3	Sistemas Multiportadora	p. 34
2.3.1	OFDM – <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>	p. 36
2.3.2	SC-FDMA – <i>Single Carrier Frequency Division Multiple Access</i>	p. 42
2.3.3	Equalização no Domínio da Frequência (FDE – <i>Frequency Domain Equalization</i>)	p. 48

3	O Sistema LTE	p. 51
3.1	Estruturas de Tempo e Frequência do <i>Uplink</i> LTE	p. 52
3.2	Quadros, <i>Slots</i> e Blocos de Recursos	p. 52
3.2.1	Processamento Básico de Canal Físico no Uplink	p. 55
3.3	Estrutura do Sinal de Referência	p. 57
4	Modelos de Canal	p. 61
4.1	Modelos de Canal ITU	p. 62
4.2	Modelos de Canal ITU Estendidos	p. 64
4.2.1	EPA 5Hz	p. 64
4.2.2	EVA 5Hz e EVA 70Hz	p. 66
4.2.3	ETU 70Hz e ETU 300Hz	p. 68
5	Equalizador Concorrente Aplicado a SC-FDMA	p. 70
5.1	Alteração do Algoritmo LMS	p. 71
5.2	Alteração do Algoritmo DD	p. 74
5.3	Alteração do Algoritmo CMA	p. 75
5.4	Alteração do Algoritmo Concorrente	p. 76
5.4.1	Elo Não-Linear Trivial (ψ_0)	p. 78
5.4.2	Elo Não-Linear Identidade (ψ_1)	p. 78
5.4.3	Elo Não-Linear Quadrático (ψ_2)	p. 79
5.4.4	Elo Não-Linear Sigmoidal (ψ_3)	p. 79
5.4.5	Elo Não-Linear Degrau (ψ_4)	p. 80
5.4.6	Inicialização dos Vetores de Pesos	p. 80
5.4.7	Correção de Fase	p. 80
5.4.8	Procedimento do Algoritmo Concorrente para SC-FDMA	p. 83
6	Simulação e Resultados	p. 86

6.1	Avaliação do Elo Não Linear	p. 87
6.2	Comparação dos Algoritmos de Equalização	p. 90
6.2.1	Simulação Canal EPA5	p. 91
6.2.2	Simulação Canal EVA5	p. 91
6.2.3	Simulação Canal EVA70	p. 92
6.2.4	Simulação Canal ETU70	p. 93
6.2.5	Simulação Canal ETU300	p. 93
7	Conclusão e Perspectivas Futuras	p. 96
	Referências	p. 98

Lista de Figuras

1	Ambiente de simulação.	p. 19
2	Representação de um cenário com multipercursos	p. 20
3	Esquema básico de um equalizador adaptativo genérico	p. 23
4	Estrutura do Equalizador LMS	p. 24
5	Estrutura do equalizador CMA	p. 27
6	Estrutura do equalizador DD	p. 29
7	Estrutura do equalizador LMS-DD	p. 31
8	Estrutura do Equalizador Concorrente	p. 34
9	Esquema de um sistema multiportadora	p. 36
10	Densidade espectral de potência de um símbolo OFDM	p. 37
11	Diagrama de um sistema de comunicação OFDM	p. 38
12	Inserção do Intervalo de Guarda	p. 39
13	Modelo de canal paralelo para sistemas OFDM	p. 41
14	Parte real (I) e imaginária (Q) de um sinal OFDM.	p. 42
15	Diagrama de sistema monoportadora com acesso múltiplo por divisão de frequência.	p. 44
16	Exemplo de SC-FDMA com 3 fontes de dados.	p. 45
17	Esquemas de mapeamento SC-FDMA	p. 46
18	Espectro para cada um dos esquemas de mapeamento SC-FDMA.	p. 46
19	Estimação de canal por estimação.	p. 49
20	Estrutura de quadro do sistema LTE	p. 53
21	Grade de recursos do <i>uplink</i> do sistema LTE	p. 54

22	Diagrama do processamento de canal realizado no <i>uplink</i> do sistema LTE.	p. 56
23	Resposta em frequência do canal EPA.	p. 65
24	Resposta em frequência do canal EPA5Hz.	p. 65
25	Resposta em frequência do canal EVA	p. 66
26	Resposta em frequência do canal EVA 5Hz	p. 67
27	Resposta em frequência do canal EVA 70Hz	p. 67
28	Resposta em frequência do canal ETU	p. 68
29	Resposta em frequência do canal ETU 70Hz	p. 69
30	Resposta em frequência do canal ETU 300Hz	p. 69
31	Arquitetura de um equalizador genérico para um sistema SC-FDMA	p. 70
32	Algoritmo LMS proposto para SC-FDMA	p. 72
33	Símbolos IQ no domínio do tempo e da frequência	p. 74
34	Equalizador DD proposto para SC-FDMA	p. 74
35	Equalizador CMA proposto para SC-FDMA	p. 75
36	Diagrama modificado do Algoritmo Concorrente para operar em sistemas SC-FDMA	p. 77
37	Função de ativação quadrática	p. 79
38	Curvas sigmoidais para diferentes valores de $\tau(\lambda = 10)$	p. 81
39	Curvas sigmoidais para diferentes valores de $\lambda(\tau = 0,5)$	p. 81
40	Resultado da simulação para canal EPA5	p. 91
41	Resultado de simulação para canal EVA5	p. 92
42	Resultado da simulação para canal EVA70	p. 93
43	Resultado da simulação para canal ETU70	p. 94
44	Resultado da simulação para canal ETU300	p. 94

Lista de Tabelas

1	Valores de constante de dispersão para diversas constelações	p. 27
2	Valor de MSE máximo para operação do DD	p. 29
3	Comparação dos algoritmos de equalização	p. 30
4	Vantagem do CMA-DD quando comparado com outros equalizadores . . .	p. 32
5	Descrição das etapas do Algoritmo Concorrente.	p. 35
6	Valor de PAPR para sinais conhecidos.	p. 43
7	Parâmetros do modulador apresentado no exemplo.	p. 45
8	Símbolos utilizados para descrever o sistema LTE	p. 53
9	Comparação entre os dois modos de prefixo cíclico (normal e estendido) .	p. 54
10	Características da Grade de Recurso	p. 55
11	Definição de $\varphi(n)$ para alocação de 1 RB	p. 58
12	Definição de $\phi(n)$ para alocação de 2 RBs	p. 59
13	Exemplo de perfil de atraso de potência	p. 62
14	Perfil de atraso de potência para canal PA3	p. 63
15	Perfil de atraso de potência para canal PB3	p. 63
16	Perfil de atraso de potência para canais VA30 e VA120	p. 63
17	PDP do modelo de canal EPA	p. 64
18	PDP para modelo de canal EVA estático	p. 66
19	PDP para modelo de canal ETU estático	p. 68
20	Vetores de erro de equalização para cada algoritmo	p. 76
21	Passos do Algoritmo Concorrente	p. 83
22	Parâmetros do sistema SC-FDMA simulado	p. 87

23	Resultado da simulação para comparação das funções de ativação (EPA5)	p. 88
24	Resultado da simulação para comparação das funções de ativação (EVA70)	p. 88
25	Resultado da simulação para comparação das funções de ativação (ETU300)	p. 88
26	Valores de t_{calc} para o teste estatístico das funções de ativação	p. 89

Lista de Acrônimos

3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
CAG	<i>Controle Automático de Ganho</i>
CAZAC	<i>Constant Amplitude Zero Auto-Correlation</i>
CGPID	<i>Comitê Gestor do Programa de Inclusão Digital</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
EPA	<i>Extended Pestrian A</i>
ERB	<i>Estação Rádio Base</i>
ETU	<i>Extended Typical Urban</i>
EVA	<i>Extended Vehicular A</i>
FDE	<i>Frequency Domain Equalization</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
ICI	<i>Inter-Carrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IMT-2000	<i>International Mobile Telecommunications-2000</i>
ISDB-T	<i>Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial</i>
ISI	<i>Inter-Symbol Interference</i>
LMS	<i>Least Mean Square</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MSE	<i>Mean Square Error</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PA3	<i>Pedestrian A Speed 3km/h</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PAR	<i>Peak-to-Average Ratio</i>
PB3	<i>Pedestrian B Speed 3km/h</i>

PDP	<i>Power Delay Profile</i>
PNBL	Programa Nacional de Banda Larga
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RB	<i>Resource Block</i>
RBF	<i>Radial Basis Function</i>
RF	Radiofrequência
SC-FDMA	<i>Single-Carrier Frequency Division Multiple Access</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications Systems</i>
UTRAN	<i>Ultra Terrestrial Radio Access Network</i>
VA120	<i>Vehicular A Speed 120km/h</i>
VA30	<i>Vehicular A Speed 30km/h</i>
WCDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>

1 *Introdução*

Com o decreto nº 7.175 de 12 de maio de 2010, o Presidente da República Federativa do Brasil instituiu o Programa Nacional de Banda Larga (PNBL) com o objetivo de fomentar o uso e o fornecimento de bens e serviços de tecnologias de informação e comunicação. A motivação do Governo Federal para a promoção de tal programa tem caráter socioeconômico, uma vez que a iniciativa visa:

- Permitir o acesso do cidadão à formação e à capacitação profissional, promovendo a geração de emprego e renda;
- reduzir a desigualdade social e regional, massificando o acesso à Internet e permitindo a difusão da informação mesmo em um país com uma vasta extensão territorial como é o caso do Brasil;
- ampliar a plataforma Governo Eletrônico, facilitando ao cidadão o uso de serviços do Estado;
- aumentar a autonomia tecnológica e a competitividade brasileiras, consolidando a posição econômica do país perante as outras nações do globo.

O decreto supramencionado atribui ao Comitê Gestor do Programa de Inclusão Digital (CGPID) – grupo criado em 25 de agosto de 2009 – a responsabilidade de definir as ações, metas e prioridades do PNBL. Em 30 de novembro de 2010, o CGPID divulgou o Documento Base do PNBL (1) no qual são definidos os três pilares do Programa, sendo eles:

1. Redução do preço.
2. Aumento de cobertura.
3. Aumento de velocidade.

Tal proposição do CGPID, torna necessária a pesquisa em sistemas de comunicação de dados. Sendo assim, a tecnologia de comunicação móvel denominada *Long Term Evolution* (LTE) é uma das alternativas possíveis para atender aos requisitos base levantados pelo CGPID.

Por tratar-se de um sistema de comunicação celular, o LTE permite resolver o problema de cobertura apontado pelo CGPID, uma vez que 95,7% dos municípios brasileiros¹ são cobertos pelo serviço de telefonia móvel (1). Além disso, altas taxas de transmissão e redução do preço por bit são questões consideradas desde a concepção do sistema LTE, como será abordado no Capítulo 3 desta dissertação.

Neste contexto, a pesquisa e o desenvolvimento de métodos de estimação e equalização de canal tornam-se cada vez mais imprescindíveis para sistemas de comunicação de alta velocidade, sobretudo para os cenários urbanos brasileiros (o que pode ser evidenciado pelas dificuldades enfrentadas na implantação do Sistema Brasileiro de TV Digital na região metropolitana de São Paulo (2) (3)).

Sendo assim, o presente trabalho, que foi realizado no Centro de Pesquisa em Tecnologias *Wireless* da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul (PUCRS), tem como objetivo ampliar o contexto funcional do Algoritmo Concorrente para operar no esquema de modulação utilizado no LTE: sistema mono-portadora com acesso múltiplo por divisão de frequência – do inglês, *Single-Carrier Frequency Division Multiple Access* (SC-FDMA).

O Algoritmo Concorrente trata-se de um método autodidata de desconvolução de canal, cuja patente a PUCRS é detentora, proposto por De Castro (4) para sistemas de transmissão monoportadora com equalização no domínio do tempo. Esse método baseia-se na operação simultânea dos equalizadores autodidatas de Decisão Direta (DD) e *Constant Modulus Algorithm* (CMA). Esses equalizadores, antes da proposta do Algoritmo Concorrente, eram utilizados de maneira sequencial: a equalização era realizada inicialmente pelo método CMA, e após sua convergência o sistema comutava para o algoritmo DD a fim de reduzir o erro residual.

Em abril de 2007, D’Agostini (5) propôs uma alteração no método para ser utilizado em sistemas multiportadora com esquema de modulação *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM), utilizado no padrão japonês de TV Digital – *Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial* (ISDB-T). Em sistemas OFDM, a equalização de canal e a detecção dos símbolos ocorre no domínio da frequência. Assim, no trabalho de D’Agostini,

¹Dado de junho de 2010

a estrutura do Algoritmo Concorrente é aplicada em cada uma das subportadoras do sistema ISDB-T. E os resultados obtidos pelo autor comprovam que o método apresenta alto desempenho, quando comparado com outras técnicas, mesmo quando a equalização não é realizada no domínio do tempo.

Um sistema SC-FDMA também permite que a equalização de canal seja realizada no domínio da frequência, reduzindo assim a complexidade do equalizador. No entanto, a detecção dos símbolos e, conseqüentemente, a medição do erro (que guiará o processo adaptativo do equalizador) ocorrem no domínio do tempo. Logo, o principal desafio deste trabalho está em, a partir de uma função de erro calculada no domínio do tempo, buscar um mecanismo de atualização dos vetores de peso para um equalizador que atua no domínio da frequência.

A fim de implementar e validar um equalizador adaptativo, capaz de desconvoluir canais em tal contexto, o ambiente de simulação ilustrado na Figura 1 foi desenvolvido ao longo deste trabalho. No Capítulo 6 serão detalhadas as etapas envolvidas no processo de simulação do sistema, bem como os resultados obtidos.

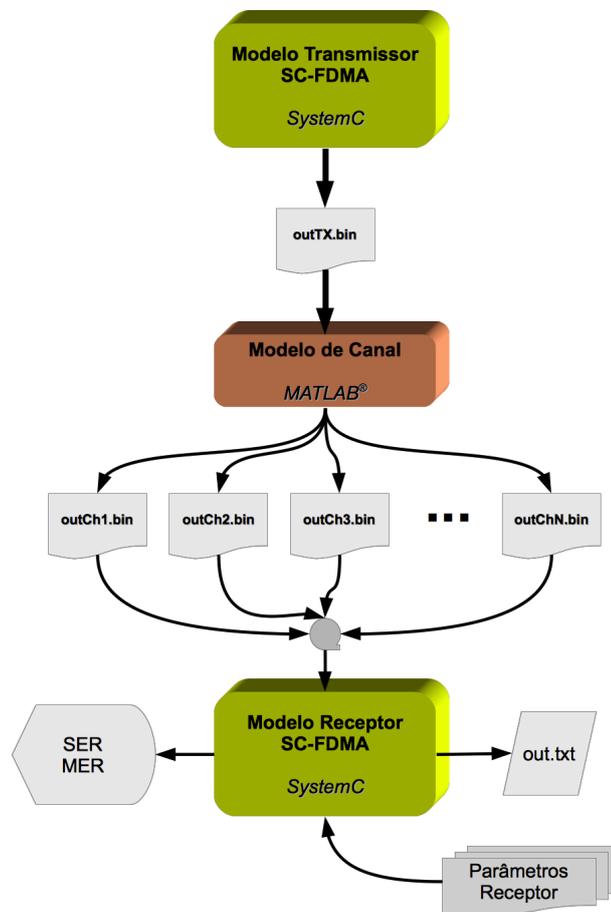


Figura 1: Ambiente de simulação.

2 Fundamentação Teórica

Neste capítulo serão abordados conceitos teóricos que embasarão a proposta de modificação do método do Algoritmo Concorrente para este novo contexto.

2.1 Efeitos do Canal de Transmissão

Durante a propagação de uma onda eletromagnética em um canal, uma série de efeitos de degradação afetam a informação transmitida. Como principais efeitos de degradação do sinal podemos citar:

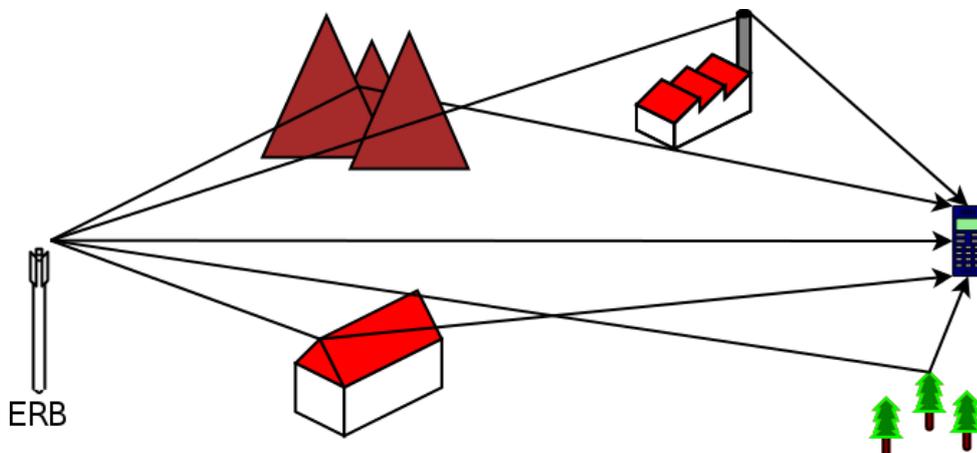


Figura 2: Representação de um cenário com multipercursos

- Multipercurso: ocorre quando o sinal transmitido chega ao receptor percorrendo diversos caminhos. Como a distância percorrida pela frente de onda em cada trajeto é diferente, e a velocidade de propagação é idêntica para cada percurso (considerando o mesmo meio para todos os caminhos), várias réplicas do sinal transmitido atingem o receptor em instantes ligeiramente diferentes. (6) Essa sobreposição causa a chamada interferência intersimbólica – do inglês, *inter-symbol interference* (ISI). Um cenário com multipercurso é ilustrado na Figura 2.

- Efeito Doppler: o fenômeno ocorre devido ao movimento do receptor em relação ao transmissor. Na ausência de multipercurso, o efeito Doppler causa apenas um deslocamento de frequência do sinal transmitido – essa variação normalmente é resolvida na etapa de sincronismo de frequência do receptor. No entanto, em um canal dispersivo, o efeito Doppler provoca uma variação periódica de amplitude do sinal, devido à alternância de interferências ora construtivas, ora destrutivas das diversas frentes de onda em função do deslocamento do receptor. Mesmo uma pequena variação da posição do receptor em relação ao transmissor, da ordem de um comprimento de onda, pode resultar em uma sobreposição de sinais completamente diferentes (7). Assim, devido ao Doppler a resposta impulsiva do canal, e conseqüentemente sua função de transferência, varia em função do tempo. A esse efeito causado pelo Doppler dá-se o nome de desvanecimento rápido.
- Sombreamento: representa uma atenuação do sinal devido a sua obstrução por objetos presentes no cenário de transmissão (e.g. elementos do relevo, construções, árvores). O grau de atenuação do sinal depende do material e das dimensões do elemento que está obstruindo o caminho da frente de onda. A variação do nível de sinal causado pelo sombreamento é chamado de desvanecimento lento (8), e pode ser modelado estatisticamente por uma distribuição log-normal (9).
- Perdas do caminho: refere-se a redução do nível médio de sinal em função da distância entre receptor e transmissor. No espaço livre, a intensidade do sinal recebido é inversamente proporcional ao quadrado da distância entre os terminais. Porém, no caso de um canal móvel de rádio, é muito frequente não haver visada direta entre os terminais, assim nesta situação a intensidade do sinal é inversamente proporcional a uma potência de ordem maior que dois (tipicamente de ordem três a cinco (10)).

As atenuações causadas pelo sombreamento e pelas perdas do caminho podem ser contornadas através de técnicas de controle de potência (11) – e.g. Controle Automático de Ganho (CAG). Sendo assim, um sistema de equalização deve ser capaz de compensar os efeitos do multipercurso e do Doppler no sinal transmitido. Portanto, para fins de estudo, projeto e análise de equalizadores o modelo de canal utilizado pode contemplar apenas esses efeitos, desconsiderando as perdas do caminho e o desvanecimento lento.

Uma vez que um canal móvel de rádio trata-se de um sistema linear variante no tempo, podemos caracterizá-lo pela resposta ao impulso $h(n,t)$ ou pela função de transferência $H(z,t)$ – tais representações do canal estão relacionadas pela equação 2.1.

$$H(z,t) = \mathcal{Z}\{h(n,t)\} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h(n,t)z^{-n} \quad (2.1)$$

O equalizador deve realizar a compensação da função de transferência do canal, ou seja, sua função de transferência $B(z,t)$ deve ser definida a fim de executar a inversa da função $H(z,t)$ conforme descrito na equação 2.2. No domínio do tempo, a operação realizada pelo equalizador é chamada desconvolução de canal.

$$B(z,t) = \frac{1}{H(z,t)} \quad (2.2)$$

Tendo em vista que um canal de transmissão representa um processo aleatório estacionário no sentido amplo (8), i.e. possui um desvanecimento que obedece uma distribuição estatística que permanece constante por curtos períodos de tempo, podemos obter computacionalmente um sistema capaz de realizar a desconvolução do canal. No entanto, tal sistema deve ser projetado de maneira a acompanhar as variações estatísticas desse processo.

2.2 Equalizadores Adaptativos

Um sistema adaptativo é todo aquele capaz de alterar suas características a fim de otimizar seu funcionamento com base em um dado critério. Apesar de tal mecanismo ser utilizado há pouco mais de meio século em sistemas eletrônicos (Widrow e Hopf foram os pioneiros na área de algoritmos adaptativos no ano de 1960 (12)), essa é uma estratégia bastante encontrada em elementos da natureza. Por isso, não é por acaso que diversos processos adaptativos digitais mimetizam o funcionamento do cérebro humano e replicam o processo cognitivo natural (13) (14) (15).

Na Figura 3 é apresentada a estrutura de um equalizador adaptativo genérico. Devido a dispersão do canal de transmissão, a sequência de símbolos $s(n)$ sofre a ação da ISI e a sequência $r(n)$ é recebida, conforme a equação 2.3.

$$r(n) = h(n) * s(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(k)s(n-k) \quad (2.3)$$

Após realizar a equalização do sinal recebido para a amostra atual, geralmente essa etapa é realizado por um filtro de resposta finita ao impulso (*Finite Impulse Response* –

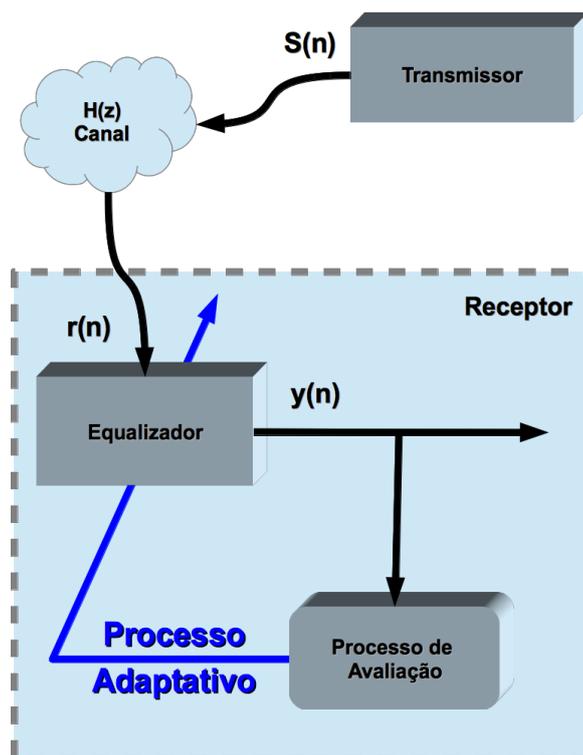


Figura 3: Esquema básico de um equalizador adaptativo genérico

FIR) transversal, a saída do equalizador é avaliada e sua estrutura é atualizada a fim de melhorar o processo de desconvolução para os próximos símbolos.

Os equalizadores adaptativos utilizados na prática são uma especialização desse modelo genérico, assim, as variações de cada método dizem respeito, basicamente, ao dispositivo de avaliação e ao processo adaptativo utilizado para alterar a estrutura do equalizador. A seguir, serão apresentados os principais algoritmos adaptativos para compensação de canal.

2.2.1 LMS – *Least Mean Square*

Um dos primeiros métodos propostos para estimação e compensação de canal foi o algoritmo *Least Mean Square* (LMS). Esse equalizador adaptativo é dito supervisionado, pois realiza a atualização dos seus vetores de pesos a partir de um conjunto conhecido de símbolos. Na Figura 4 pode ser visualizada a estrutura do equalizador LMS, que será detalhada nesta subseção.

Inicialmente, o vetor de pesos do equalizador ($b = \langle b_0, b_1, \dots, b_{N-1} \rangle$, onde N é o seu número de elementos) é inicializado. A inicialização adequada do vetor de pesos é importante para que o algoritmo de adaptação convirja de modo a alcançar o mínimo global da

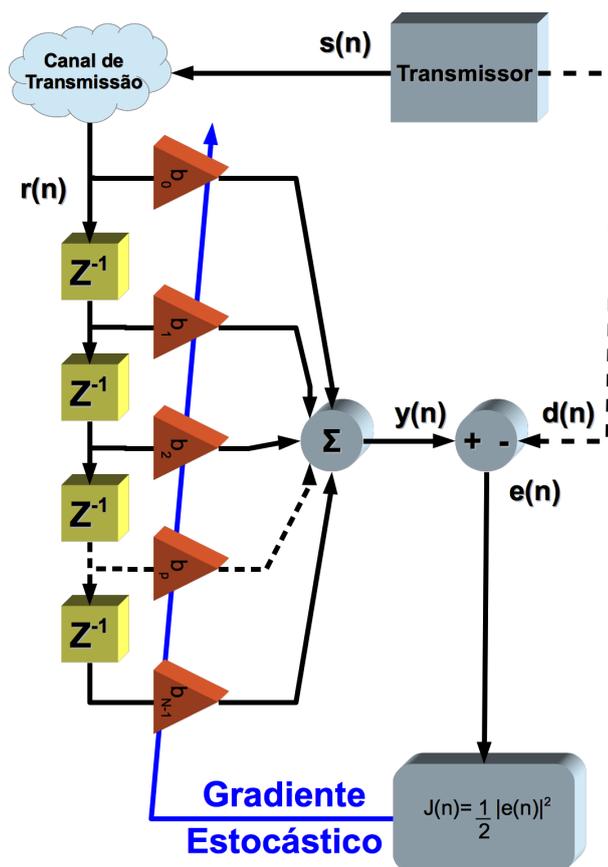


Figura 4: Estrutura do Equalizador LMS

função de custo (definida pela equação 2.4). Um dos vetores utilizados na inicialização de b é o vetor $\delta_k = \langle b_k = 1, b_i = 0 \mid i \in [0, N - 1] \wedge i \neq k \rangle$, ou seja, a priori assume-se um canal não dispersivo.

$$J(n) = \frac{1}{2} |e(n)|^2 = \frac{1}{2} |y(n) - d(n)|^2 \quad (2.4)$$

Ao receber cada amostra a saída do equalizador $y(n)$ é calculada - seu valor é obtido através da operação descrita na equação 2.5. Uma vez computado o valor de $y(n)$, é calculado o sinal de erro, a partir da diferença entre $y(n)$ e $d(n)$ - valor do símbolo de referência. Embora na Figura 4 esteja representado que o valor do $d(n)$ tem origem no transmissor, cabe salientar que esse enlace entre os terminais não existe fisicamente. Essa ligação representa que a sequência $s(n)$, enviada pelo canal de transmissão, está armazenada no receptor, e portanto é utilizada para o cálculo do sinal de erro $e(n)$.

$$y(n) = \sum_{p=0}^{N-1} b_p r(n-p) \quad (2.5)$$

O algoritmo LMS utiliza o método conhecido como Gradiente Estocástico para atualizar os vetores de peso do equalizador (12). Esse algoritmo modifica os pesos do equalizador a fim de minimizar a função de custo $J(n)$.

A regra de atualização dos vetores de peso, conhecida como Regra Delta, definida na equação 2.6 minimiza a função de custo $J(n)$ (12). Onde, η_{LMS} representa o passo de adaptação do algoritmo (normalmente na ordem de 10^{-3}) e $\{\cdot\}^*$ denota a operação conjugado de um número complexo.

$$\underline{b}(n+1) = \underline{b}(n) + \eta_{LMS}e(n)\underline{r}^*(n) \quad (2.6)$$

Assim, o equalizador LMS está completamente definido. No entanto, se apenas os símbolos de referência fossem transmitidos não haveria motivo de existir qualquer comunicação entre os dois terminais – uma vez que os símbolos de referência não carregam informação útil. Portanto, para que o algoritmo LMS possa ser utilizado na prática, é necessário que ele opere em duas etapas.

Na primeira etapa, a sequência $s(n)$ é enviada e o equalizador opera da maneira como foi descrito anteriormente. Essa fase é chamada etapa de treino de equalizador, e é por esse motivo que a sequência $s(n)$ é conhecida como sequência de treino. Na etapa seguinte, o processo de atualização do vetor de pesos é desativado e o transmissor envia dados úteis – que são desconvoluídos do canal por meio do vetor obtido na última atualização.

Mas, como foi abordado na subseção 2.1, o canal de transmissão é um sistema linear variante no tempo. Assim, para que o equalizador acompanhe as variações do canal de transmissão, esporadicamente a etapa de treino deve ser executada – dependendo das especificações do sistema, esse evento pode ser disparado periodicamente ou invocado pelo receptor quando o sinal de erro atingir determinado valor.

Portanto, apesar do equalizador LMS convergir para a função de transferência inversa do canal, parte da banda disponível é ocupada com o envio dos símbolos da sequência de treino. Outra desvantagem desse algoritmo é que para canais com dinâmica muito rápida os intervalos entre as fases de treino podem ser inadequados para que o equalizador acompanhe as mudanças do canal de transmissão.

2.2.2 CMA – Constant Modulus Algorithm

Para resolver os problemas identificados com o algoritmo LMS, na década de 1980 foi proposto o equalizador CMA (16) (17). Diferente do LMS, o CMA é um algoritmo não-supervisionado, portanto não necessita de uma sequência de treino para seu funcionamento.

Este equalizador também utiliza o método de Gradiente Estocástico para realizar a atualização de seu vetor de pesos. Inicialmente, foi projetado visando a utilização em sistemas cujos símbolos apresentam módulo constante. Então, sua função de custo $J_{CMA}(n)$ tem por finalidade ajustar uma potência inteira do módulo da saída do equalizador a um constante real e positiva R_p , projetando assim todos os pontos da constelação sobre um círculo no plano complexo. A função de custo $J_{CMA}(n)$ é definida na equação 2.7 (17).

$$J_{CMA} = \frac{1}{4} E\{|y|^p - R_p\}^2 \quad (2.7)$$

Apesar de p poder assumir qualquer valor, a maior parte dos equalizadores atuais utilizam $p = 2$. Nesse caso, podemos expressar a função de custo pela equação 2.8, que passa a ser denominada Função de Custo de Godard.

$$J_G = \frac{1}{4} E\{|y|^2 - \gamma\}^2 \quad (2.8)$$

Conforme demonstra Godard em (17), para que J_G seja minimizada pelo Gradiente Estocástico, γ deve ser definido pela equação 2.9, onde $A = \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$ é o conjunto de símbolos da constelação. O valor de γ é denominado constante de dispersão do algoritmo CMA.

$$\gamma = \frac{E\{|A|\}^4}{E\{|A|\}^2} = \frac{\sum_{k=0}^{M-1} |s_k|^4}{\sum_{k=0}^{M-1} |s_k|^2} \quad (2.9)$$

A Tabela 1 apresenta o valor de constante de dispersão para diversos tipos de modulação.

A Figura 5 ilustra a estrutura do equalizador CMA, e podemos analisar a semelhança de sua arquitetura com o equalizador LMS. Ao se deduzir a fórmula de atualização dos vetor de pesos para a minimização da função de custo J_G através do Gradiente Estocástico, será obtida aquela apresentada na equação 2.10 – a dedução pode ser encontrada em (18).

Tabela 1: Valores de constante de dispersão para diversas constelações

Modulação	Constante de dispersão (γ)
BPSK	1,00
QPSK	2,00
8-QAM	8,67
16-QAM	13,20
32-QAM	26,20
64-QAM	58,00

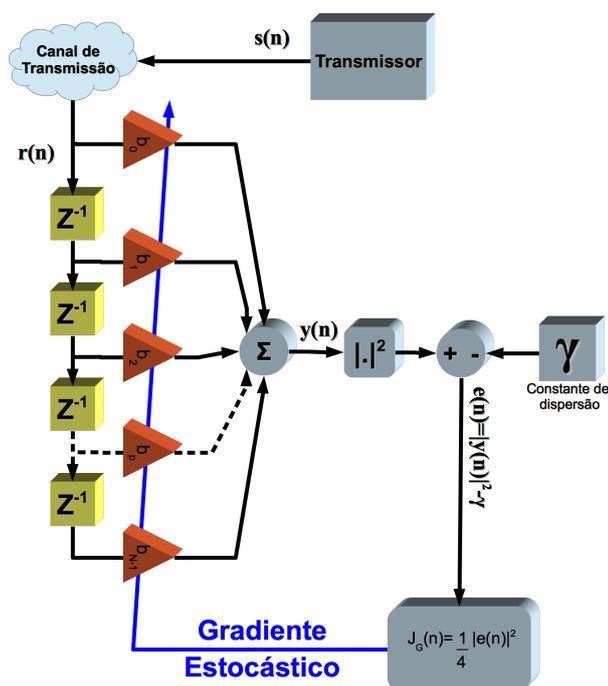


Figura 5: Estrutura do equalizador CMA

$$\underline{b}(n+1) = \underline{b}(n) + \eta_{LMS} \cdot y(n)(\gamma - |y(n)|^2) \underline{r}^*(n) \quad (2.10)$$

De fato, o termo $e_{CMA}(n) = y(n)(\gamma - |y(n)|^2)$ é denominado Função de Erro do algoritmo CMA (19). E, se o termo $e_{CMA}(n)$ for substituído na equação 2.10, obteremos a fórmula de atualização idêntica ao algoritmo LMS. Esta semelhança do algoritmo CMA com o LMS será explorada na sessão 5.3.

$$\underline{b}(n+1) = \underline{b}(n) + \eta_{LMS} \cdot e_{CMA} \cdot \underline{r}^*(n) \quad (2.11)$$

Portanto, uma vez definido o algoritmo CMA torna-se possível desconvoluir o canal de comunicação sem o inconveniente de consumir banda útil para o envio de símbolos de

referência. Todavia, esse algoritmo possui como principal problema o fato de apresentar um erro residual de regime após sua convergência, sobretudo em constelações que não apresentam módulo constante. A existência desse erro residual deve-se ao fato de que o processo de desconvolução de canal acontece não necessariamente quando a função J_G atinge seu mínimo global (18), aliás, é devido a isso que o algoritmo consegue operar mesmo em constelações com multinível (e.g. 16-QAM, 32-QAM).

Durante o desenvolvimento do Algoritmo Concorrente (18), De Castro experimentou, a fim de reduzir o erro residual, substituir a estrutura FIR transversal por redes neurais artificiais do tipo *Radial Basis Function* (RBF), que são aplicadas na busca de funções de aproximação para sistemas não-lineares. O autor do trabalho observou em seu experimento que o uso dessas poderosas estruturas (20) (21) (22) (23) projetavam a saída do equalizador em um único ponto do plano complexo ($\sqrt{\gamma}e^{j\theta}$, onde θ dependia da inicialização da rede). Comprovando assim que o erro de regime do CMA é inerente ao processo de equalização realizado por esse algoritmo.

2.2.3 DD – Decisão Direta

O equalizador DD trata-se de uma estrutura adaptativa não-supervisionada que necessita ser inicializada em uma condição de “olho parcialmente aberto” para seu funcionamento (24). Esse algoritmo submete a saída do equalizador a um quantizador, a fim de estimar o símbolo da constelação que foi originalmente enviado, então utiliza esta estimação para calcular o sinal de erro, e assim atualizar o vetor de pesos, conforme ilustrado na Figura 6.

A etapa de atualização do vetor de pesos é realizada conforme descrito na equação 2.12 (25). Onde η_{DD} é o passo de adaptação do algoritmo e $e_{DD}(n) = y(n) - Q\{y(n)\}$ a Função de Erro do DD.

$$\underline{b}(n+1) = \underline{b}(n) + \eta_{DD} \cdot e_{DD}(n) \cdot \underline{r}^*(n) \quad (2.12)$$

O algoritmo de Decisão Direta apresenta erro residual de regime menor do que o algoritmo CMA, e não desperdiça banda útil para o envio de sinais de referência, tal como ocorre no LMS. Porém, o inconveniente deste método é a necessidade de iniciar sua operação apenas quando o erro médio quadrático (*Mean Square Error*, MSE) atingir determinado limiar – esse valor depende da constelação utilizada e é inversamente proporcional a sua densidade. A Tabela 2 apresenta os valores máximos de MSE para que o

algoritmo DD opere normalmente em função da modulação utilizada (4).

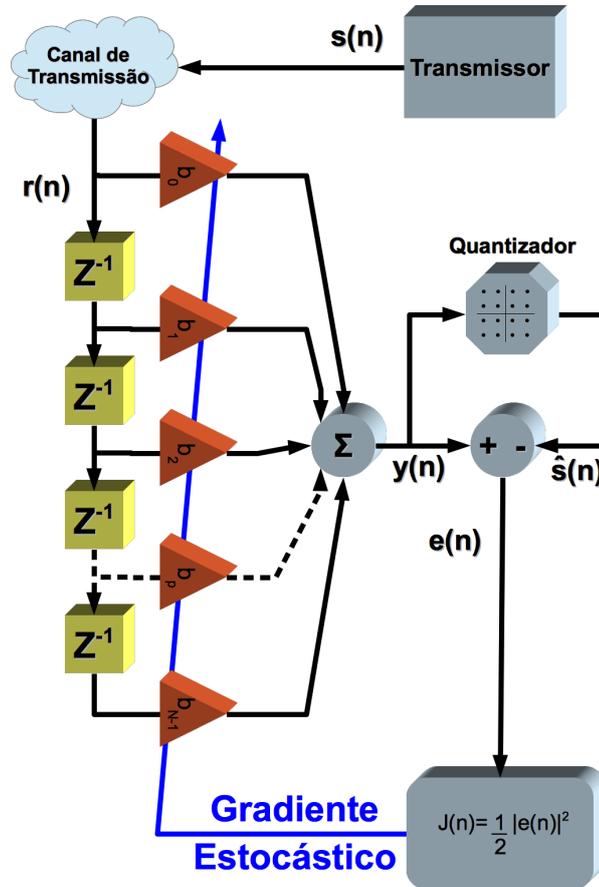


Figura 6: Estrutura do equalizador DD

Tabela 2: Valor de MSE máximo para operação do DD

Modulação	MSE Máximo
16-QAM	0,076
64-QAM	0,0182
256-QAM	0,0045
1024-QAM	0,0011

Mesmo quando inicializado em uma situação de “olho parcialmente aberto”, se a dinâmica do canal for suficientemente rápida que eleve o valor de MSE até o limiar máximo suportado pelo algoritmo, o método de atualização passará a não funcionar adequadamente.

A Tabela 3 apresenta um comparativo entre os equalizadores apresentados até o momento.

Tabela 3: Comparação dos algoritmos de equalização

Algoritmo	Método de Aprendizagem	Erro Residual	Desvantagem
LMS	Supervisionado	Baixo	Consome banda para envio de símbolos de referência. Não acompanha as variações do canal fora da fase de treino
CMA	Não supervisionado	Moderado	Apresenta um erro residual após a convergência
DD	Não supervisionado	Baixo	Necessita operar em uma situação em que o MSE está abaixo de um determinado limiar.

2.2.4 Combinações de Equalizadores

Tendo em vista as vantagens e problemas de cada um dos equalizadores anteriormente discutidos, uma estratégia é combinar a utilização desses equalizadores, a fim de aproveitar os benefícios de cada um e mitigar suas desvantagens. Nesta subseção, serão abordadas as principais combinações de equalizadores adaptativos.

2.2.4.1 LMS-DD

Devido a necessidade do algoritmo DD operar com MSE abaixo de um determinado limiar, torna-se necessário o uso de outro método de equalização para que essa situação seja atingida. Uma combinação utilizada quando o sistema em questão prevê em sua especificação o envio de símbolos de referência é o equalizador LMS-DD.

Quando comparado com a utilização do método LMS inicialmente proposto, o LMS-DD permite que o equalizador acompanhe pequenas variações do canal, fora da fase de aprendizagem, além de tornar menos frequente as etapas de treino.

O funcionamento da combinação dos dois algoritmos está representado na Figura 7. O processo de equalização é iniciado na fase de treino do algoritmo LMS, e uma vez que o erro médio quadrático na saída do equalizador seja reduzido ao limiar necessário para o funcionamento do algoritmo DD, a chave do sinal de referência é comutada e o equa-

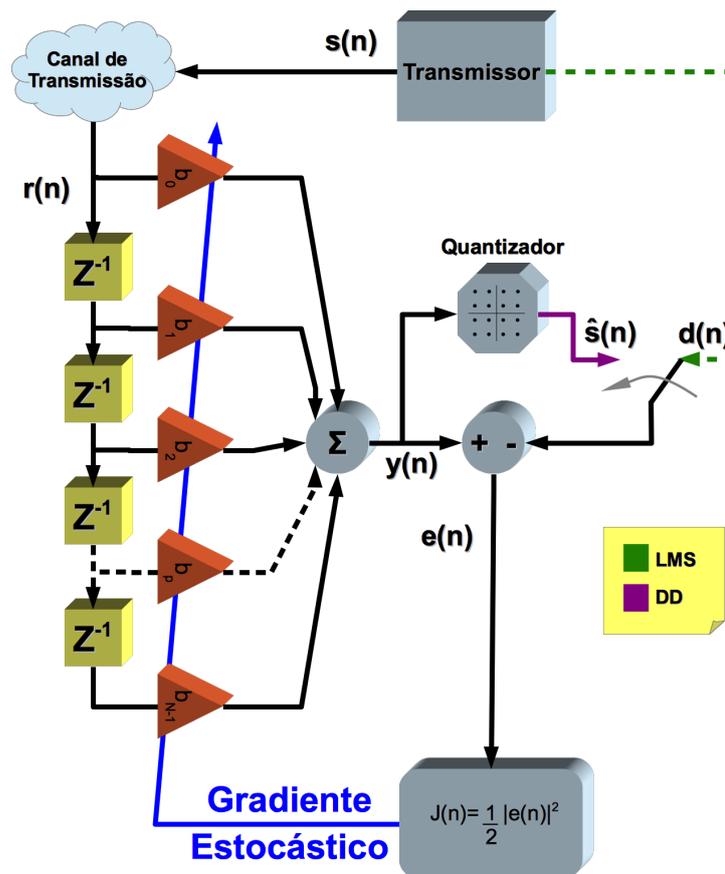


Figura 7: Estrutura do equalizador LMS-DD

lizador começa a operar em modo não-supervisionado. Nessa etapa da transmissão, não é necessário o envio de símbolos de referência, e o equalizador acompanhará as pequenas variações do canal de transmissão.

Caso o equalizador DD não acompanhe a alteração da função de transferência do canal, o erro médio quadrático da saída do equalizador sofrerá um aumento. Nesta situação o modo de operação pode ser, novamente, comutado para utilizar os sinais de referência do algoritmo LMS e uma nova etapa de treino é iniciada.

2.2.4.2 CMA-DD

Outra estratégia usual é a combinação dos algoritmos CMA e DD. A exemplo do que ocorre com o equalizador LMS-DD, o CMA-DD inicia a atualização do vetor de pesos por meio do algoritmo CMA, e então, assim que o limiar do MSE na saída do equalizador é atingido, o equalizador comuta para o outro modo de funcionamento utilizando o DD. Caso uma mudança abrupta no canal de transmissão aumente o MSE da saída do equalizador, o modo CMA é novamente ativado até que o valor do MSE seja reduzido para o limiar

Tabela 4: Vantagem do CMA-DD quando comparado com outros equalizadores

Equalizador Comparado	Vantagem do CMA-DD
LMS	Não necessita de símbolos de referência.
CMA	Apresenta menor erro residual após a convergência.
DD	Pode operar para qualquer valor de MSE na saída do equalizador.
LMS-DD	Pode operar para qualquer valor de MSE na saída do equalizador.

necessário para o funcionamento do DD.

Uma vantagem desta combinação em comparação ao LMS-DD é que os dois modos de operação são não-supervisionados, sendo assim não há necessidade de ocupar a banda de transmissão com o envio de símbolos de referência.

A Tabela 4 Apresenta um quadro comparativo das principais vantagens do método CMA-DD com relação aos demais equalizadores apresentados até então.

2.2.4.3 Algoritmo Concorrente

Apesar das vantagens do equalizador CMA-DD em relação aos demais algoritmos de equalização, o método necessita de muitas iterações até alcançar a convergência. Isso é devido a sua estrutura sequencial, ou seja, apenas o CMA opera até que a MSE seja reduzida um valor aceitável e então, uma vez que essa condição seja atingida, a minimização da função de custo é realizada apenas pelo método DD. Portanto, considerando uma única iteração de atualização do vetor de pesos do equalizador, seus dois algoritmos não operam de maneira colaborativa, ou seja, em um dado momento da operação do sistema apenas um dos algoritmos está ativo.

Ao longo dos anos, muito autores propuseram mecanismos para a redução do tempo de convergência do método CMA-DD (26) (27) (28) (29). Muitas dessas tentativas baseiam-se em mecanismos para permitir que o DD atualize o vetor de pesos do equalizador antes da convergência total do CMA. Porém, em nenhuma dessas propostas, os dois algoritmos

são aplicados de maneira simultânea. Em março de 2001, o Algoritmo Concorrente foi proposto (18), e é hoje considerado o estado da arte em desconvolução autodidata de canal devido ao seu alto grau de desempenho.

O Algoritmo Concorrente que será utilizado neste trabalho pertence a classe de equalizadores fracionários. Um equalizador fracionário atua em uma sequência amostrada a uma frequência maior do que a frequência de símbolo. Equalizadores desse tipo foram propostos a fim de resolver o problema de sincronização (30) (31), porém posteriormente Gardner (32) provou que a amostragem fracionária converte o processo estocástico que modela o canal de transmissão de estacionário no sentido amplo para ciclo-estacionário. Assim, é possível que um equalizador fracionário desconvolua perfeitamente o canal (situação conhecida como condição de Zero Forcing (12)) com base em um número finito de amostras passadas. Embora a amostragem fracionária possa ser realizada com qualquer frequência múltipla inteira da taxa de símbolo, para fins de estimação e compensação de canal a amostragem a uma frequência igual ao dobro da taxa de símbolo é suficiente para transformar o canal em um processo estocástico ciclo-estacionário (32).

A Figura 8 apresenta a estrutura do Algoritmo Concorrente, onde há dois vetores de pesos distintos – um que é atualizado pelo método CMA e outro que é atualizado pelo método DD. Para utilizar os dois algoritmos simultaneamente, deve-se levar em conta que, da maneira que as funções de custo são definidas, a minimização de $J_{DD}(n)$ implica na minimização de $J_G(n)$, porém a recíproca não é verdadeira (18). Tal asserção pode ser expressa matematicamente pela Equação 2.13.

$$\Delta J_{DD} < 0 \Rightarrow \Delta J_G < 0 \quad (2.13)$$

Portanto, uma vez que os dois processos adaptativos compartilham a mesma saída y , para evitar que o processo de minimização de J_{DD} instabilize a malha de controle de minimização de J_G , um elo não-linear entre os dois processos é criado. Embora, possivelmente existam inúmeros elos não-lineares que evitem a instabilidade de J_G , em (18) é definido o seguinte elo:

$$D_Q(n) = \frac{\Delta Q\{y(n)\}}{\Delta y(n)} = \begin{cases} 0 & \text{se } Q\{y(n)\} = Q\{\tilde{y}(n)\} \\ 1 & \text{se } Q\{y(n)\} \neq Q\{\tilde{y}(n)\} \end{cases} \quad (2.14)$$

Onde, $Q\{\cdot\}$ define a operação de quantização (símbolo mais próximo do alfabeto de modulação), $y(n)$ é a saída do equalizador, e $\tilde{y}(n)$ é a saída do equalizador após a

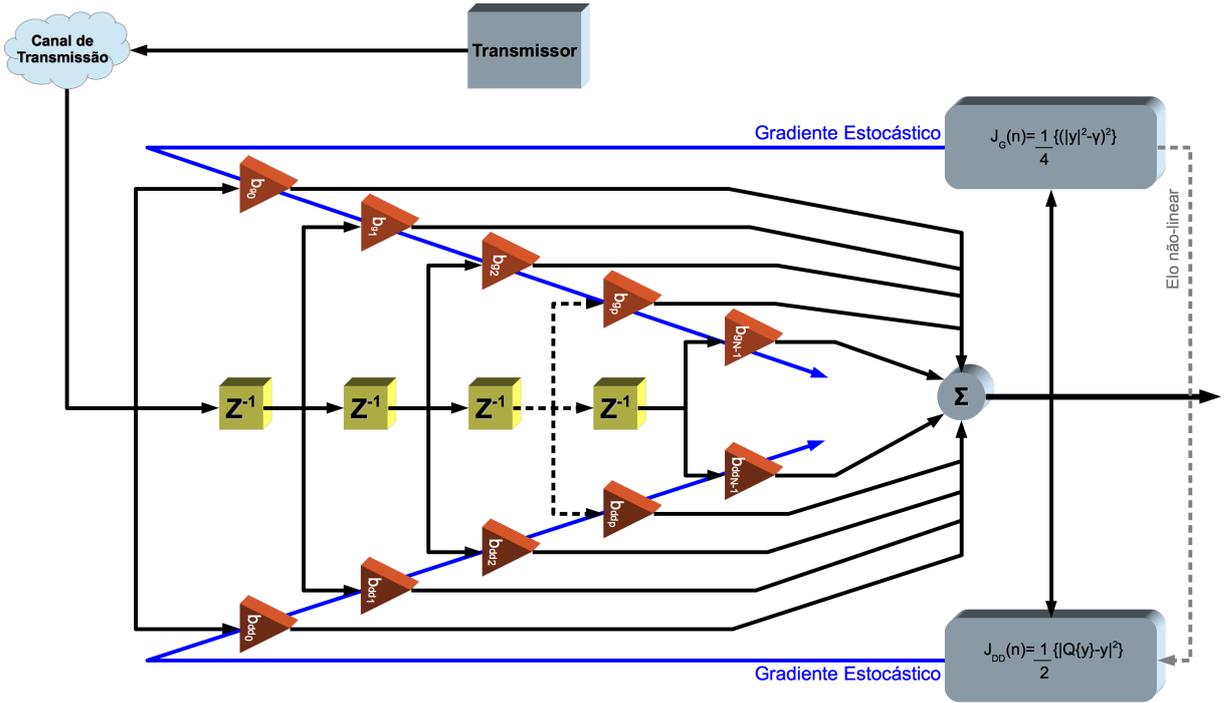


Figura 8: Estrutura do Equalizador Concorrente

atualização do vetor de peso pelo CMA (minimização de J_G). Uma vez calculado o valor de $D_Q(n)$, o vetor de pesos é atualizado pelo algoritmo DD através da regra de atualização descrita na equação 2.15.

$$\underline{b}_{DD}(n + 1) = \underline{b}_{DD}(n) + \eta_{DD}[1 - D_Q(n)]e_{DD}(n)\underline{r}^*(n) \quad (2.15)$$

A Tabela 5 descreve as etapas envolvidas no processo de equalização utilizando o Algoritmo Concorrente.

2.3 Sistemas Multiportadora

Um sistema de transmissão multiportadora divide uma sequência de dados serial, com uma alta taxa de símbolo, em múltiplas subsequências paralelas, com taxa mais baixa. Cada uma dessas subsequências é modulada em uma subportadora do canal. Uma vez que a taxa de símbolo da sequência transmitida em cada subportadora é muito menor que a taxa de símbolo da sequência da fonte de dados, os efeitos da dispersão do canal são diminuídos significativamente, reduzindo assim a complexidade da etapa de equalização (8). A Figura 9 apresenta o diagrama de um sistema multiportadora com 4 subcanais.

Tabela 5: Descrição das etapas do Algoritmo Concorrente.

Etapa	Procedimento
1	<p>Inicializar os vetores b_{DD} e b_G:</p> $b_{DD_k} = 0 + j0, \forall k \in [0, L - 1]$ $b_{G_k} = \delta_\xi = \begin{cases} 0 + j0 & \forall k \in [0, L - 1] \wedge k \neq \xi \\ 1 + j0 & k = \xi \end{cases}$ <p>onde $j = \sqrt{-1}$, L é a dimensão dos vetores b_{DD} e b_G (dimensão do equalizador) e ξ é o índice do único peso de b_G que é inicializado com $1 + j0$.</p>
2	<p>Inicializar os indexadores de amostras.</p> <p>Indexador de amostras recebida por amostragem fracionária:</p> $i = 1$ <p>Indexador de amostras regressor do canal:</p> $n = 0$
3	<p>Obter o n-ésimo regressor do canal $r(n)$</p> $r_k(n) = u(L - 1 - k + i), \forall k \in [0, L - 1]$ <p>onde $u(n)$ é a sequência de amostras recebidas, por amostragem fracionária $\frac{T}{2}$ do canal.</p>
4	<p>Obter a saída $y(n)$ do equalizador no instante n:</p> $y(n) = \mathbf{b}_G^T \cdot \mathbf{r}(n) + \mathbf{b}_{DD}^T \cdot \mathbf{r}(n)$
5	<p>Atualizar o vetor de pesos \mathbf{b}_G:</p> $\mathbf{b}_G(n + 1) = \mathbf{b}_G(n) + \eta_G \cdot y(n)(\gamma - y(n) ^2) \cdot \mathbf{r}^*(n)$ <p>onde η_G é o passo de atualização do vetor \mathbf{b}_G, $0 < \eta_G < 1$</p>
6	<p>Atualizar o vetor de pesos \mathbf{b}_{DD}:</p> $\mathbf{b}_{DD}(n + 1) = \mathbf{b}_{DD}(n) + \eta_{DD}[1 - D_Q][Q\{y(n)\} - y(n)] \cdot \mathbf{r}^*(n)$ <p>onde η_{DD} é o passo de adaptação do vetor de pesos \mathbf{b}_{DD}, $0 < \eta_{DD} < 1$,</p> $e D_Q = \begin{cases} 0, & \text{se } Q\{y(n)\} = Q\{\tilde{y}(n)\} \\ 1, & \text{se } Q\{y(n)\} \neq Q\{\tilde{y}(n)\} \end{cases}$ <p>sendo $\tilde{y}(n) = \mathbf{b}_G^T(n + 1) \cdot \mathbf{r}(n) + \mathbf{b}_{DD}^T(n) \cdot \mathbf{r}(n)$</p>
7	<p>Incrementar índices:</p> $i = i + 2$ $n = n + 1$
8	<p>Repetir passos de 3 a 7</p>

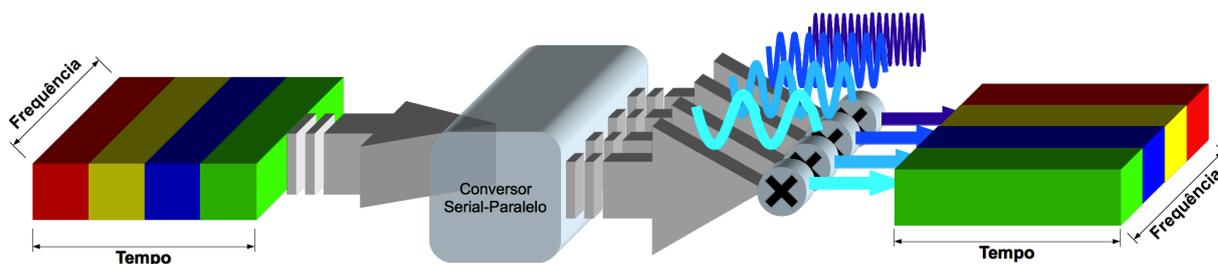


Figura 9: Esquema de um sistema multiportadora

O modo como os subcanais são divididos e como suas múltiplas subportadoras são utilizadas pode variar para cada sistema. Nesta seção serão discutidas duas técnicas de modulação multiportadora: OFDM e SC-FDMA.

2.3.1 OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

A OFDM é uma técnica de baixa complexidade para modular eficientemente múltiplas subportadoras utilizando processamento digital de sinais (33) (34) (35) (36). Em um modulador OFDM, uma sequência de símbolos complexos ¹ $\mathbf{S} = \langle S_k | k \in \mathbb{Z} \wedge 0 \leq k < N_c \rangle$ é modulado em N_c subportadoras paralelas. A duração do símbolo OFDM resultante (T_s), é N_c vezes maior do que a duração do símbolo da fonte de dados (T_d), conforme equação 2.16.

$$T_s = N_c T_d \quad (2.16)$$

O princípio da técnica OFDM está em modular as N_c subsequências de taxa inferior em subportadoras com espaçamento F_s , descrito pela equação 2.17, a fim de obter ortogonalidade entre todas as subportadoras do canal.

$$F_s = \frac{1}{T_s} \quad (2.17)$$

No domínio do tempo, um símbolo OFDM apresenta o seguinte envelope complexo (8):

$$x(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} S_k e^{j2\pi f_k t}, 0 \leq t < T_s \quad (2.18)$$

¹Ao longo dessa dissertação vetores no domínio da frequência serão representados em caixa alta, como é o caso da sequência de símbolos \mathbf{S} , e seus índices serão indicados pela variável inteira k .

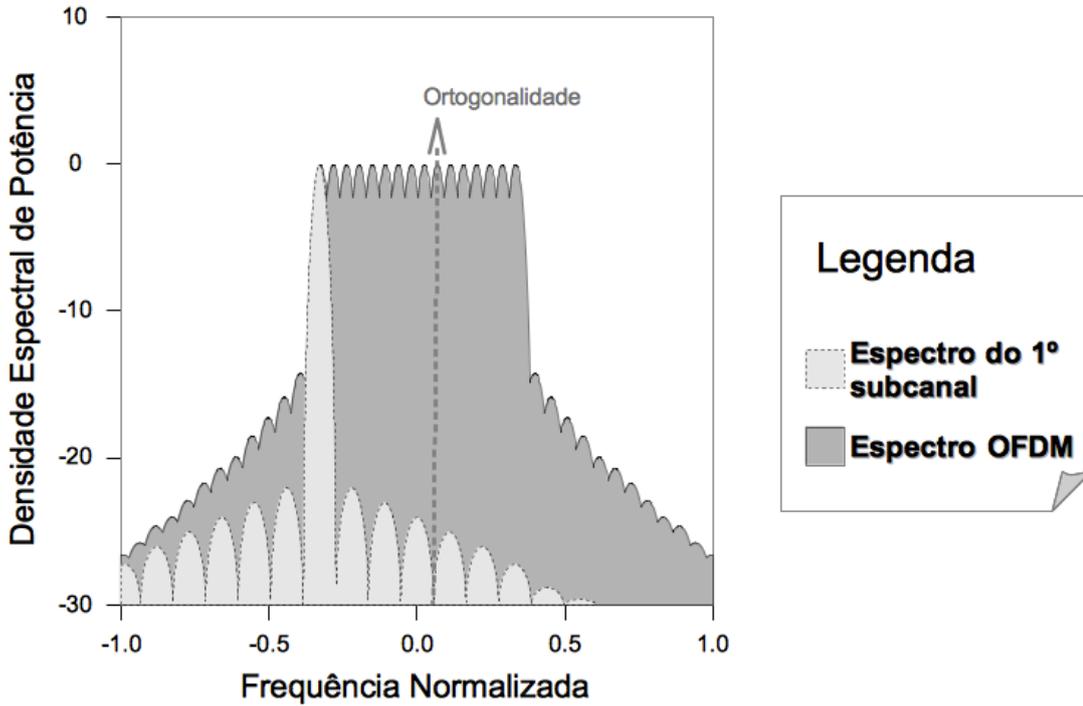


Figura 10: Densidade espectral de potência de um símbolo OFDM

No qual as frequências das subportadoras são obtidas a partir da equação 2.19.

$$f_k = \frac{k}{T_s}, k \in \mathbb{Z} \wedge 0 \leq k < N_c \quad (2.19)$$

A Figura 10 apresenta a densidade espectral de potência de um símbolo OFDM em função da frequência normalizada por $F_d = \frac{1}{T_d}$. Em cinza mais claro é indicado o espectro da primeira subportadora do canal, e em cinza mais escuro o espectro do símbolo OFDM completo. A seta pontilhada evidencia que, uma vez que o espaçamento entre as portadoras seja F_s (definido pela equação 2.17), exatamente na frequência central de cada subcanal não haverá interferência dos subcanais adjacentes.

Uma vantagem em utilizar esta técnica está no fato de que a modulação em múltiplas portadoras pode ser realizada no domínio discreto por uma IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*), ou por uma IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), caso N_c seja uma potência de 2 – o uso de uma IFFT nesta etapa é mais conveniente, por se tratar de um algoritmo computacionalmente mais eficiente. Desse modo, a sequência $x = \langle x_n | n \in \mathbb{Z} \wedge 0 \leq n < N_c \rangle$, cujas amostras pode ser obtidas pela equação 2.20, representa a discretização (a uma taxa F_d), do sinal $x(t)$ que será transmitido.

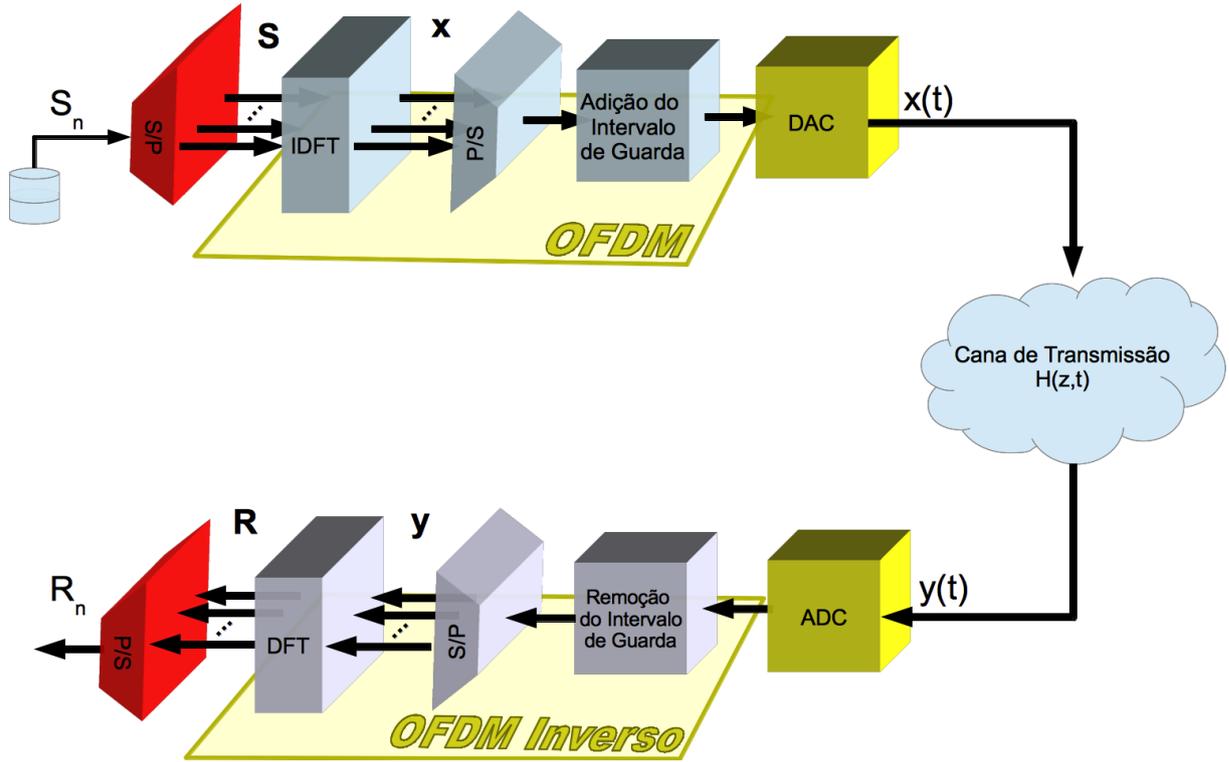


Figura 11: Diagrama de um sistema de comunicação OFDM

$$x_n = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} S_k e^{j\frac{2\pi kn}{N_c}} \quad (2.20)$$

A equação 2.20 define a operação digital executada pela IDFT (portanto, $\mathbf{x} = IDFT\{\mathbf{S}\}$). O diagrama de um sistema multiportadora aplicando OFDM é mostrado na Figura 11.

Se mantivermos a largura de banda do canal de transmissão constante, a medida que o número de subportadoras aumenta, menor será o espaçamento F_s e, por conseguinte, maior será o período de símbolo T_s em relação a duração da resposta impulsiva do canal de transmissão, reduzindo assim a ISI na sequência de dados recebidos \mathbf{y} .

O efeito da ISI em um sinal OFDM destrói a ortogonalidade entre as subportadoras, causando a chamada interferência interportadora (do inglês, **Inter-Carrier Interference** ou ICI). A fim de manter a ortogonalidade entre as portadoras do símbolo OFDM, deve ser inserido o chamado intervalo de guarda (IG). O IG consiste em uma extensão cíclica da sequência \mathbf{x} , por essa razão muitos autores se referem ao IG como Prefixo Cíclico (do inglês, *Cyclic Prefix*, CP). O processo de inserção do intervalo de guarda é ilustrado na Figura 12.

Dado que o maior atraso dos percursos do canal é igual a τ_{max} , a duração do IG T_g deve

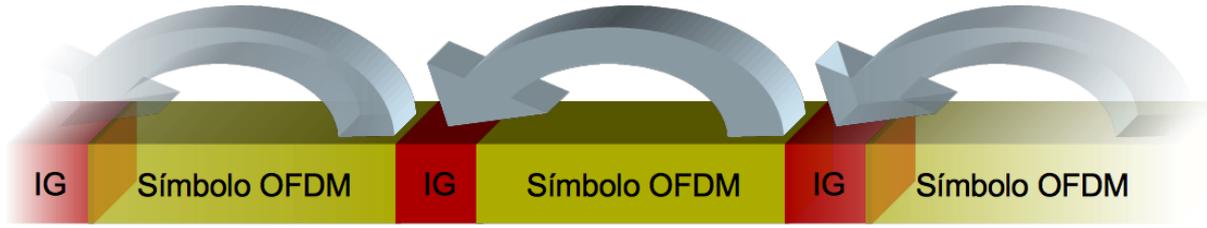


Figura 12: Inserção do Intervalo de Guarda

ser maior ou igual a esse atraso para que o efeito do multipercurso seja completamente eliminado entre símbolos OFDM.

$$T_g \geq \tau_{max} \quad (2.21)$$

Assim, o tamanho total do símbolo OFDM após a inserção do Intervalo de Guarda é igual T'_s .

$$T'_s = T_g + T_s \quad (2.22)$$

Logo, para que não ocorram os efeitos da ISI, entre símbolos OFDM, é necessário que o tamanho discreto (em número de amostras) do intervalo de guarda atenda a relação definida pela equação 2.23.

$$L_g \geq \left\lceil \frac{\tau_{max} N_c}{T_s} \right\rceil \quad (2.23)$$

A nova sequência \mathbf{x} , considerando a inserção de IG, tem suas amostras definidas como segue.

$$x_n = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} S_n e^{j \frac{2\pi n k}{N_c}}, n \in \mathbb{Z} \wedge -L_g \leq n < N_c \quad (2.24)$$

Uma vez inserido o IG, é realizada a superamostragem da sequência \mathbf{x} , onde amostras nulas são inseridas entre os elementos de \mathbf{x} , e então interpoladas. A finalidade desse procedimento é realizar a contenção espectral do sinal enviado (7). Assim, após a sequência \mathbf{x} ser convertida no sinal analógico $x(t)$ por meio de um DAC, esse sinal está pronto para ser transmitido pelo canal de RF.

Na entrada do receptor OFDM, o sinal $y(t)$ é caracterizado pela convolução de $x(t)$

com a resposta impulsiva do canal $h(\tau, t)$, somada a um sinal de ruído $\rho(t)$. O sinal $y(t)$ pode ser matematicamente definido como segue:

$$y(t) = x(t) * h(\tau, t) + \rho(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau)h(\tau, t)d\tau + \rho(t) \quad (2.25)$$

Através do processo de digitalização, o sinal $y(t)$ é convertido na sequência $\mathbf{y} = \langle y_n | n \in \mathbb{Z} \wedge -L_g \leq n < N_c \rangle$. Como sabe-se que as primeiras L_g amostras de y sofrem a ISI (devido a ação de um canal dispersivo) e são uma réplica das últimas L_g amostras do símbolo OFDM, essas amostras serão descartadas antes da etapa de demodulação multiportadora. A demodulação é realizada, pelo processo OFDM inverso, por meio de uma DFT, *Discrete Fourier Transform*, ou mais eficientemente por uma FFT, *Fast Fourier Transform* (37). Por meio dessa operação matemática, é possível calcular a sequência complexa $\mathbf{R} = \langle R_k | k \in \mathbb{Z} \wedge 0 \leq k < N_c \rangle$. O cálculo das amostras de \mathbf{R} é realizado pela operação descrita na equação 2.26. Uma vez que essa equação define o procedimento realizado pela operação DFT temos que $\mathbf{R} = DFT\{\mathbf{y}\}$.

$$R_k = \sum_{n=0}^{N_c-1} y_n e^{-\frac{j2\pi nk}{N_c}} \quad (2.26)$$

Como a eliminação da ISI foi realizada através da inserção do IG, e portanto cada uma das N_c portadoras são ortogonais entre si, cada subcanal pode ser tratado independentemente. Assim, neste novo contexto, cada amostra da sequência \mathbf{R} é definida por meio da função de transferência do canal, conforme segue.

$$R_k = H_k S_k + P_k \quad (2.27)$$

Onde H_k e P_k representam, respectivamente, a atenuação e o ruído no k -ésimo subcanal. O valor de H_k é uma amostra da função de transferência do canal (descrita na equação 2.1) em $z = e^{\frac{jk}{N_c \cdot 2\pi}}$, e P_k é uma variável aleatória normalmente distribuída cuja variância é dada por:

$$\sigma_k^2 = E \{ |P_k|^2 \} \quad (2.28)$$

Essa nova representação pode ser visualizada na Figura 12.

Assim, podemos modelar matematicamente o canal OFDM com a notação matricial

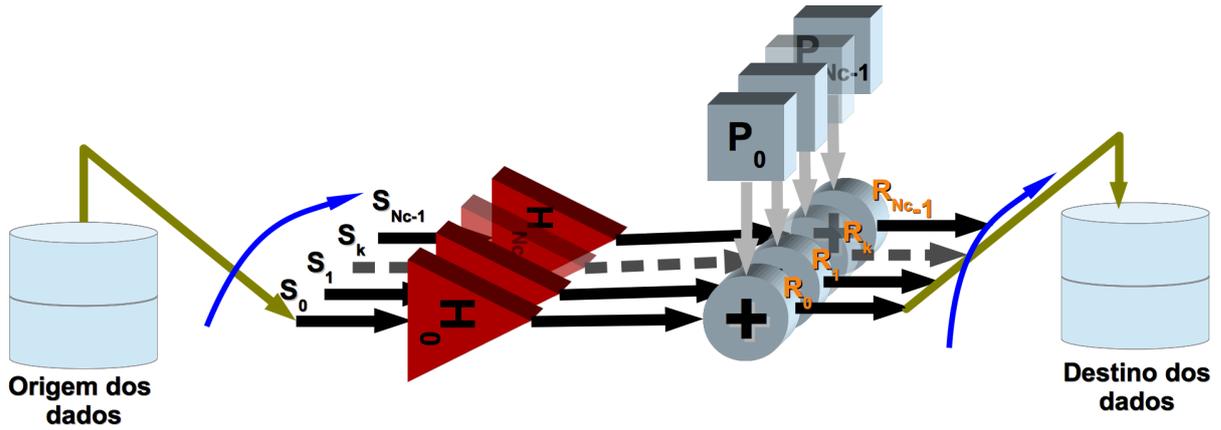


Figura 13: Modelo de canal paralelo para sistemas OFDM

apresentada na equação 2.29.

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{P} \quad (2.29)$$

Onde, \mathbf{R} representa o vetor dos dados demodulados no receptor, \mathbf{H} é a representação da função de transferência do canal na forma matricial (cuja diagonal principal é a própria função de transferência discreta do canal), \mathbf{S} é o vetor de símbolos enviados pelo transmissor, e \mathbf{P} a representação vetorial do ruído aditivo. As equações 2.30 a 2.33 definem cada uma dessas incógnitas.

$$\mathbf{R} = [R_0, R_1, \dots, R_{N_c-1}]^T \quad (2.30)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_{N_c-1} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\mathbf{S} = [S_0, S_1, \dots, S_{N_c-1}]^T \quad (2.32)$$

$$\mathbf{P} = [P_0, P_1, \dots, P_{N_c-1}]^T \quad (2.33)$$

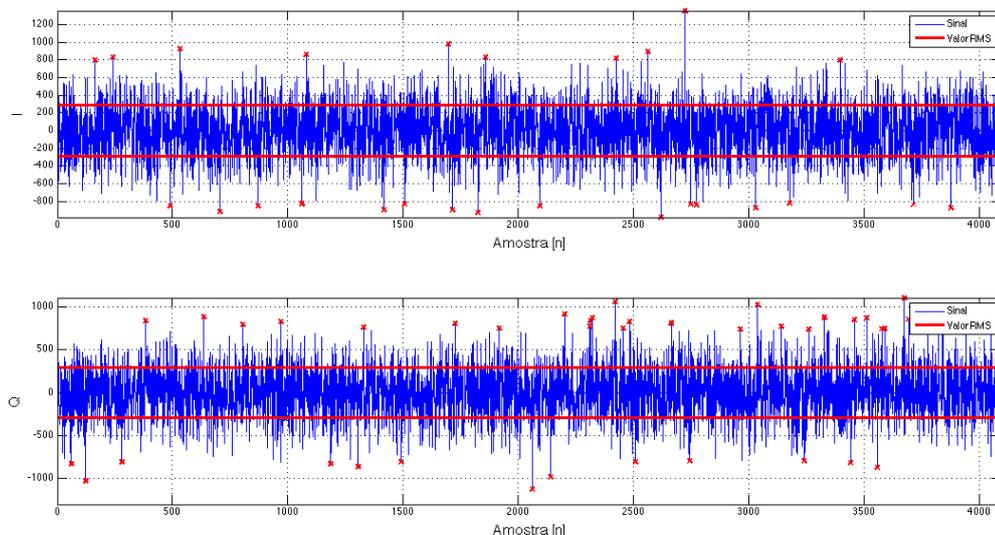


Figura 14: Parte real (I) e imaginária (Q) de um sinal OFDM.

2.3.2 SC-FDMA – *Single Carrier Frequency Division Multiple Access*

Devido a baixa correlação entre as sequências enviadas em cada uma das subportadoras em um sistema OFDM, muito frequentemente ocorre desses sinais somarem-se construtivamente causando um alto valor da chamada PAPR ² (*Peak-to-Average Power Ratio*). Tal medida indica quão maior é a potência de pico de um sinal em relação ao seu valor RMS (*Root Mean Square*).

Portanto, a PAPR de um sinal $s(t)$ é calculado pela relação apresentada na equação 2.34.

$$PAPR = \frac{\max(|s(t)|)^2}{\text{rms}(s(t))^2} = \frac{\max(|s(t)|)^2}{\lim_{T \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} [s(t)]^2 dt}} \quad (2.34)$$

A Figura 14 apresenta as partes real e imaginária de um sinal OFDM no domínio do tempo. Note que os valores de pico, assinalados no gráfico, distanciam-se bastante do valor RMS (linhas vermelhas) de cada sinal.

O valor da PAPR para essas duas sequências é 13,24dB para o sinal da parte real e 12,95dB para o sinal da parte imaginária. A título de comparação, a Tabela 6 apresenta o valor de PAPR para alguns sinais conhecidos da literatura.

²A raiz quadrada do valor de PAPR é chamada de PAR (Peak-to-Average Ratio) ou Fator de Crista.

Tabela 6: Valor de PAPR para sinais conhecidos.

Sinal	Modelo Matemático	PAPR
Constante	$s(t) = A$	0,00dB
Senoidal	$s(t) = A \cdot \text{sen}(2\pi\omega t + \theta)$, onde A é a amplitude, ω é a frequência em rad^{-1} , e θ é a fase do sinal.	3,01dB
Senoidal retificado de onda completa	$s(t) = A \cdot \text{sen}(2\pi\omega t + \theta) $	3,01dB
Senoidal retificado de meia onda	$s(t) = \begin{cases} A \cdot \text{sen}(2\pi\omega t + \theta), & \text{se } 0 \leq t < \frac{\pi}{\omega} \\ 0, & \text{se } \frac{\pi}{\omega} \leq t < \frac{2\pi}{\omega} \\ s(t - n\frac{2\pi}{\omega}), & \forall n \in \mathbb{Z} \end{cases}$	6,02dB
Triangular Periódico	$s(t) = \begin{cases} A \cdot (\frac{2t}{T} - \frac{1}{2}), & \text{se } 0 \leq t < \frac{T}{2} \\ -A \cdot (\frac{2t}{T} - \frac{3}{2}), & \text{se } \frac{T}{2} \leq t < T \\ s(t - nT), & \forall n \in \mathbb{Z} \end{cases}$	4,77dB
Quadrado Periódico	$s(t) = \begin{cases} A, & \text{se } 0 \leq t < \frac{T}{2} \\ -A, & \text{se } \frac{T}{2} \leq t < T \\ s(t - nT), & \forall n \in \mathbb{Z} \end{cases}$	0dB
PWM (<i>Pulse Width Modulation</i>)	$s(t) = \begin{cases} A, & \text{se } 0 \leq t < \alpha T \\ 0, & \text{se } \alpha T \leq t < T \\ s(t - nT), & \forall n \in \mathbb{Z} \end{cases}$ onde α é o ciclo de serviço (percentual do tempo que a função vale A) – $0 < \alpha < 1$.	$20 \log_{10} \left(\sqrt{\frac{1}{\alpha}} \right) = -10 \log_{10}(\alpha) \text{dB}$

Um alto valor de PAPR, como o que ocorre em símbolos OFDM, implica na necessidade de utilização de amplificadores de elevada faixa dinâmica no transmissor – do contrário, a operação do amplificador em uma região não linear provocaria intermodulação, que é outra causa da ICI (38) (39). O emprego de amplificadores altamente lineares contribui para o aumento do preço de produção do transmissor.

Uma técnica utilizada para reduzir o valor do PAPR, e ainda assim permitir a multiplexação do canal em múltiplas subportadoras, é a SC-FDMA (*Single-Carrier Frequency Division Multiple Access*) ou modulação monoportadora com acesso múltiplo por divisão de frequência. No diagrama apresentado na Figura 15 é possível visualizar um panorama geral das etapas de modulação envolvidas em um sistema SC-FDMA.

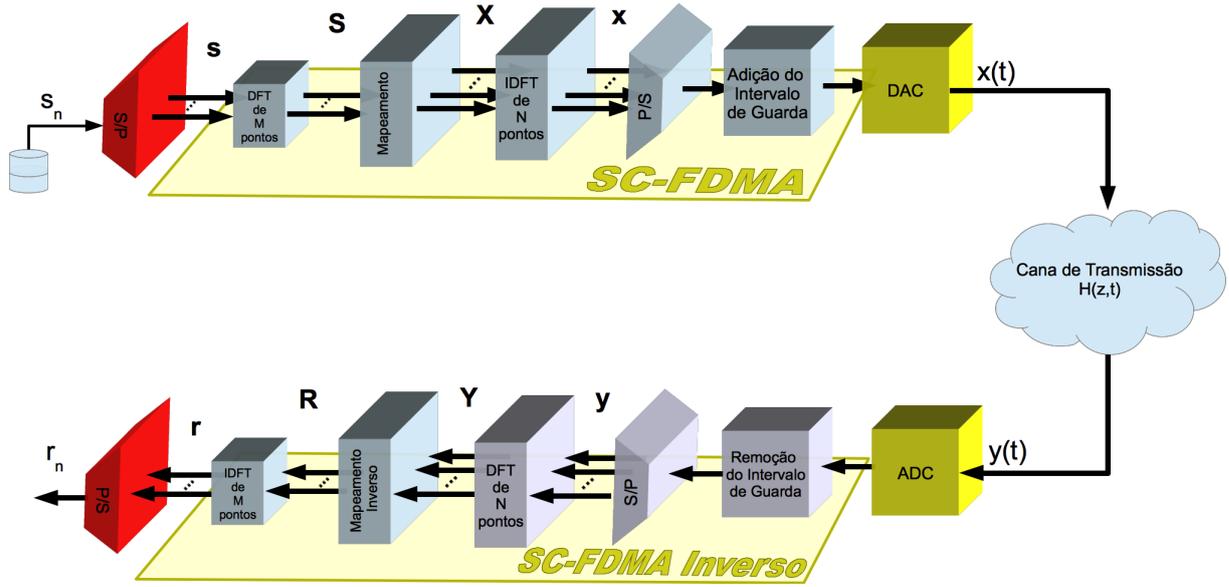


Figura 15: Diagrama de sistema monoportadora com acesso múltiplo por divisão de frequência.

Inicialmente, uma sequência de dados, cuja taxa de símbolo é F_d , é agrupada em blocos de M símbolos. Cada bloco tem duração de $M \cdot T_d$ segundos, onde T_d é o período de símbolo da fonte definido pela equação 2.35.

$$T_d = \frac{1}{F_d} \quad (2.35)$$

Cada bloco de M símbolos (vetor \mathbf{s} na Figura 15) é transformado para o domínio da frequência por meio de uma DFT de M pontos (vetor \mathbf{S} na Figura 15). Os símbolos da saída dessa DFT modulam N subportadoras ortogonais ($N > M$) espalhadas ao longo de uma banda W_{canal} , definida na equação 2.36.

$$W_{canal} = N \cdot F_s \quad (2.36)$$

Onde F_s denota o espaçamento entre subportadoras. Como discutido na subseção 2.3.1 para garantir a ortogonalidade entre as suportadoras o menor espaçamento possível deve ser igual a taxa de símbolo do canal de transmissão. Portanto temos que:

$$F_s = \frac{N}{M} F_d \quad (2.37)$$

Assim, pode-se definir a razão Q que denota o fator de espalhamento de largura de banda (40), definida como segue:

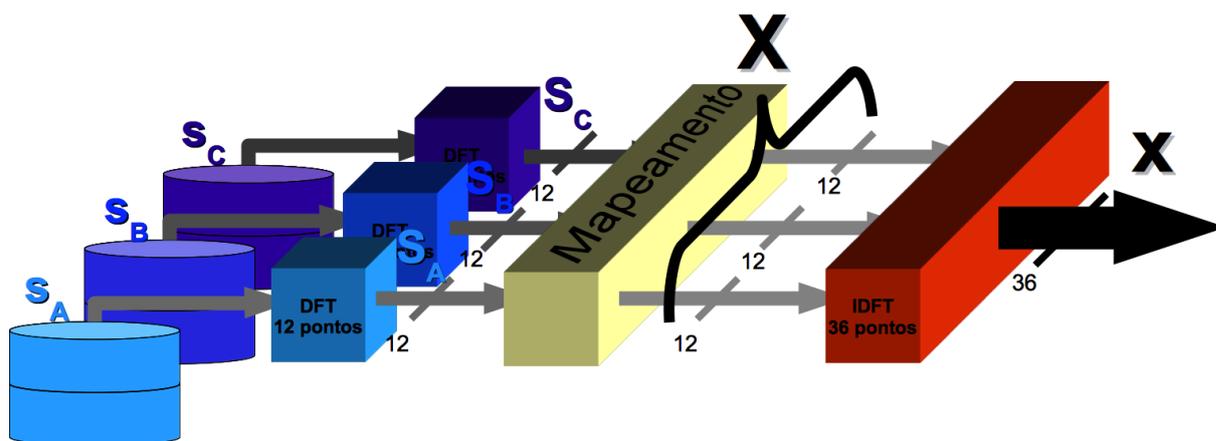


Figura 16: Exemplo de SC-FDMA com 3 fontes de dados.

$$Q = \frac{N}{M} = \frac{F_s}{F_d} \quad (2.38)$$

Um sistema SC-FDMA pode transmitir até Q fontes de dados, sendo que cada fonte ocupa um conjunto diferente de M subportadoras. Na Figura 16, pode ser analisado um exemplo de um modulador SC-FDMA com 3 fontes de dados, e DFT de 12 pontos (os conversores paralelo/serial, e vice-versa, foram omitidos a fim de simplificar a ilustração).

A Tabela 7 resume os parâmetros, discutidos anteriormente, para o modulador do exemplo da Figura 16.

Tabela 7: Parâmetros do modulador apresentado no exemplo.

Parâmetro	Valor
Q	3
M	12
N	36

Na etapa de mapeamento, as subportadoras que serão utilizadas por cada fonte de dados são selecionadas. No que diz respeito a sistemas de telecomunicação móveis, é muito comum cada uma das fontes de dados tratar-se de um terminal distinto. Nesse caso, cada terminal possuirá um modulador SC-FDMA completo, porém na etapa de mapeamento as M subportadoras utilizadas pelo terminal serão preenchidas com símbolos de dados, e as demais subportadoras com símbolos nulos ($0 + j0$, em um alfabeto complexo). Os moduladores SC-FDMA discutidos neste trabalho, a partir deste ponto, referem-se a sistemas multiusuário que utilizam a etapa de mapeamento para multiplexação do canal.

Dentre os inúmeros esquemas de mapeamento, podemos destacar os mapeamentos localizado e distribuído. No esquema localizado, cada terminal ocupa um conjunto de

M subportadoras consecutivas na banda do canal de transmissão, ao passo que em um esquema distribuído são ocupadas M subportadoras uniformemente espalhadas ao longo do espectro. A Figura 17 apresenta o procedimento realizado digitalmente pelos dois esquemas de mapeamento mencionados para um modulador SC-FDMA (no exemplo é considerado um sistema com 3 usuários e 4 subportadoras por usuário - $Q = 3$, $M = 4$ e $N = 12$), enquanto que a Figura 18 ilustra o resultado de cada um desses mapeamentos no espectro do canal de transmissão.

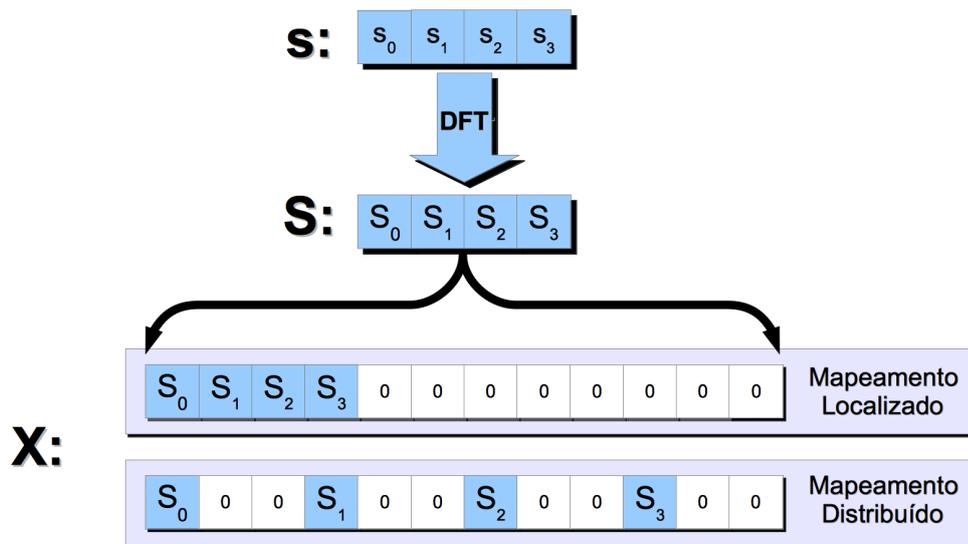


Figura 17: Esquemas de mapeamento SC-FDMA

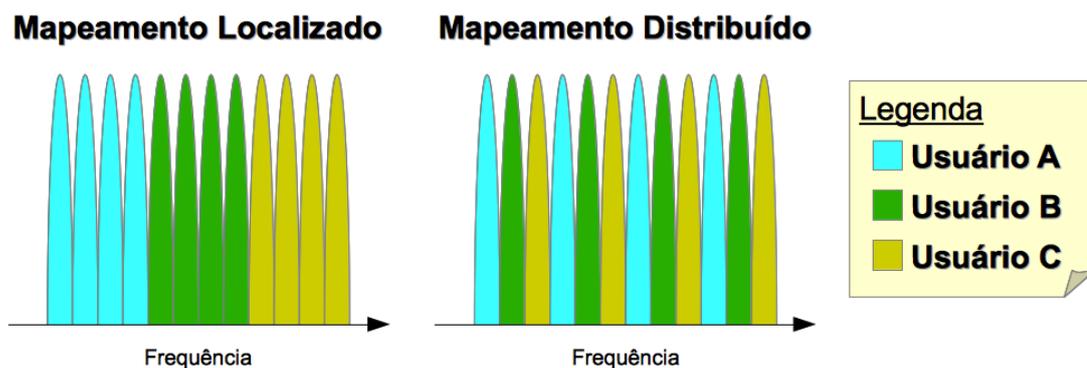


Figura 18: Espectro para cada um dos esquemas de mapeamento SC-FDMA.

Portanto, é possível perceber que, independente da forma de mapeamento utilizada, o sinal enviado pelos 3 diferentes usuários chegam ao receptor ocupando um conjunto de subportadoras mutuamente excludentes.

Uma vez que a sequência \mathbf{S} seja mapeada na sequência \mathbf{X} , essa é transformada na sequência \mathbf{x} por meio de uma DFT de N pontos, e então a sequência \mathbf{x} é superamostrada e interpolada (para realizar a contenção espectral do sinal), tal qual ocorre em um sistema

OFDM (7). Finalmente, através de um DAC, a sequência resultante do processo de interpolação é convertida no sinal analógico $x(t)$, que é enviado pelo canal de transmissão.

Para os esquemas de mapeamento localizado e distribuído, descritos anteriormente, é possível ainda realizar uma otimização no modulador SC-FDMA. Note que para esses esquemas, as três operações apresentadas na Figura 16 (DFT, mapeamento e IDFT) podem ser visualizadas como uma única operação linear na sequência de símbolos da fonte de dados \mathbf{s} .

Considerando um sistema com mapeamento distribuído, por meio da operação linear descrita pela equação 2.39 é possível se obter a sequência \mathbf{x} diretamente da sequência \mathbf{s} .

$$x_n = \frac{1}{Q} s_{n \bmod M} \cdot e^{j2\pi \frac{rn}{N}} \quad (2.39)$$

Onde ($r \in \mathbb{Z} | 0 \leq r < Q$) representa o subcanal de M portadoras utilizado pelo usuário. Ou seja, para um sistema multiusuário, um valor distinto de r será atribuído a cada terminal.

Caso o sistema em questão utilize mapeamento localizado, a sequência \mathbf{x} será obtida por meio da seguinte operação linear em \mathbf{s} :

$$\begin{aligned} x_n &= x_{Q \cdot m + q} \\ &= \begin{cases} \frac{1}{Q} s_{n \bmod M}, & \text{se } q = 0 \\ \frac{1}{Q} \cdot \left(1 - e^{j2\pi \frac{q}{Q}}\right) \cdot \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} \frac{x_p}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{m-p}{M} + \frac{q}{QM} \right\}}}, & \text{se } q \neq 0 \end{cases} \quad (2.40) \\ &\forall m, q \in \mathbb{Z} | 0 \leq m < M \wedge 0 \leq q < Q \end{aligned}$$

As deduções das operações lineares para cada um dos mapeamentos podem ser encontradas em (40) – seção 3.4 e apêndice A.

Utilizando a técnica SC-FDMA, é possível reduzir significativamente o valor da PAPR do sinal transmitido em relação ao sistema de modulação OFDM (a redução da PAPR pode variar de 1,8dB até 10,7dB, dependendo do esquema de modulação, da forma de pulso e da constelação utilizados (41)).

A redução da PAPR e a possibilidade de implementar a modulação SC-FDMA por meio de uma única operação linear permite reduzir significativamente o custo de produção do transmissor. Devido a essa característica, a aplicação de tal tecnologia é adequada para soluções onde o transmissor possui um baixo valor agregado quando comparado com o

receptor (e.g. *uplink* de uma rede celular, onde o terminal móvel desempenha papel de transmissor e a ERB de receptor).

2.3.3 Equalização no Domínio da Frequência (FDE – *Frequency Domain Equalization*)

Além da possibilidade de multiplexação por múltiplos usuários e do melhor aproveitamento espectral do canal, os sistemas multiportadoras apresentados anteriormente ainda propiciam a realização da equalização do canal por meio de uma técnica conhecida como FDE (*Frequency Domain Equalization*). A FDE se baseia no Teorema da Convolução (42), definido pela equação 2.41.

$$\mathcal{F}\{f * g\} \equiv \mathcal{F}\{f\} \cdot \mathcal{F}\{g\} \quad (2.41)$$

Onde $\mathcal{F}\{\cdot\}$ representa a Transformada de Fourier, $*$ é um operador binário que denota a convolução linear contínua, e f e g são dois sinais analógicos quaisquer. O Teorema da Convolução tem seu equivalente discreto na identidade a seguir:

$$DFT\{f \otimes g\} \equiv DFT\{f\} \cdot DFT\{g\} \quad (2.42)$$

Onde $DFT\{\cdot\}$ representa a Transformada Discreta de Fourier, \otimes é o operador que denota a convolução circular discreta, e \mathbf{x} e \mathbf{y} são duas sequências de dados.

As operações de inserção e remoção do IG, além de diminuir a interferência intersimbólica, têm a propriedade de converter os efeitos do canal de transmissão de uma convolução linear para uma convolução circular (43). Assim sendo, a versão discreta da equação 2.25, após a inserção remoção do IG pode ser definida como segue:

$$\mathbf{y} = \mathbf{x} \otimes \mathbf{h} + \rho \quad (2.43)$$

Onde as amostras de \mathbf{y} podem ser calculadas pela equação 2.44.

$$\mathbf{y} = \left\langle y_n = \sum_{i=0}^{N-1} [x_i \cdot h_{(n-1) \bmod N}] + \rho_n \middle| n \in \mathbb{Z} \wedge 0 \leq n < N \right\rangle \quad (2.44)$$

Aplicando a Transformada de Fourier na equação 2.43, temos que:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{H} + \mathbf{P} \quad (2.45)$$

Assim, um equalizador no domínio da frequência pode ser implementado com um conjunto de N multiplicadores complexos cujos ganhos são obtidos através do inverso dos elementos do vetor \mathbf{H} da equação 2.45.

Portanto, para que o canal seja equalizado no domínio da frequência é necessário estimar de alguma forma sua função de transferência \mathbf{H} . Um dos métodos aplicados para encontrar a função de transferência do canal é o envio de símbolos pilotos espalhados ao longo do plano tempo-frequência. Nos pontos em que ocorrem os símbolos pilotos é possível obter exatamente a atenuação do canal, e nos pontos em que esses não ocorrem a estimação do canal pode ser feita por meio de alguma técnica de interpolação (e.g. interpolação linear (44), filtro de Wiener (45)).

A Figura 19 ilustra o método de estimação de canal por interpolação. Onde, o processo de interpolação é executado com base na estimação de canal realizada pelos símbolos pilotos mais próximos.

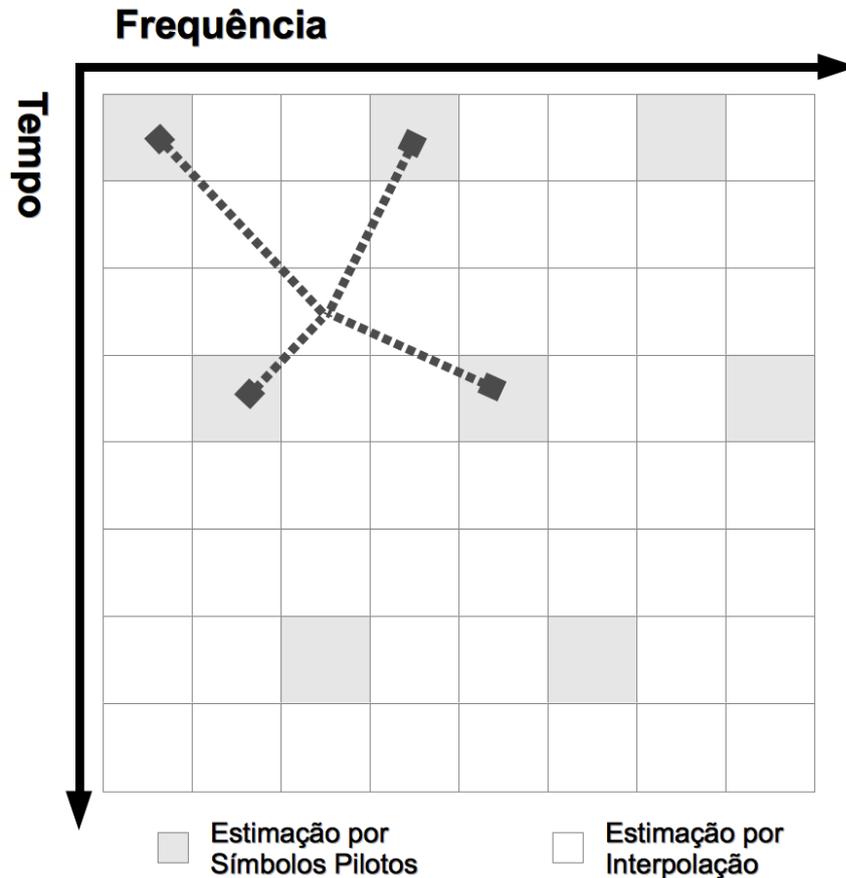


Figura 19: Estimação de canal por estimação.

No capítulo 5, é proposto a utilização do Algoritmo Concorrente como apoio a técnica de interpolação a fim de melhorar a estimação de \mathbf{H} , sobretudo para canais altamente dinâmicos.

3 O Sistema LTE

O LTE é fruto do trabalho do 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) na evolução do sistema de comunicação 3G. Seu estudo iniciou durante o evento *Radio Access Network Evolution Workshop*, que ocorreu entre os dias 2 e 3 de novembro de 2004 em Toronto, Canadá (40). No evento mais de 40 ideias foram apresentadas por operadoras de celular, fabricantes e institutos de pesquisa para evolução da UTRAN (do inglês, *Universal Terrestrial Radio Access Network*) que é a base dos sistemas UMTS/WCDMA (*Universal Mobile Telecommunications Systems/Wideband Code Division Multiple Access*). O 3GPP levantou os seguintes requisitos, que deveriam ser atendidos pela nova tecnologia:

- Redução do custo por bit;
- aumento do número de serviços providos;
- flexibilidade da ocupação espectral (para bandas existentes e novas);
- arquitetura simplificada e interfaces abertas;
- consumo de potência adequada nos terminais da rede (e.g. ERB, dispositivos móveis).

Após a proposta inicial do sistema que atendia a tais requisitos, em dezembro de 2004, iniciou-se um estudo de viabilidade da implementação do LTE. O principal objetivo desse estudo era estabelecer o cenário para a evolução da tecnologia de acesso via rádio do 3GPP – que apresentava alta taxa de dados, baixa latência e pacotes de dados otimizados para transmissão RF. Durante o desenvolvimento foram pesquisados, entre outros tópicos: meios para suporte de larguras de banda flexíveis acima de 20MHz, novos esquemas de transmissão, tecnologia avançada de multi-antenas, otimização de arquiteturas existentes, e separação funcional entre os nós da rede.

Um vasto conjunto de opções foi proposto nesse estudo inicial, que em dezembro de 2005, foi reduzido a hipótese de trabalho na qual o *downlink* (transmissão de dados da

ERB para o terminal móvel) utilizaria a técnica de modulação OFDM, ao passo que o *uplink* (transmissão de dados do terminal móvel para a ERB) utilizaria a técnica SC-FDMA. Dentre as características da SC-FDMA que motivaram sua adoção para o *uplink* do sistema LTE, está o seu baixo valor de PAPR e a possibilidade de redução de custos do transmissor – desejável para um dispositivo de baixo valor agregado como é o caso de um aparelho celular.

Neste capítulo, serão abordadas as principais características funcionais específicas do sistema SC-FDMA utilizado no enlace do *uplink* da tecnologia LTE.

3.1 Estruturas de Tempo e Frequência do Uplink LTE

Um sistema LTE pode operar em 6 possíveis larguras de banda distintas, que vão de 1,4MHz a 20MHz. Cada canal é dividido em subportadoras com banda de 15KHz. Todos os sinais LTE tem seu período de operação derivado de uma frequência de relógio de 30,72MHz (oriunda de 15kHz \times 2048). Essa é a frequência de relógio requerida para uma DFT de 2048 pontos gerar um sinal com uma largura de banda de 20MHz. Portanto, o período de relógio básico de um sistema LTE é dado por:

$$T_s = \frac{1}{30,72 \times 10^6} \approx 30,255ns \quad (3.1)$$

A Tabela 8 a seguir apresenta os símbolos utilizados nas especificações e relatórios técnicos que descrevem o sistema LTE, e serão adotados ao longo desse capítulo.

3.2 Quadros, Slots e Blocos de Recursos

As transmissões de dados, tanto no *downlink* quanto no *uplink*, são organizadas em quadros de rádio com duração de 10ms.

Como indicado na Figura 20, cada quadro é constituído por 20 *slots*, numerados de 0 a 19, com duração de 0,5ms. Uma dupla de *slots* consecutivos iniciando por um slot par é referido como um subquadro.

O sistema LTE divide o canal físico em unidades no plano tempo-frequência chamadas de Blocos de Recursos (do inglês, RB ou *Resource Blocks*). Um RB tem duração de 0,5ms (período de 1 *slot*), e largura de banda de 180kHz (12 subportadoras). Um canal físico ocupa uma banda de um ou mais Blocos de Recursos, portanto a largura de banda de

Tabela 8: Símbolos utilizados para descrever o sistema LTE

Símbolo	Descrição
T_s	Duração do período de relógio utilizado em um sistema LTE: $\frac{1}{30,72 \times 10^6} s$.
T_f	Duração de um quadro de rádio: 10 ms
N_{symb}^{UL}	Número de símbolos SC-FDMA por bloco de recursos.
N_{SC}^{RB}	Número de subportadoras por bloco de recursos: 12.
N_{RB}^{UL}	Número total de blocos de recursos no <i>uplink</i> .
M_{SC}^{PUSCH}	Número de total de portadoras alocadas pelo terminal móvel.
M	Número total de subportadoras, incluindo a area da banda de guarda. Também é o número de pontos da IDFT do transmissor e da DFT do receptor.

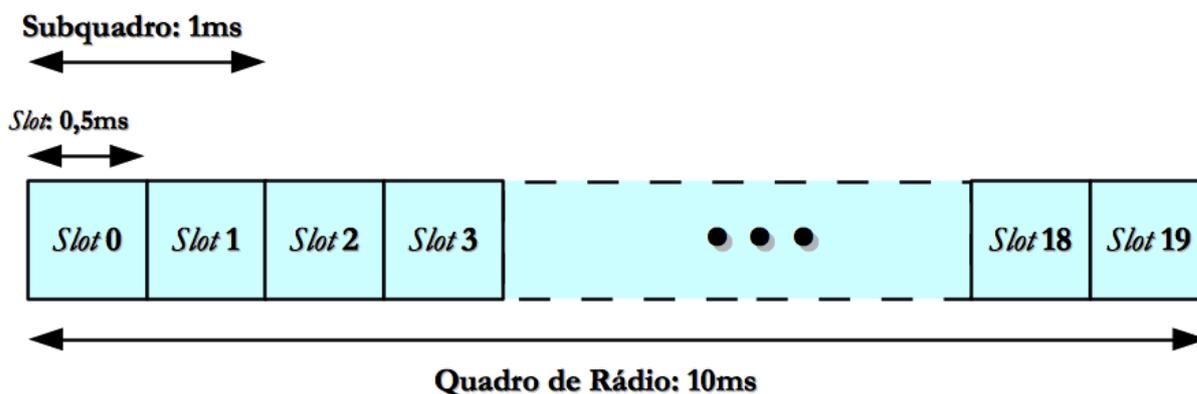
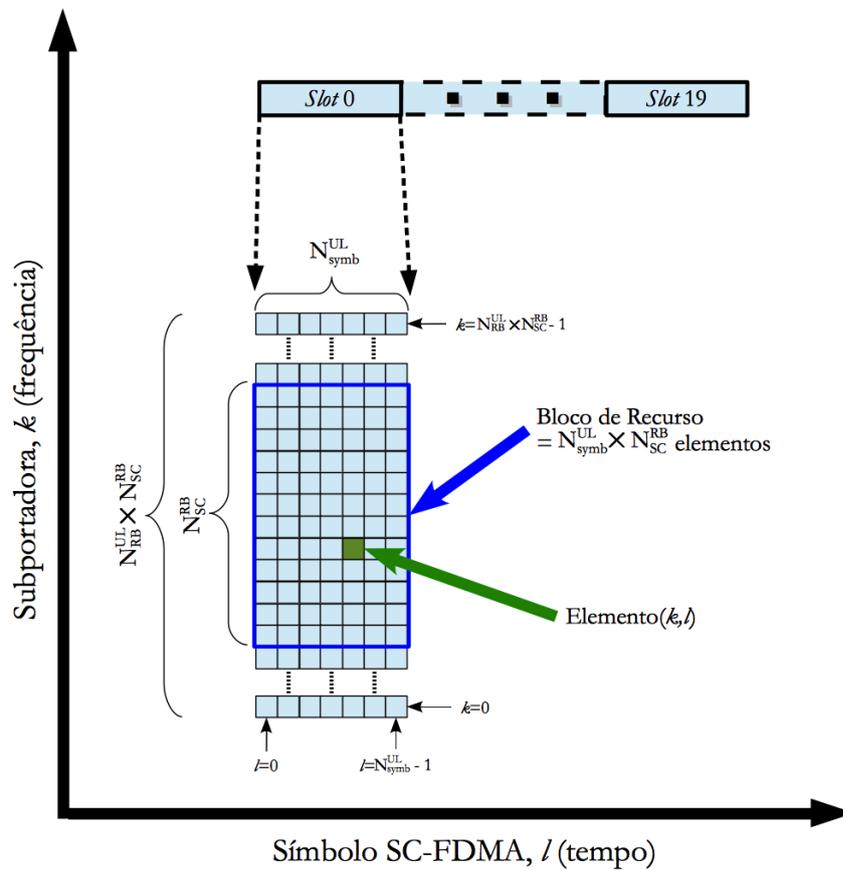


Figura 20: Estrutura de quadro do sistema LTE

um canal físico é um múltiplo inteiro de 180kHz. A alocação de Blocos de Recursos deve ser feita para blocos consecutivos, ou seja, a camada física do LTE utiliza SC-FDMA com mapeamento localizado. A Figura 21 ilustra a estrutura de um bloco de recursos; o conjunto de todos os blocos de recursos na banda disponível do sistema constitui a chamada grade de recursos. O número de blocos na grade de recursos pode variar de 6 (para canais de 1,4MHz) a 100 (para canais de 20MHz).

No domínio do tempo, cada *slot* do *uplink* pode carregar 6 ou 7 símbolos SC-FDMA (dependendo do modo de prefixo cíclico utilizado). O sistema LTE utiliza *slots* com 6 símbolos em cenários com células mais largas que apresentam alto atraso de propagação. Essas células requerem um longo prefixo cíclico para que a ICI seja evitada. Esse tipo

Figura 21: Grade de recursos do *uplink* do sistema LTE

de prefixo cíclico é referido como estendido. Em células menores, o sistema LTE utiliza *slots* com 7 símbolos, e um prefixo cíclico reduzido chamado de prefixo cíclico normal. A Tabela 9 indica a duração do prefixo cíclico para cada um dos dois modos de operação.

Tabela 9: Comparação entre os dois modos de prefixo cíclico (normal e estendido)

	Prefixo Cíclico Normal	Prefixo Cíclico Estendido
N_{symb}^{UL}	7	6
Número de ciclos de relógio	160 (para símbolo 0), 144 (para símbolos de 1 a 6)	512
Duração do prefixo cíclico	$\approx 5,21\mu s$ (para símbolo 0), $\approx 4,69\mu s$ (para símbolos 1 a 6)	$\approx 16,67\mu s$

Na Tabela 10 a seguir é apresentada as características da grade de recursos para cada um dos canais possíveis para o sistema LTE. Note que, nessa tabela, o tamanho da IDFT (M) é maior do que o número de subportadoras ocupadas. As subportadoras não moduladas apresentam amplitude zero e constituem a banda de guarda no domínio da frequência para prevenir irradiação eletromagnética fora da banda do canal.

Tabela 10: Características da Grade de Recurso

Largura de Banda	N_{RB}^{UL}	Número de subportadoras ocupadas	M	Taxa de amostragem	Amostras por <i>slot</i>
1,4MHz	6	72	128	1,92MHz	960
3MHz	15	180	256	3,84MHz	1920
5MHz	25	300	512	7,68MHz	3840
10MHz	50	600	1024	15,36MHz	7680
15MHz	75	900	1536	23,04MHz	11520
20MHz	100	1200	2048	30,72MHz	15360

3.2.1 Processamento Básico de Canal Físico no Uplink

O processamento básico realizado no Uplink do sistema LTE está representado na Figura 22.

O LTE especifica duas técnicas de codificação de canal (ambas com taxa de $\frac{1}{3}$): codificação convolucional *tail-biting* e codificação turbo (46). Cada codificador produz três sequências de bits, correspondentes a taxa de codificação $\frac{1}{3}$. As sequências de *bits* são reorganizadas, e então alimentam uma fila circular para ajuste de taxas. A saída da fila circular é embaralhada com uma sequência Gold ¹ (47) de tamanho 33.

Dependendo da qualidade do canal de transmissão pode-se utilizar 3 tipos de modulação para os símbolos de dado: QPSK, 16-QAM ou 64-QAM. Para os símbolos de controle é adotada modulação BPSK, para aumentar a confiabilidade da informação de controle recebida. A saída da etapa de mapeamento de modulação é entregue a fase de modulação SC-FDMA (que é a entrada do sistema genérico apresentado na Figura 15 do capítulo anterior).

A Transformada de pré-codificação corresponde a operação de DFT ilustrada na Figura 15. O número de pontos da DFT utilizada nessa etapa depende do número de portadoras alocadas para a transmissão em um símbolo SC-FDMA (M_{SC}^{PUSCH}). Para facilitar a implementação da DFT, o número de portadoras alocadas é restrito aos valores possíveis de serem obtidos através da equação a seguir.

¹O termo não foi traduzido para evitar confusão com a sequência de Fibonacci, conhecida, em português, como sequência de ouro ou sequência dourada.

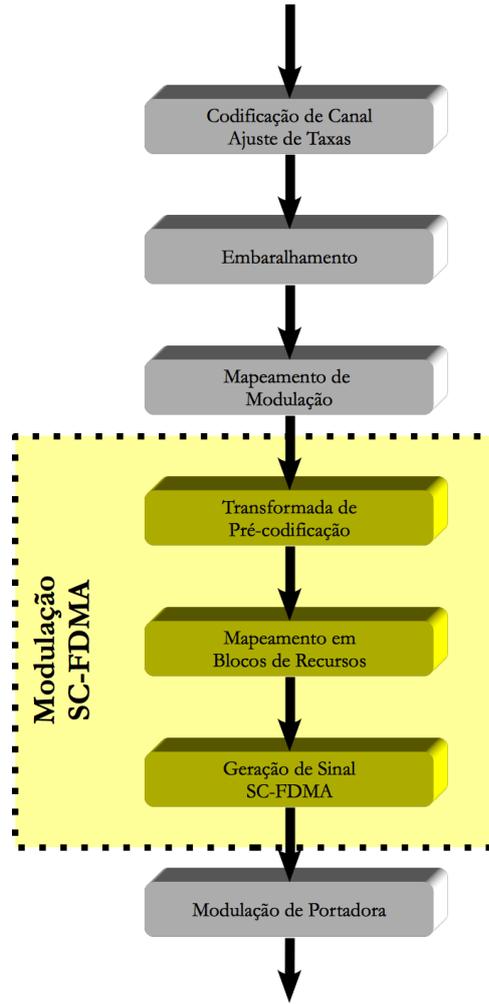


Figura 22: Diagrama do processamento de canal realizado no *uplink* do sistema LTE.

$$M_{SC}^{PUSCH} = N_{SC}^{RB} \times 2^{\alpha_2} \times 3^{\alpha_3} \times 5^{\alpha_5} \leq N_{SC}^{RB} \times N_{RB}^{UL} \quad (3.2)$$

Onde α_2 , α_3 e α_5 são inteiros não negativos. Por causa dessa limitação, o número de blocos de recursos que pode ser alocado para um terminal móvel pertence ao conjunto dos inteiros menores ou iguais a 100 que são múltiplos de 2, 3 e 5.

A etapa de mapeamento em blocos de recursos corresponde a etapa de mapeamento do modulador genérico descrito anteriormente. Nessa etapa a saída da DFT de pré-codificação é atribuída as portadoras alocadas para a transmissão.

A fase de geração de sinal SC-FDMA corresponde a 4 etapas do modulador genérico da Figura 15: IDFT, conversão paralelo-serial, adição do intervalo de guarda e conversão digital-analógica. O resultado desse processamento é um sinal contínuo $s_l(t)$ com duração que depende do tipo de prefixo cíclico utilizado ($\frac{0,5}{7}$ ms para CP normal e $\frac{0,5}{6}$ ms para CP

estendido). O índice l na notação do sinal contínuo $s_l(t)$ é o índice temporal do elemento de recurso, e pode assumir valores inteiros no intervalo $[0,6]$ para um prefixo cíclico normal, ou valores inteiros no intervalo $[0,5]$ para o prefixo cíclico estendido. O quarto símbolo de cada slot ($l = 3$) é modulado por uma sequência de símbolos com propriedades de autocorrelação favoráveis, essa sequência é a referência de demodulação, e será utilizada para auxiliar o processo de equalização proposto neste trabalho.

Finalmente, o sinal $s_l(t)$ modula a portadora de radiofrequência (f_c Hz) atribuída ao terminal móvel.

3.3 Estrutura do Sinal de Referência

A sequência de referência, utilizada para estimação de canal e para demodulação coerente na estação rádio-base, é uma sequência com baixa autocorrelação nos lóbulos laterais (48).

Se o número de blocos de recursos alocados para uma transmissão for menor ou igual a 2, o sinal de referência é calculado pela equação a seguir.

$$r_{u,v}(n) = e^{j\varphi(n)\frac{\pi}{4}}, 0 \leq n < M_{SC}^{RB} \quad (3.3)$$

Onde o valor de $\varphi(n)$ é dado pela Tabela 11 e pela Tabela 12. Se o número de blocos de recursos for maior que 2, o sinal de referência é gerado usando sequências CAZAC (Amplitude Constante e Autocorrelação Zero), tais como as sequências Zadoff-Chu polifásicas (48). Sequências Zadoff-Chu CAZAC são definidas pela equação 3.4, onde r e L são números inteiros primos entre si e q é qualquer número inteiro.

$$a_k = \begin{cases} e^{-j2\pi\frac{r}{L}\left(\frac{k^2}{2}+qk\right)}, & \forall k \in \mathbb{Z} | k < L \wedge k \bmod 2 = 0 \\ e^{-j2\pi\frac{r}{L}\left(\frac{k(k+1)}{2}+qk\right)}, & \forall k \in \mathbb{Z} | k < L \wedge k \bmod 2 = 1 \end{cases} \quad (3.4)$$

Tabela 11: Definição de $\varphi(n)$ para alocação de 1 RB

\mathbf{u}	$\varphi(\mathbf{0}), \dots, \varphi(\mathbf{11})$											
0	-1	1	3	-3	3	3	1	1	3	1	-3	3
1	1	1	3	3	3	-1	1	-3	-3	1	-3	3
2	1	1	-3	-3	-3	-1	-3	-3	1	-3	1	-1
3	-1	1	1	1	1	-1	-3	-3	1	-3	3	-1
4	-1	3	1	-1	1	-1	-3	-1	1	-1	1	3
5	1	-3	3	-1	-1	1	1	-1	-1	3	-3	1
6	-1	3	-3	-3	-3	3	1	-1	3	3	-3	1
7	-3	-1	-1	-1	1	-3	3	-1	1	-3	3	1
8	1	-3	3	1	-1	-1	-1	1	1	3	-1	1
9	1	-3	-1	3	3	-1	-3	1	1	1	1	1
10	-1	3	-1	1	1	-3	-3	-1	-3	-3	3	-1
11	3	1	-1	-1	3	3	-3	1	3	1	3	3
12	1	-3	1	1	-3	1	1	1	-3	-3	-3	1
13	3	3	-3	3	-3	1	1	3	-1	-3	3	3
14	-3	1	-1	-3	-1	3	1	3	3	3	-1	1
15	3	-1	1	-3	-1	-1	1	1	3	1	-1	-3
16	1	3	1	-1	1	3	3	3	-1	-1	3	-1
17	-3	1	1	3	-3	3	-3	-3	3	1	3	-1
18	-3	3	1	1	-3	1	-3	-3	-1	-1	1	-3
19	-1	3	1	3	1	-1	-1	3	-3	-1	-3	-1
20	-1	-3	1	1	1	1	3	1	-1	1	-3	-1
21	-1	3	-1	1	-3	-3	-3	-3	-3	1	-1	-3
22	1	1	-3	-3	-3	-3	-1	3	-3	1	-3	3
23	1	1	-1	-3	-1	-3	-1	3	-3	1	-3	3
24	1	1	3	1	3	3	-1	1	-1	-3	-3	1
25	1	-3	3	3	1	3	3	1	-3	-1	-1	3
26	1	3	-3	-3	3	-3	1	-1	-1	3	-1	-3
27	-3	-1	-3	-1	-3	3	1	-1	1	3	-3	-3
28	-1	3	-3	3	-1	3	3	-3	3	3	-1	-1
29	3	-3	-3	-1	-1	-3	-1	3	-3	3	1	-1

As sequências definidas pelas equações (3.3) e (3.4) apresentam as seguintes propriedades:

- Amplitude constante;
- autocorrelação circular igual a zero;
- resposta em frequência plana;
- baixa correlação cruzada circular entre duas sequências, posto que L é um número primo.

A ortogonalidade entre as sequências de referência dos diversos terminais pode ser obtida por técnicas de multiplexação em frequência, tempo ou código. Na multiplexação em frequência, um conjunto distinto de subportadoras é selecionado para o envio dos sinais de referência. Na multiplexação em tempo, cada terminal envia sua sequência de referência em instantes diferentes de tempo. Na multiplexação em código, a sequência de cada usuário é construída de maneira que possua baixa correlação cruzada com as sequências dos demais terminais. Duas sequências Zadoff-Chu CAZAC diferentes, por exemplo, são ortogonais no domínio de código.

O *uplink* do sistema LTE utiliza multiplexação em frequência para transmissões com uma única antena, e multiplexação em código para transmissões multiusuário com múltiplas antenas (técnica MIMO, *Multiple-Input Multiple-Output*).

4 Modelos de Canal

A modelagem de um canal de transmissão para projeto e desenvolvimento de sistemas de telecomunicações implica em extensivo trabalho de medidas de campo, onde as características do canal devem ser levantadas para as frequências e largura de banda mais relevantes para o sistema em questão (49).

Assim, muitos institutos e grupos de pesquisa ao redor do mundo descrevem modelos de canal apropriados para os mais diversos cenários de comunicação sem fio. Com base nos parâmetros levantados por essas instituições é possível realizar o projeto e análise de desempenho de sistemas de telecomunicações. Tais parâmetros descrevem modelos realísticos do ambiente que o objeto de estudo irá operar.

Uma das formas utilizadas para caracterizar um modelo de canal de transmissão com multipercursos é através do chamado perfil de atraso de potência (PDP – do inglês, *Power Delay Profile*) (50). O PDP é descrito por uma tabela que define o canal por meio das atenuações, atrasos e frequências de Doppler de cada um dos múltiplos percursos. Com base no PDP de um determinado canal, sua resposta impulsiva variante no tempo pode ser caracterizada no domínio discreto, como segue:

$$\mathbf{h}(t) = \left\langle \left\{ \begin{array}{l} h_n(t) = a_n \cdot \cos(2\pi f_{D_n} t), \quad \forall n \in \mathcal{T} \\ h_n(t) = 0, \quad \forall n \notin \mathcal{T} \end{array} \right. \middle| n \in \mathbb{Z} \wedge 0 \leq n \leq \max(\mathcal{T}) \right\rangle \quad (4.1)$$

Na equação 4.1, \mathcal{T} é o conjunto de todos os atrasos enumerados no PDP em número de amostras, e a_n e f_{D_n} são, respectivamente, a atenuação máxima e a frequência de Doppler do percurso cujo atraso é de n amostras. Na Tabela 13 é apresentado o exemplo de um PDP de um canal de transmissão com multipercursos de três caminhos e frequência de amostragem de 1MHz.

Os atrasos de 0, 10 e 15 μ s equivalem no domínio discreto, a uma taxa de amostragem de 1MHz, a atrasos de 0, 10, e 15 amostras respectivamente ($n = \lfloor t \cdot F_s \rfloor$, onde $\lfloor \cdot \rfloor$ denota

Tabela 13: Exemplo de perfil de atraso de potência

Atraso do caminho [μs]	Atenuação do Caminho	Frequência de Doppler do caminho [Hz]
0	1,00	0
10	0,25	0
15	0,75	5

a operação piso). Portanto, para o sistema do exemplo $\mathcal{T} = \{0,10,15\}$. E a resposta impulsiva variante no tempo do canal é dada por:

$$\mathbf{h}(t) = \langle h_0(t) = 1 \quad h_{10}(t) = 0,25 \quad h_{15}(t) = 0,75 \cos(2\pi 5t) \quad h_n(t) = 0 | \forall n \notin \mathcal{T} \rangle \quad (4.2)$$

Nas próximas sessões serão discutidos modelos de canal utilizado para enlaces de telefonia móvel, e serão apresentados os modelos utilizados na etapa experimental deste trabalho.

4.1 Modelos de Canal ITU

Os modelos de canal ITU foram criados para a pesquisa de sistemas de acesso por rádio de terceira geração IMT-2000 (*International Mobile Telecommunications-2000*) (51). Os principais cenários explorados pela ITU, na época, foram:

- Interior de escritório;
- exterior para interior de escritório;
- pedestre;
- e veicular.

Tendo esses cenários como referência, foram estabelecidos quatro modelos de canais: *ITU Pedestrian A Speed 3km/h* (PA3), *ITU Pedestrian B Speed 3km/h* (PB3), *ITU Vehicular A Speed 30km/h* (VA30), *ITU Vehicular A Speed 120km/h* (VA120). Os perfis de atraso de potência desses canais são apresentados nas Tabelas 14 a 16.

Esses perfis podem ser utilizados com uma frequência de Doppler (f_d) próxima daquela relativa a velocidade descrita no nome do canal (equação 4.3, onde f_c é a frequência central

Tabela 14: Perfil de atraso de potência para canal PA3

Atraso [ns]	Atenuação do Caminho [dB]
0	0
110	-9,7
190	-19,2
410	-22,8

Tabela 15: Perfil de atraso de potência para canal PB3

Atraso [ns]	Atenuação do Caminho [dB]
0	0
200	-0,9
800	-4,9
1200	-8,0
2300	-7,8
3700	-23,9

Tabela 16: Perfil de atraso de potência para canais VA30 e VA120

Atraso [ns]	Atenuação do Caminho [dB]
0	0
310	-1,0
710	-9,0
1090	-10,0
1730	-15,0
2510	-20,0

do canal de transmissão e v é a velocidade de deslocamento dos terminais, e c é a velocidade da luz).

$$f_d = \frac{f_c \cdot v}{c} \quad (4.3)$$

4.2 Modelos de Canal ITU Estendidos

A avaliação das técnicas empregadas no LTE demanda modelos com uma largura de banda superior à aquelas dos canais estabelecidos pela ITU em (51). Desse modo, a 3GPP propõem alterações nos modelos apresentados pela ITU para atender a largura de banda exigida para o sistema LTE, criando assim outros três perfis de atraso de potencia: *Extended Pedestrian A* (EPA), *Extended Vehicular A* (EVA), *Extended Typical Urban* (ETU).

O desempenho do equalizador proposto neste trabalho foi testado nesses três canais com diferentes condições de efeito Doppler.

4.2.1 EPA 5Hz

O modelo EPA apresenta baixo atraso de propagação, e reproduz a situação de um pedestre transitando por uma área urbana com células relativamente pequenas (ou até mesmo células com cerca de 2km para áreas suburbanas (49)).

A Tabela 17 apresenta o PDP para um canal EPA estático.

Tabela 17: PDP do modelo de canal EPA

Atraso [ns]	Atenuação do Caminho [dB]
0	0,0
30	-1,0
70	-2,0
80	-3,0
110	-8,0
190	-17,2
410	-20,8

A Figura 23 apresenta o módulo da resposta em frequência do canal EPA.

No modelo EPA, pode ser definida uma frequência máxima de Doppler de 5Hz (para a frequência de 2,5GHz equivale a uma velocidade de deslocamento de aproximadamente

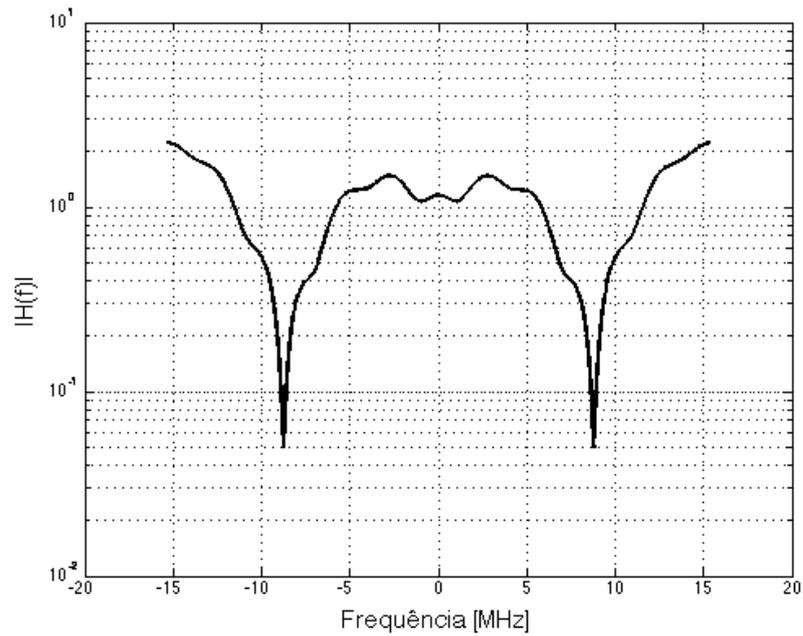


Figura 23: Resposta em frequência do canal EPA.

2km/h). As simulações realizadas nesse trabalho utilizaram o espectro Doppler de Jakes (52) para a modelagem do canal dinâmico.

O gráfico da Figura 24 apresenta o módulo da resposta em frequência e sua variação em função do tempo para o canal EPA 5Hz.

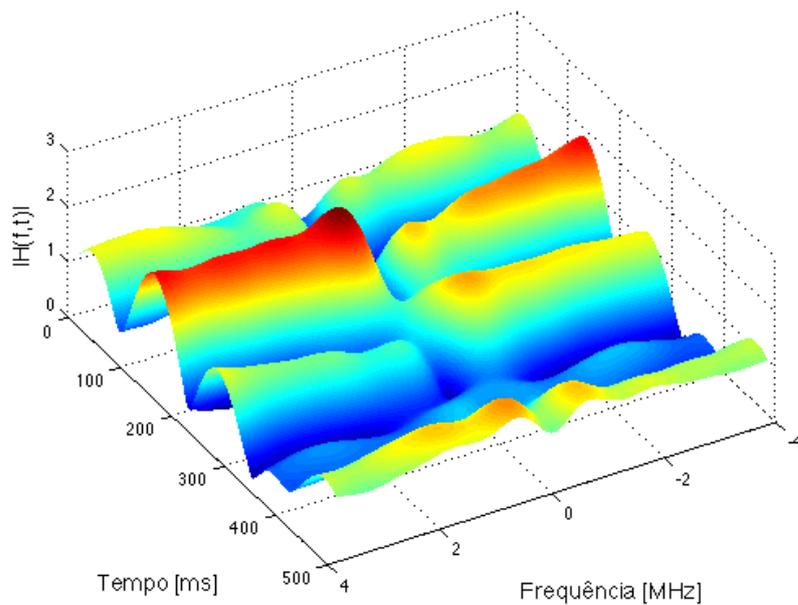


Figura 24: Resposta em frequência do canal EPA5Hz.

4.2.2 EVA 5Hz e EVA 70Hz

O modelo de canal EVA apresenta atraso de propagação médio, quando comparado com os outros modelos. Esse modelo de canal reproduz a situação de um usuário locomovendo-se por meio de um veículo automotor.

A Tabela 18 apresenta o PDP para um canal EVA estático.

Atraso [ns]	Atenuação do Caminho [dB]
0	0,0
30	-1,5
150	-1,4
310	-3,6
370	-0,6
710	-9,1
1090	-7,0
1730	-12,0
2510	-16,9

Tabela 18: PDP para modelo de canal EVA estático

A Figura 25 apresenta o módulo da resposta em frequência do canal EVA estático.

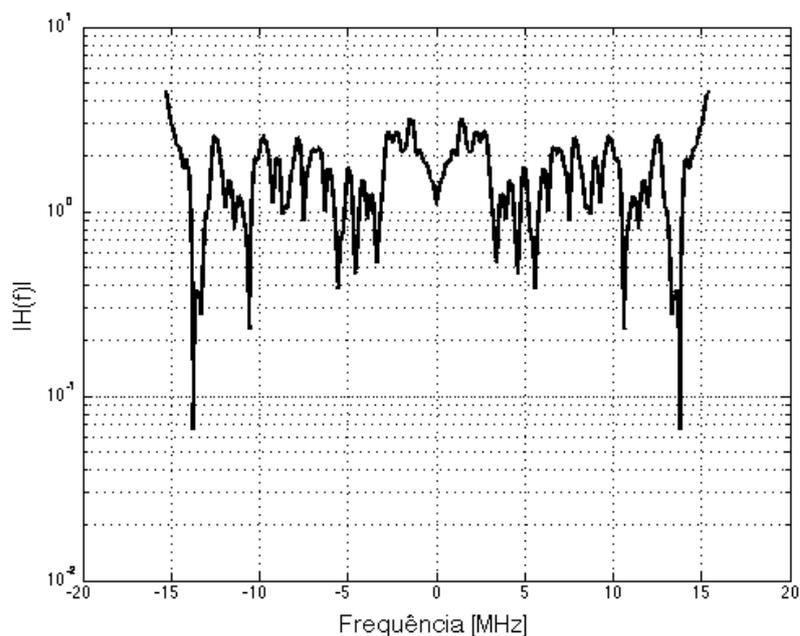


Figura 25: Resposta em frequência do canal EVA

Por meio do canal EVA é possível obter dois modelos de canais com Doppler: EVA 5Hz e EVA 70Hz. Para uma frequência de 2,5GHz, como é o caso do LTE, essas frequências de Doppler equivalem a uma velocidade de 2km/h e 30km/h, respectivamente.

Os gráficos das Figuras 26 e 27 apresentam o módulo da resposta em frequência e sua variação em função do tempo para os canais EVA 70Hz e EVA 300Hz, assumindo um espectro Doppler de Jakes.

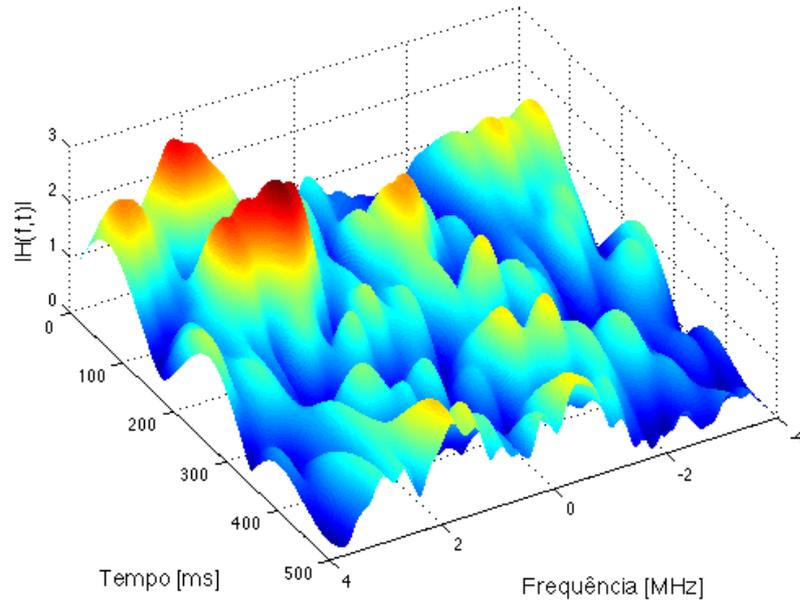


Figura 26: Resposta em frequência do canal EVA 5Hz

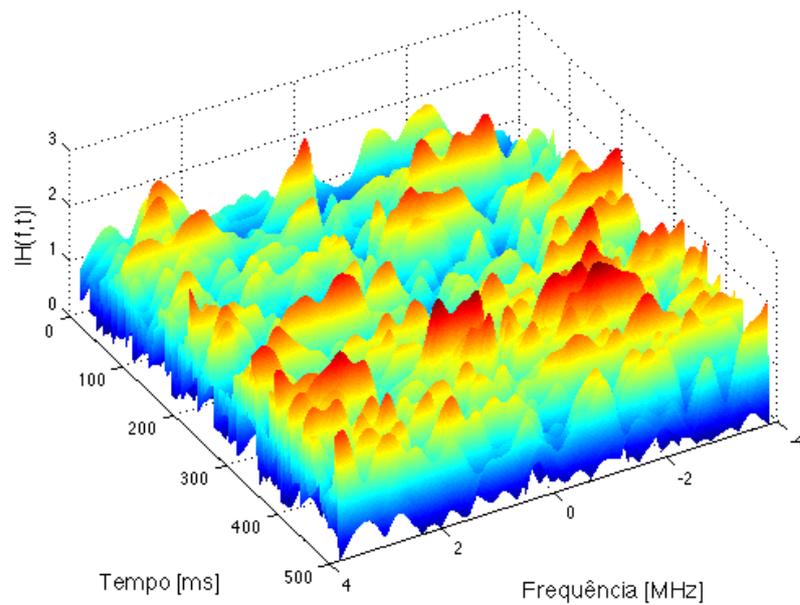


Figura 27: Resposta em frequência do canal EVA 70Hz

4.2.3 ETU 70Hz e ETU 300Hz

O modelo de canal ETU é o que apresenta maior atraso de propagação. O atraso máximo do perfil de atraso de potência desse modelo é 5000ns, que na realidade não é muito comum em um ambiente urbano. Esse modelo de canal se aplica a casos extremos do cenário urbano, suburbano e rural que ocorrem raramente, mas são muito importantes na avaliação do desempenho do sistema LTE em situações mais desafiadoras.

A Tabela 19 apresenta o PDP para um canal ETU estático.

Tabela 19: PDP para modelo de canal ETU estático

Atraso [ns]	Atenuação do Caminho [dB]
0	-1,0
50	-1,0
120	-1,0
200	0,0
230	0,0
500	0,0
1600	-3,0
2300	-5,0
5000	-7,0

A Figura 28 apresenta o módulo da resposta em frequência do canal ETU.

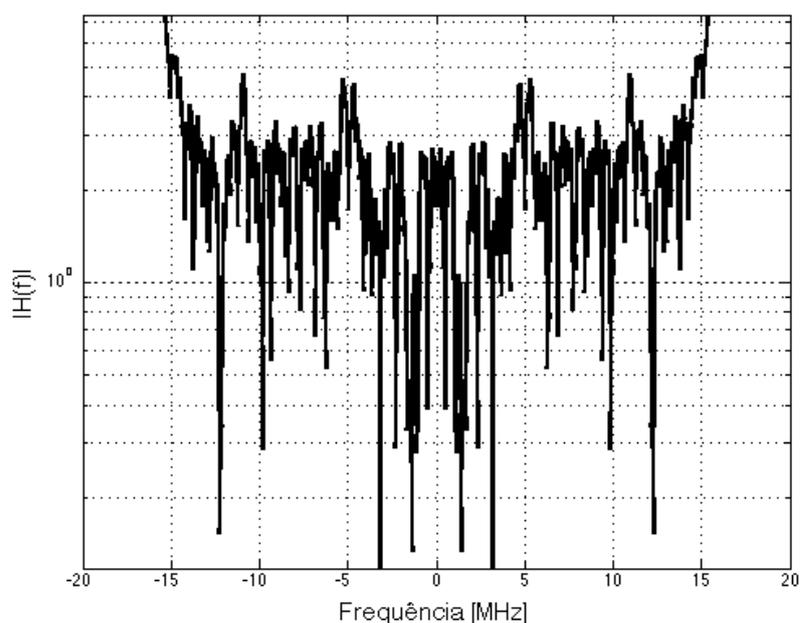


Figura 28: Resposta em frequência do canal ETU

No modelo ETU, podem ser definidas frequências máximas de Doppler de 70Hz e

300Hz.

Os gráficos das Figuras 29 e 30 apresentam o módulo da resposta em frequência e sua variação em função do tempo para os canais ETU 70Hz e ETU 300Hz assumindo espectro de Doppler de Jakes.

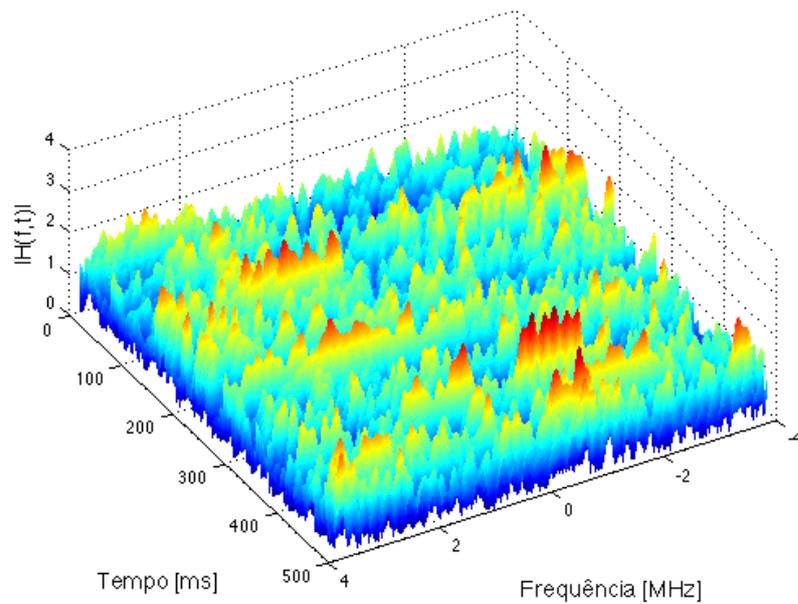


Figura 29: Resposta em frequência do canal ETU 70Hz

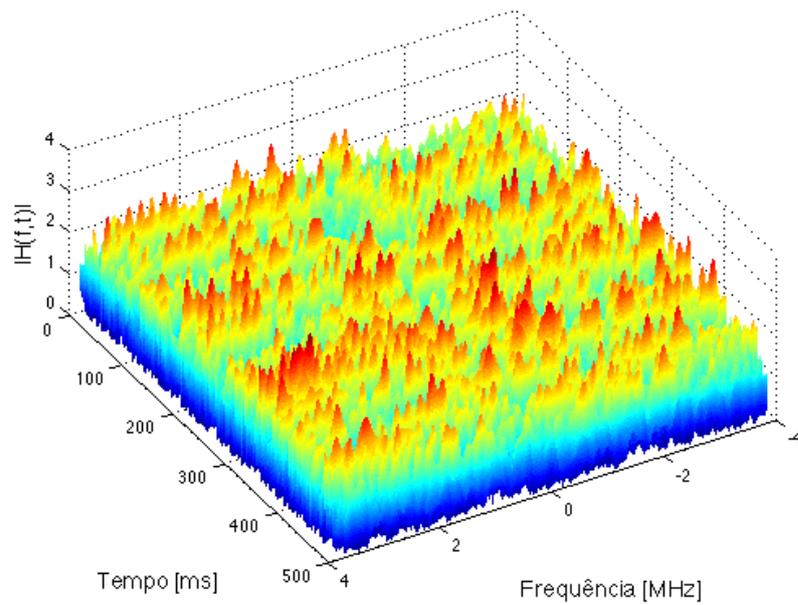


Figura 30: Resposta em frequência do canal ETU 300Hz

5 *Equalizador Concorrente Aplicado a SC-FDMA*

Como mencionado no capítulo 2 deste trabalho, um dos desafios em realizar a equalização no domínio da frequência em um sistema SC-FDMA está no fato da detecção dos símbolos nesse sistema ocorrer no domínio do tempo.

A Figura 31 apresenta a arquitetura do equalizador em frequência proposto para operar no contexto de um sistema SC-FDMA. Na figura, os blocos em azul representam dados e operações realizadas no domínio do tempo, enquanto que os blocos amarelos representam dados e operações realizadas no domínio da frequência.

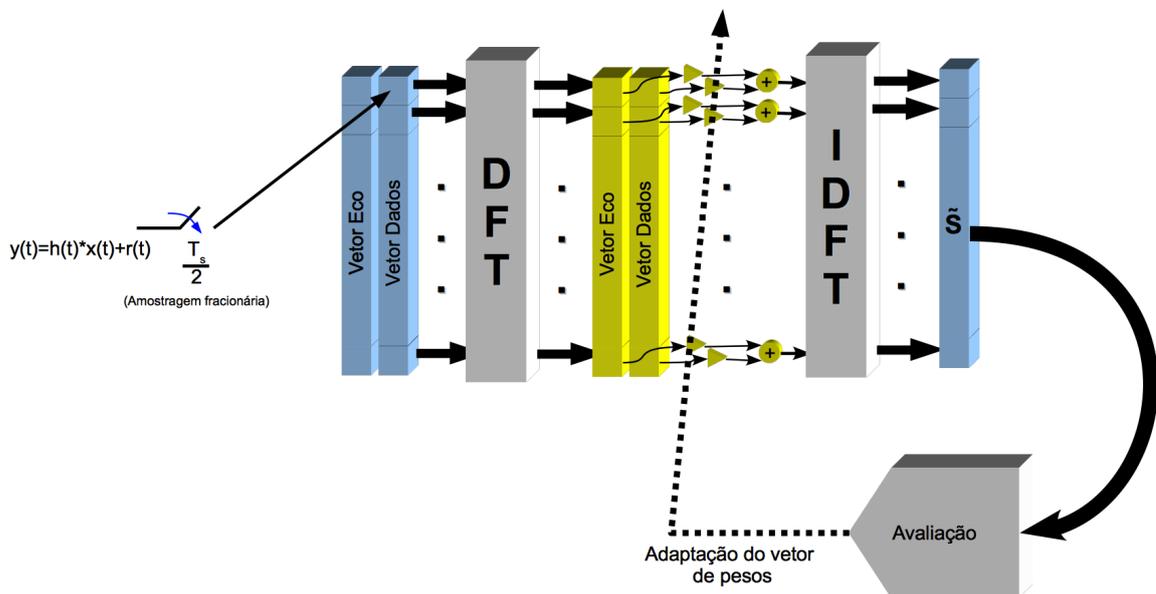


Figura 31: Arquitetura de um equalizador genérico para um sistema SC-FDMA

O sinal recebido é amostrado com uma frequência duas vezes maior do que a taxa de símbolo (técnica de amostragem fracionária). Então, as amostras pares (dados) e as amostras ímpares (eco) são armazenadas em dois vetores distintos. Cada um desses vetores é transformado para o domínio da frequência por meio de uma Transformada Discreta de Fourier (DFT).

O processo de equalização no domínio da frequência se dá por meio de uma combinação linear das amostras em frequências com predominância de eco e das amostras em frequência com predominância do dado enviado – onde os coeficientes são adaptados, a cada símbolo recebido, a fim de melhorar o processo de equalização.

A combinação linear dos vetores de eco e dados é submetida a uma Transformada Discreta de Fourier Inversa (IDFT), onde as amostras equalizadas no domínio da frequência serão transformadas em amostras no domínio do tempo que, caso o processo de equalização tenha sido bem sucedido, aproximar-se-ão da sequência de símbolos originalmente transmitida.

A sequência gerada na saída da IDFT é avaliada para quantificar o quão exato foi o processo de equalização. Com base nessa avaliação, o vetor de pesos do combinador linear é atualizado com o intuito de melhorar a desconvolução de canal dos próximos símbolos.

Neste capítulo, serão propostas modificações dos equalizadores descritos na seção 2.2 para que possam ser utilizados em um sistema SC-FDMA.

5.1 Alteração do Algoritmo LMS

Uma vez que o algoritmo LMS é supervisionado, sua adaptação para o uso no receptor do *uplink* do sistema LTE é relativamente simples. Nesse equalizador, a medição do erro pode ser realizada no domínio da frequência, para tanto deve ser armazenada no receptor a transformada de Fourier da sequência de treino, ou a sequência de treino deve ser definida no domínio da frequência (como ocorre com os sinais de referência de modulação do sistema LTE).

A Figura 32 ilustra o algoritmo LMS utilizando essa arquitetura (note que, para fins de simplificação, utilizou-se a representação vetorial, portanto as operações descritas nesse diagrama são realizadas sobre vetores).

Uma vez definido o cálculo do vetor de erro (\mathbf{E}), podemos deduzir a fórmula de atualização dos vetores de peso utilizando a Regra Delta. Conforme segue:

$$\mathbf{J} = \frac{1}{2} \mathbb{E} \left\{ |\mathbf{D} - \hat{\mathbf{S}}|^2 \right\} = \lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{J}(n) \quad (5.1)$$

Onde $\mathbb{E}\{\cdot\}$ denota o operador valor esperado.

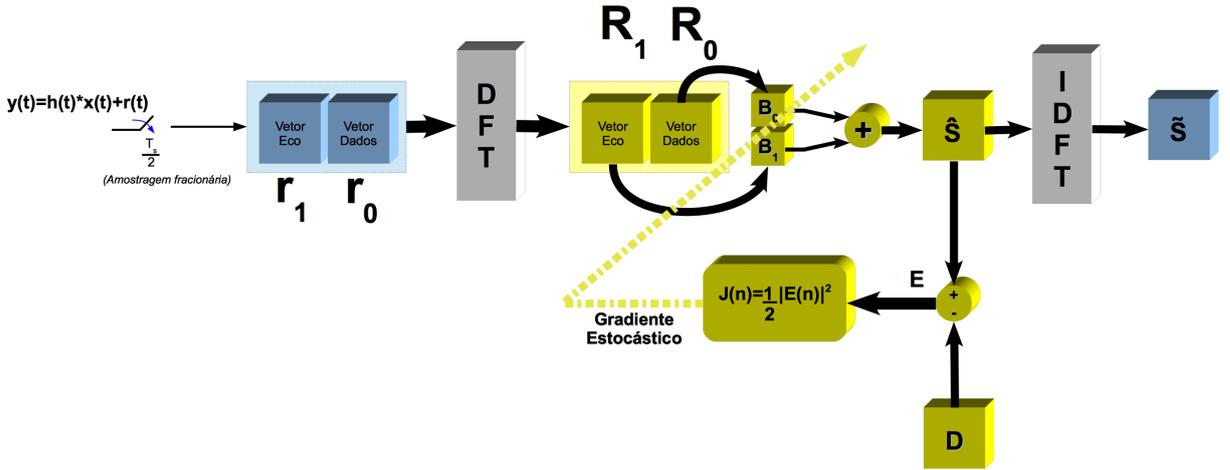


Figura 32: Algoritmo LMS proposto para SC-FDMA

$$\mathbf{J}(n) = \frac{1}{2} \left\{ |\mathbf{D} - \hat{\mathbf{S}}(n)|^2 \right\} \quad (5.2)$$

$$\mathbf{B}_p(n+1) = \mathbf{B}_p(n) + \eta_{LMS} \cdot (-\nabla_p \mathbf{J}(n)), p = 0,1 \quad (5.3)$$

Onde \mathbf{B}_0 é o vetor com os coeficientes que multiplicam as amostras com predominância de dados, \mathbf{B}_1 é o vetor com os coeficientes que multiplicam as amostras com predominância de eco, η_{LMS} é o passo de adaptação do algoritmo ($\eta_{LMS} > 0$), e

$$\nabla_p \mathbf{J} = \nabla_p^R \mathbf{J} + j \nabla_p^I \mathbf{J} = \frac{\partial \mathbf{J}}{\partial \text{Re}\{\mathbf{B}_p\}} + j \frac{\partial \mathbf{J}}{\partial \text{Im}\{\mathbf{B}_p\}} \quad (5.4)$$

é o p -ésimo componente do vetor gradiente complexo de \mathbf{J} em relação ao vetor \mathbf{B}_p .

Substituindo 5.2 em 5.5,

$$\nabla_p \mathbf{J} = \frac{1}{2} \left[\frac{\partial |\mathbf{D} - \hat{\mathbf{S}}(n)|^2}{\partial \text{Re}\{\mathbf{B}_p\}} + j \frac{\partial |\mathbf{D} - \hat{\mathbf{S}}(n)|^2}{\partial \text{Im}\{\mathbf{B}_p\}} \right] \quad (5.5)$$

Mas,

$$\begin{aligned} |\mathbf{D} - \hat{\mathbf{S}}|^2 &= (\text{Re}\{\mathbf{D}\} - \text{Re}\{\hat{\mathbf{S}}\})^2 + (\text{Im}\{\mathbf{D}\} - \text{Im}\{\hat{\mathbf{S}}\})^2 \\ &= \left\{ \text{Re}\{\mathbf{D}\} - \sum_{k=0}^1 [\text{Re}\{\mathbf{B}_k\} \text{Re}\{\mathbf{R}_k\} - \text{Im}\{\mathbf{B}_k\} \text{Im}\{\mathbf{R}_k\}] \right\}^2 \\ &\quad + \left\{ \text{Im}\{\mathbf{D}\} - \sum_{k=0}^1 [\text{Re}\{\mathbf{B}_k\} \text{Im}\{\mathbf{R}_k\} + \text{Im}\{\mathbf{B}_k\} \text{Re}\{\mathbf{R}_k\}] \right\}^2 \end{aligned} \quad (5.6)$$

Assim, podemos escrever as derivadas da equação 5.5 como segue.

$$\frac{\partial |\mathbf{D} - \hat{\mathbf{S}}(n)|^2}{\partial \text{Re}\{\mathbf{B}_p\}} = 2 \left([\text{Re}\{\mathbf{D}\} - \text{Re}\{\hat{\mathbf{S}}\}] \left[\frac{\partial \text{Re}\{\mathbf{D}\}}{\partial \text{Re}\{\mathbf{B}_p\}} - \text{Re}\{\mathbf{R}_p\} \right] + [\text{Im}\{\mathbf{D}\} - \text{Im}\{\hat{\mathbf{S}}\}] \left[\frac{\partial \text{Im}\{\mathbf{D}\}}{\partial \text{Re}\{\mathbf{B}_p\}} - \text{Im}\{\mathbf{R}_p\} \right] \right) \quad (5.7)$$

$$\frac{\partial |\mathbf{D} - \hat{\mathbf{S}}(n)|^2}{\partial \text{Im}\{\mathbf{B}_p\}} = 2 \left([\text{Re}\{\mathbf{D}\} - \text{Re}\{\hat{\mathbf{S}}\}] \left[\frac{\partial \text{Re}\{\mathbf{D}\}}{\partial \text{Im}\{\mathbf{B}_p\}} + \text{Im}\{\mathbf{R}_p\} \right] + [\text{Im}\{\mathbf{D}\} - \text{Im}\{\hat{\mathbf{S}}\}] \left[\frac{\partial \text{Im}\{\mathbf{D}\}}{\partial \text{Im}\{\mathbf{B}_p\}} - \text{Im}\{\mathbf{R}_p\} \right] \right) \quad (5.8)$$

Mas como \mathbf{D} é um valor constante, todas as derivadas das equações 5.7 e 5.8 são nulas. Assim, podemos substituir 5.7 e 5.8 em 5.5.

$$-\nabla_p \mathbf{J} = \left([\text{Re}\{\mathbf{D}\} - \text{Re}\{\hat{\mathbf{S}}\}] \text{Re}\{\mathbf{R}_p\} + [\text{Im}\{\mathbf{D}\} - \text{Im}\{\hat{\mathbf{S}}\}] \text{Im}\{\mathbf{R}_p\} \right) + j \left([\text{Im}\{\mathbf{D}\} - \text{Im}\{\hat{\mathbf{S}}\}] \text{Re}\{\mathbf{R}_p\} - [\text{Re}\{\mathbf{D}\} - \text{Re}\{\hat{\mathbf{S}}\}] \text{Im}\{\mathbf{R}_p\} \right) \quad (5.9)$$

Substituindo 5.9 em 5.3 se obtém a regra de atualização dos vetores de pesos.

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_p(n+1) &= \mathbf{B}_p(n) + \eta_{LMS} \\ &\cdot \left(\left([\text{Re}\{\mathbf{D}\} - \text{Re}\{\hat{\mathbf{S}}\}] \text{Re}\{\mathbf{R}_p\} + [\text{Im}\{\mathbf{D}\} - \text{Im}\{\hat{\mathbf{S}}\}] \text{Im}\{\mathbf{R}_p\} \right) \right. \\ &\left. + j \left([\text{Im}\{\mathbf{D}\} - \text{Im}\{\hat{\mathbf{S}}\}] \text{Re}\{\mathbf{R}_p\} - [\text{Re}\{\mathbf{D}\} - \text{Re}\{\hat{\mathbf{S}}\}] \text{Im}\{\mathbf{R}_p\} \right) \right) \\ &, p = 0,1 \end{aligned} \quad (5.10)$$

Visto que $\mathbf{E}(n) = \mathbf{D}(n) - \hat{\mathbf{S}}(n)$, 5.10 pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_p(n+1) &= \mathbf{B}_p(n) + \eta_{LMS} \\ &\cdot \left((\text{Re}\{\mathbf{E}\} \text{Re}\{\mathbf{R}_p\} + \text{Im}\{\mathbf{E}\} \text{Im}\{\mathbf{R}_p\}) \right. \\ &\left. + j (\text{Im}\{\mathbf{E}\} \text{Re}\{\mathbf{R}_p\} - \text{Re}\{\mathbf{E}\} \text{Im}\{\mathbf{R}_p\}) \right) \end{aligned} \quad (5.11)$$

Mas,

$$\left[\begin{array}{l} (\text{Re}\{\mathbf{E}\} \text{Re}\{\mathbf{R}_p\} + \text{Im}\{\mathbf{E}\} \text{Im}\{\mathbf{R}_p\}) + \\ j (\text{Im}\{\mathbf{E}\} \text{Re}\{\mathbf{R}_p\} - \text{Re}\{\mathbf{E}\} \text{Im}\{\mathbf{R}_p\}) \end{array} \right] = \mathbf{E} \cdot \mathbf{R}_p^* \quad (5.12)$$

Portanto, a regra de atualização dos vetores de pesos pode ser reescrita, de maneira mais convenientemente, como segue.

$$\mathbf{B}_p(n+1) = \mathbf{B}_p(n) + \eta_{LMS} \cdot \mathbf{E} \cdot \mathbf{R}_p^* \quad (5.13)$$

5.2 Alteração do Algoritmo DD

Diferente do algoritmo LMS, a alteração do equalizador DD para operar em um sistema SC-FDMA não ocorre de maneira tão direta. Isso se deve ao fato do equalizador DD tratar-se de um algoritmo não supervisionado, e para seu funcionamento é necessário que os símbolos do sinal que se está equalizando apresente uma determinada estrutura – o que não ocorre com o sinal SC-FDMA no domínio da frequência. A Figura 33 ilustra essa situação, onde é apresentado um conjunto de símbolos 16QAM no tempo, e os símbolos complexos da Transformada de Fourier dessa sequência.

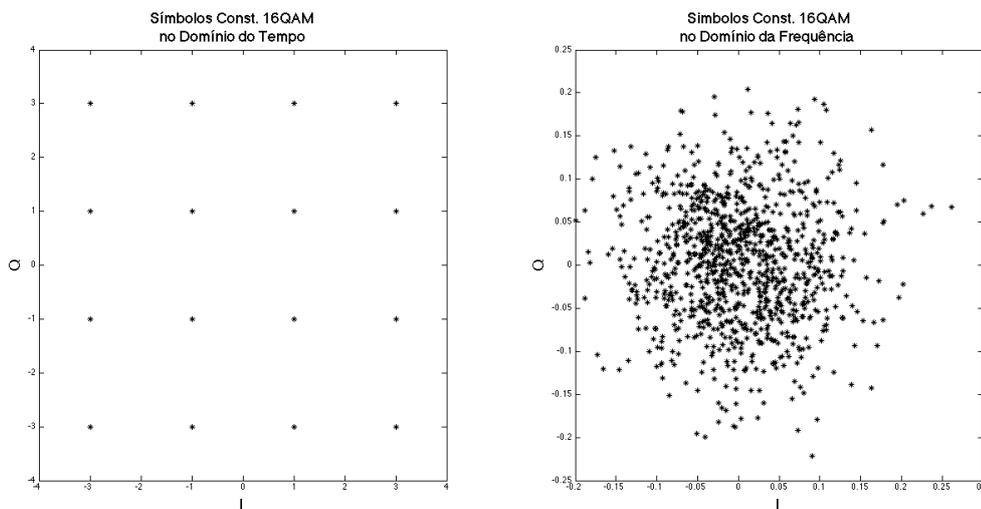


Figura 33: Símbolos IQ no domínio do tempo e da frequência

Na Figura 34 são ilustradas as modificações realizadas no algoritmo DD para seu funcionamento em um sistema SC-FDMA.

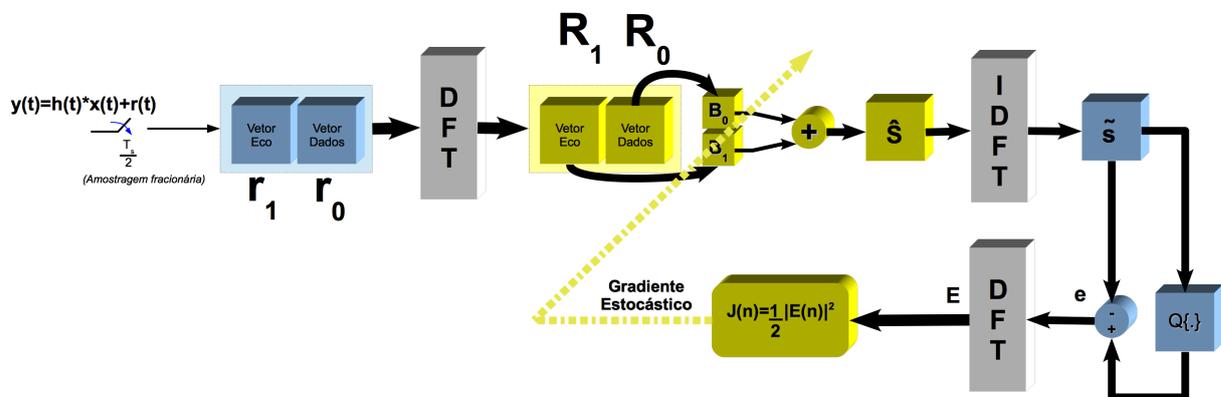


Figura 34: Equalizador DD proposto para SC-FDMA

Tal como ocorre em um sistema monoportadora, os símbolos equalizados são submetidos a um quantizador ($Q\{\cdot\}$), que retorna o símbolo pertencente ao alfabeto mais próximo

de seu argumento), com a única diferença que ao invés dessa operação ser realizada em um escalar ela é realizada no vetor que representa um símbolo SC-FDMA.

Logo após, é calculado o vetor de erro \mathbf{e}_{DD} , que é obtido pela subtração da saída do quantizador pelo vetor de símbolos equalizados $\tilde{\mathbf{s}}$. Então, o vetor de erro é convertido para o domínio da frequência por uma DFT, obtendo-se o vetor de erro \mathbf{E}_{DD} . Esse vetor é utilizado para calcular a função de custo \mathbf{J} , que guiará o algoritmo de Gradiente Estocástico para o minimização do erro em cada uma das subportadoras.

Note que, uma vez obtido o vetor de erro no domínio da frequência, o processo de atualização dos vetores de pesos se dá tal qual ocorre no algoritmo LMS proposto na subseção anterior. Ou seja:

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_p(n+1) &= \mathbf{B}_p(n) + \eta_{DD} \cdot \mathbf{E}_{DD} \cdot \mathbf{R}_p^* \\ &= \mathbf{B}_p(n) + \eta_{DD} \cdot DFT\{Q\{\hat{s}(n)\} - \hat{s}(n)\} \cdot \mathbf{R}_p^* \end{aligned} \quad (5.14)$$

Onde, η_{DD} é o passo de adaptação do algoritmo DD.

5.3 Alteração do Algoritmo CMA

Por tratar-se de um algoritmo não supervisionado, assim como o método DD, o CMA também exige que exista uma determinada estrutura nos símbolos a serem equalizados. Portanto, na modificação do algoritmo CMA, a avaliação do processo de equalização necessita ser realizada no domínio do tempo (domínio onde a constelação apresenta estrutura).

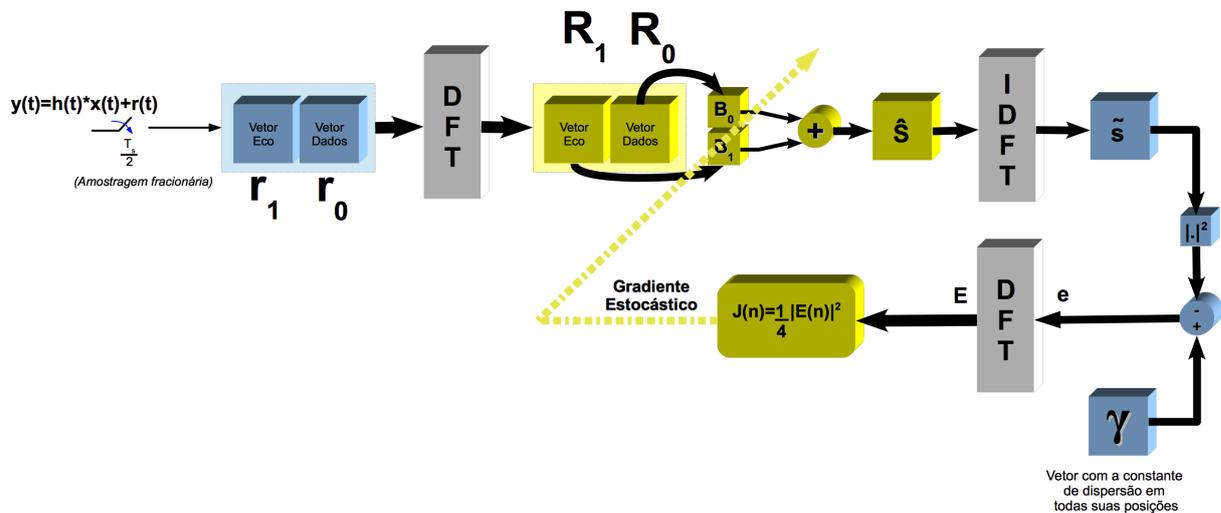


Figura 35: Equalizador CMA proposto para SC-FDMA

Os elementos do vetor com símbolos equalizados $\tilde{\mathbf{s}}$ são submetidos a operação $|\cdot|^2$,

Tabela 20: Vetores de erro de equalização para cada algoritmo

Algoritmo	\mathbf{E}_{ALG}
LMS	$\mathbf{E}_{LMS} = \mathbf{D} - \hat{\mathbf{S}}$
DD	$\mathbf{E}_{DD} = DFT\{Q\{\tilde{\mathbf{s}}\} - \tilde{\mathbf{s}}\}$
CMA	$\mathbf{E}_{CMA} = DFT\{\tilde{\mathbf{s}}(\gamma - \tilde{\mathbf{s}} ^2)\}$

que retorna o quadrado do módulo de cada elemento. Após, para obter-se o valor do vetor de erro no tempo e , o quadrado do módulo de $\tilde{\mathbf{s}}$ é subtraído do vetor γ – que é um vetor com todos os elementos igual a constante de dispersão da constelação γ .

Para obter a regra de atualização dos vetores de pesos é utilizada a semelhança entre os algoritmos LMS, DD e CMA, introduzida na subseção 2.2.2. Independente do método utilizado para a equalização, a atualização dos vetores de pesos se dá pela seguinte regra genérica:

$$\mathbf{B}_p(n+1) = \mathbf{B}_p(n) + \eta_{ALG} \cdot \mathbf{E}_{ALG} \cdot \mathbf{R}_p^* \quad (5.15)$$

onde \mathbf{E}_{ALG} é o vetor de erro de equalização no domínio da frequência do algoritmo utilizado, e η_{ALG} é o passo de adaptação do algoritmo.

A tabela a seguir apresenta o cálculo do vetor de erro de equalização para cada um dos algoritmos mencionados anteriormente.

Assim, podemos substituir em 5.15 o valor de \mathbf{E}_{CMA} , obtendo a regra de atualização para o algoritmo CMA.

$$\mathbf{B}_p(n+1) = \mathbf{B}_p(n) + \eta_{CMA} \cdot [DFT\{\tilde{\mathbf{s}}(\gamma - |\tilde{\mathbf{s}}|^2)\}] \cdot \mathbf{R}_p^* \quad (5.16)$$

5.4 Alteração do Algoritmo Concorrente

Uma vez definido o método de atualização dos algoritmos CMA e DD, podemos propor um equalizador onde os dois algoritmos operem cooperativamente para a redução do erro de equalização. A Figura 36 a seguir apresenta a estrutura do Equalizador Concorrente modificado para operar em sistemas SC-FDMA.

Nesse contexto, o algoritmo CMA é implementado como definido na seção 5.3. Então, após a atualização dos vetores de peso pelo algoritmo CMA, é avaliada a convergência do processo de adaptação. Dependendo do grau de convergência do equalizador, o algoritmo

DD é ativado – essa operação define um elo não-linear entre o método CMA e o DD de maneira a evitar que a atualização do vetor de pesos pelo DD eleve o nível de erro de equalização do algoritmo CMA.

A fim de medir o grau de convergência do equalizador, após a atualização do vetor de pesos pelo método CMA é calculado quantos símbolos do vetor \tilde{s} mudaram de região de decisão.

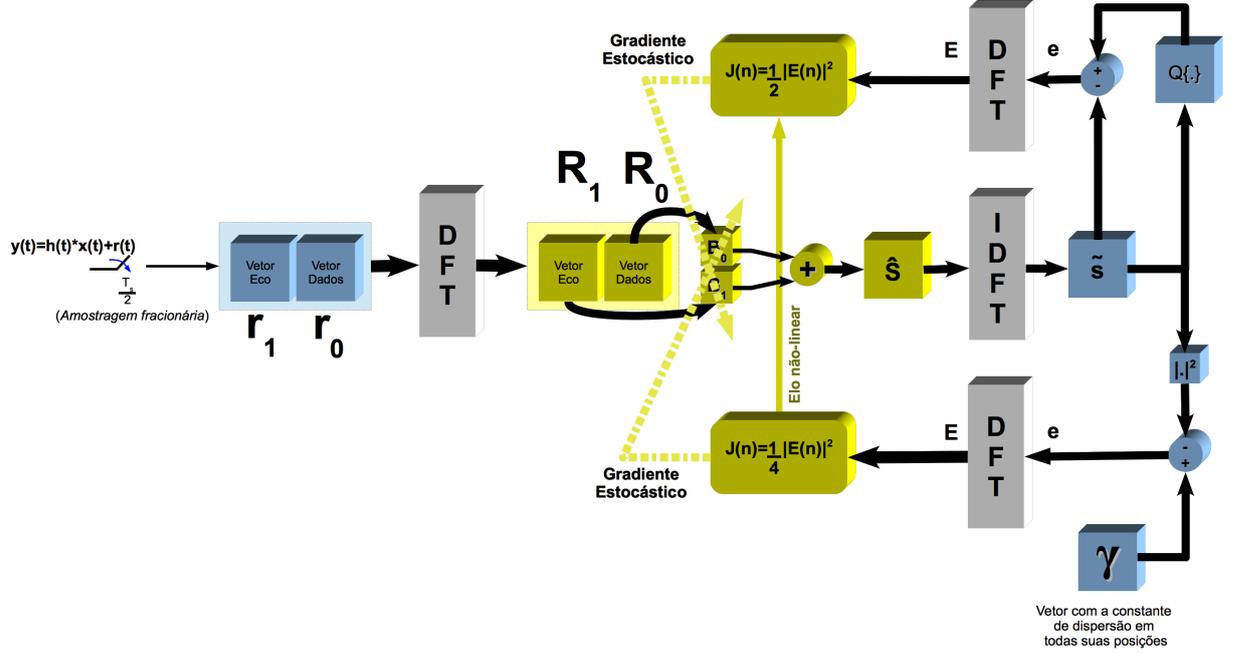


Figura 36: Diagrama modificado do Algoritmo Concorrente para operar em sistemas SC-FDMA

A função ξ , definida em 5.17, representa o grau de convergência do processo de equalização.

$$\xi(n) = \frac{\#\{\tilde{s}_i | \forall \tilde{s}_i \in \tilde{s}(n) \wedge \forall \tilde{s}'_i \in \tilde{s}'(n) \wedge Q\{\tilde{s}_i\} = Q\{\tilde{s}'_i\}\}}{\#\tilde{s}} \quad (5.17)$$

onde $\#\{\cdot\}$ é o operador cardinalidade, \tilde{s} é o vetor com os símbolos equalizados antes da atualização do vetor de pesos e \tilde{s}' é o vetor com os símbolos equalizados após a atualização do vetor de pesos pelo algoritmo CMA. O valor de $\xi \in \mathbb{R} | 0 \leq \xi \leq 1$, onde o valor 0 representa que todos os símbolos mudaram de região de decisão e 1 representa que todos os símbolos permaneceram na mesma região de decisão.

Baseado nessa função de convergência, nas próximas subseções serão analisados possíveis elos não-lineares que serão avaliados nas simulações.

5.4.1 Elo Não-Linear Trivial (ψ_0)

O primeiro elo não-linear vem da versão do Equalizador Concorrente para sistemas monoportadora. Ele pode ser descrito pela função ψ_0 definida em 5.18.

$$\psi_0(\xi) = \begin{cases} 1, & \xi = 1 \\ 0, & \xi < 1 \end{cases} \quad (5.18)$$

onde ξ é o grau de convergência do algoritmo. Ou seja, o método DD é executado, se e somente se, nenhum dos símbolos de \tilde{s} mudar de região de decisão após a atualização do equalizador pelo método CMA.

Apesar dessa função provir diretamente do elo proposto em (18), cabe o estudo de outras funções de ativação para o método DD, uma vez que, para esse novo contexto, em que a avaliação é realizada em blocos de símbolos, a adoção de uma função tão conservadora, como é o caso de ψ_0 , pode aproximar o funcionamento do Algoritmo Concorrente ao funcionamento do algoritmo CMA-DD – devido ao fato do método CMA precisar atingir um alto grau de convergência para que o método DD comece a atuar.

5.4.2 Elo Não-Linear Identidade (ψ_1)

O segundo elo não-linear entre os algoritmos CMA e DD que será testado é descrito pela função ψ_1 , definida em 5.19.

$$\psi_1(\xi) = \xi \quad (5.19)$$

Ou seja, a ativação do algoritmo DD se dá diretamente proporcional ao grau de convergência do equalizador. Com essa função, o algoritmo DD começa a atuar, com uma intensidade considerável, mesmo antes de se atingir um grau razoável de convergência. Portanto, é necessário avaliar se a utilização dessa função de ativação para o método DD não causará a divergência do Equalizador Concorrente.

As funções definidas nas próximas seções visam concentrar a atualização via o método DD quando se atingir um grau de convergência do sistema mais alto.

5.4.3 Elo Não-Linear Quadrático (ψ_2)

O elo não-linear quadrático visa concentrar a predominância da atuação do algoritmo DD na atualização dos vetores de pesos para graus de convergência mais elevados. A função de ativação ψ_2 é definida na equação 5.20.

$$\psi_2(\xi) = \xi^2 \quad (5.20)$$

O gráfico de ψ_2 em função do grau de convergência do algoritmo pode ser analisado na Figura 37. Note que para o algoritmo DD receber uma ativação de mais de 50%, o grau de convergência deve ser superior a 70%.

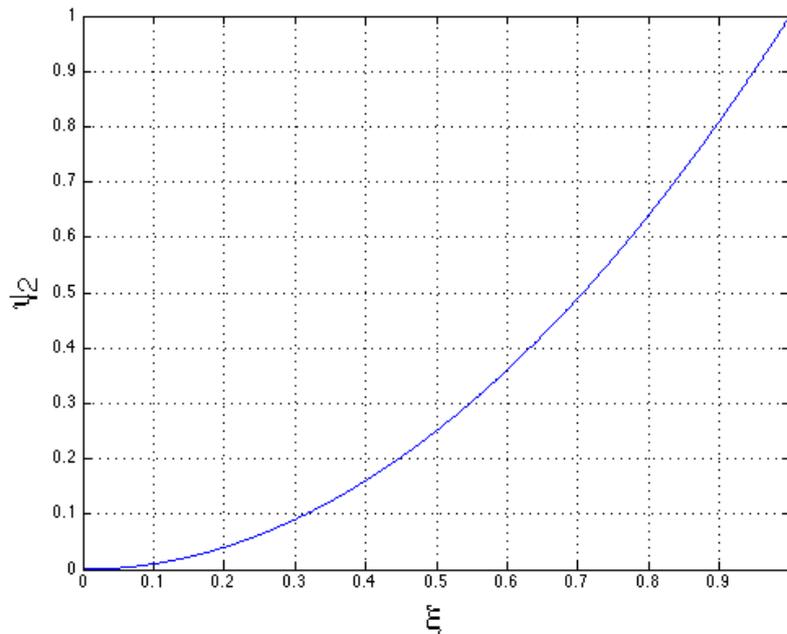


Figura 37: Função de ativação quadrática

5.4.4 Elo Não-Linear Sigmoidal (ψ_3)

A função sigmoide é utilizada no projeto de redes neurais artificiais como função de ativação entre as diversas camadas da rede (53) (54). A função de ativação sigmoidal ψ_3 é descrita pela equação 5.21.

$$\psi_3(\xi, \lambda, \tau) = \frac{1}{1 + e^{-\lambda(\xi - \tau)}} \quad (5.21)$$

Na realidade, essa equação define uma classe de curvas, onde o parâmetro τ define o

ponto em que ψ_3 vale 0,5 (50% de ativação) e $\frac{\lambda}{4}$ é a declividade da curva nesse ponto. No gráfico da Figura 38 pode ser observada a influência do parâmetro τ , e no gráfico da Figura 39 pode ser observada a influência do parâmetro λ na curva gerada.

É possível perceber que para valores de τ mais próximos de 1, a função de ativação torna o algoritmo mais conservador (exige um grau de convergência maior para atuação do método DD). Bem como, para valores menores de λ é realizada uma transição mais suave entre o modo CMA e o modo concorrente, ao passo que valores de λ maiores descrevem uma transição mais abrupta entre os dois modos.

5.4.5 Elo Não-Linear Degrau (ψ_4)

O elo não-linear por função degrau define um limiar de grau de convergência a partir do qual o método DD atuará no equalizador. Essa função de ativação é uma generalização da função ψ_0 , e uma especialização da função ψ_3 (caso em que $\lambda \rightarrow \infty$). A função de ativação degrau é definida na equação 5.22 e tem como parâmetro o valor do limiar τ .

$$\psi_4(\xi, \tau) = \begin{cases} 1, & \xi \geq \tau \\ 0, & \xi < \tau \end{cases} \quad (5.22)$$

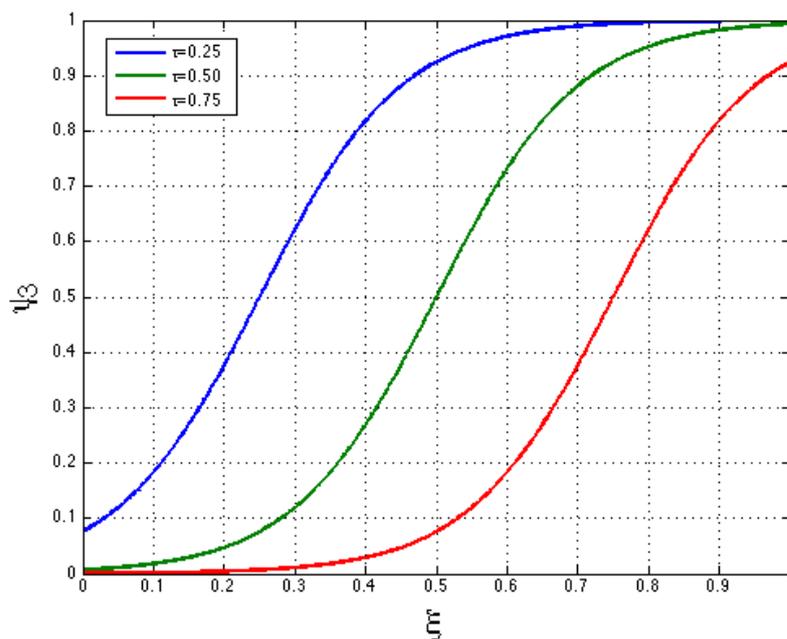
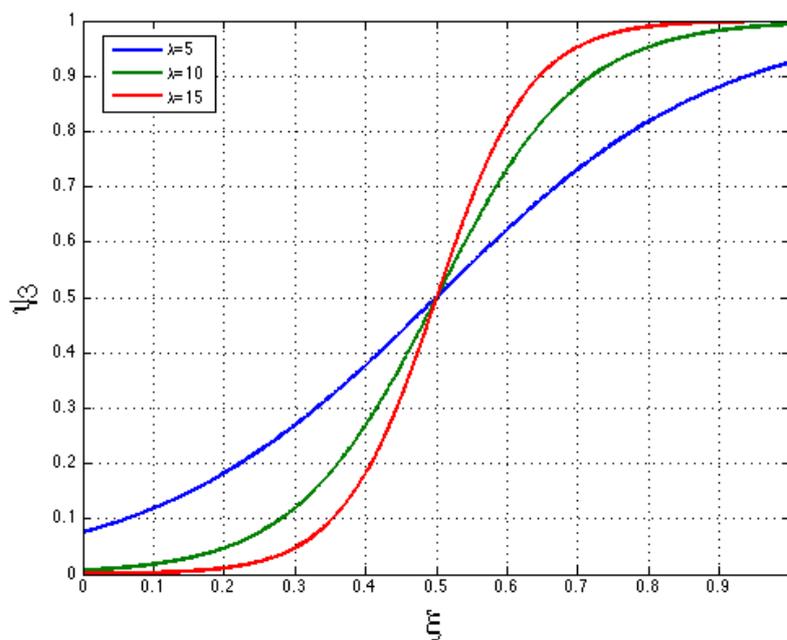
5.4.6 Inicialização dos Vetores de Pesos

Os valores de inicialização dos vetores de pesos é importante para evitar a divergência da função de custo do Equalizador Concorrente, bem como evitar que seu processo de minimização convirja para um mínimo local.

Para o equalizador implementado nesse trabalho adotou-se o processo de inicialização proposto por D'Agostini em (5), onde os vetores de pesos \mathbf{B}_0 e \mathbf{B}_1 tem todos seus elementos inicializados com o valor $\frac{1}{\sqrt{2}} + j0$. Ou seja, uma vez que os vetores \mathbf{B}_0 e \mathbf{B}_1 representam os coeficientes de um combinador linear no domínio da frequência, esse método de inicialização assume *a priori* que metade da potência dos símbolos provém das amostras de dado e outra metade provém das amostras de eco.

5.4.7 Correção de Fase

Um dos problemas da utilização do algoritmo CMA é que, após a convergência, a constelação pode sofrer um giro de fase residual θ . Isso deve-se ao fato desse algoritmo

Figura 38: Curvas sigmóides para diferentes valores de τ ($\lambda = 10$)Figura 39: Curvas sigmóides para diferentes valores de λ ($\tau = 0,5$)

ser não supervisionado e do seu sinal de referência não carregar informação de fase, o que pode ser constatado pela equação (72).

$$|s|^2 = |s \cdot e^{j\theta}|^2 \quad (5.23)$$

onde s é um símbolo complexo qualquer.

No caso do algoritmo DD, que também é da classe dos equalizadores não supervisionados, considerando-se que esse equalizador está desconvolvendo o canal de um sinal modulado em uma constelação QAM quadrada, a constelação equalizada pode sofrer um giro de fase múltiplo de 90° . Isso deve-se ao fato de que para uma constelação QAM a igualdade definida na equação 5.24 torna-se verdadeira.

$$\mathbb{E}\{\angle(s)\} = \mathbb{E}\{\angle(s \cdot e^{jn90^\circ})\}, \forall n \in \mathbb{Z} \quad (5.24)$$

onde $\mathbb{E}\{\cdot\}$ é o operador valor esperado, $\angle(\cdot)$ é o operador ângulo e s é um símbolo de um alfabeto QAM.

Portanto é necessário prover um mecanismo de correção de fase do algoritmo. Neste trabalho, os símbolos de referência do sistema LTE foram utilizados como maneira de mensurar o giro de fase, e então corrigi-lo. Assim, a cada símbolo de referência recebido a saída do equalizador é comparada com o símbolo de referência, e a correção de fase é executada.

Uma vez que a Transformada de Fourier de um sinal é uma operação linear, esse operador obedece o princípio da homogeneidade, assim um giro de fase constante no tempo (domínio em que o sinal de erro dos algoritmos CMA e DD é medidos) implica em um giro idêntico em todas as amostras do domínio da frequência e vice-versa. Tal asserção é expressa pela equação 5.25.

$$DFT\{s\} = S \Leftrightarrow DFT\{s \cdot e^{j\theta}\} = S \cdot e^{j\theta} \quad (5.25)$$

Assim, sendo a correção do giro de fase dos símbolos no domínio do tempo, pode ser feito através de um giro contrário nos coeficientes dos vetores de peso. Então, a cada símbolo de referência \mathbf{D} recebido, a seguinte operação é realizada nos vetores de pesos.

$$\mathbf{B}_k(n+1) = \mathbf{B}_k(n) \cdot \left(\frac{\mathbf{D} \cdot |\hat{\mathbf{S}}(n)|}{\hat{\mathbf{S}}(n) \cdot |\mathbf{D}|} \right) \quad (5.26)$$

Essa operação garante que, mesmo utilizando-se dois métodos adaptativos não supervisionados, após a convergência não haverá nenhuma giro de fase residual na constelação equalizada.

5.4.8 Procedimento do Algoritmo Concorrente para SC-FDMA

A tabela a seguir descreve os passos do Equalizador Concorrente considerando seu funcionamento por um tempo infinito.

Tabela 21: Passos do Algoritmo Concorrente

Etapa	Procedimento
1	<p style="text-align: center;"><u>Inicialização do contador de símbolos SC-FDMA</u></p> <p style="text-align: center;">$i = 0$</p> <p style="text-align: center;"><u>Inicialização dos vetores de pesos</u></p> $\mathbf{B}_0 = \left[\frac{1}{2} + \mathbf{j0} \right]$ $\mathbf{B}_1 = \left[\frac{1}{2} + \mathbf{j0} \right]$ <p>onde $\left[\frac{1}{2} + \mathbf{j0} \right]$ é um vetor com o valor $\frac{1}{2} + j0$ em todas as posições.</p>
2	<p style="text-align: center;"><u>Cálculo da saída do equalizador antes da adaptação</u></p> $\hat{\mathbf{S}}'(i) = \mathbf{B}_0^T(i)\mathbf{R}_0(i) + \mathbf{B}_1^T(i)\mathbf{R}_1(i)$ $\check{\mathbf{s}}'(i) = IDFT\{\hat{\mathbf{S}}'(i)\}$ <p>onde \mathbf{R}_0 e \mathbf{R}_1 são 2 vetores com a transformada de Fourier da sequência de amostras pares e ímpares obtidas por amostragem fracionária.</p>

Etapa	Procedimento
3	<p style="text-align: center;"><u>Correção de Fase</u></p> <p style="text-align: center;">Se $i \bmod N_{symp}^{UL} = 3$</p> <ul style="list-style-type: none"> • $\mathbf{B}_p(i+1) = \mathbf{B}_p(i) \cdot \frac{\mathbf{D} \mathbf{S}'(i) }{\mathbf{S}'(i) \mathbf{D} }$ • Vai para passo 10 <p style="text-align: center;">Senão</p> <ul style="list-style-type: none"> • Vai para passo 4 <p style="text-align: center;">onde N_{symp}^{UL} é o número de símbolos SC-FDMA por slot. (6 para CP estendido, 7 para CP normal).</p>
4	<p style="text-align: center;"><u>Cálculo do erro CMA</u></p> $\mathbf{e}_{CMA}(i) = \tilde{\mathbf{s}}'(i) \cdot (\gamma - \tilde{\mathbf{s}}'(i) ^2)$ $\mathbf{E}_{CMA}(i) = DFT\{\mathbf{e}_{CMA}(i)\}$
5	<p style="text-align: center;"><u>Atualização dos vetores de peso pelo método CMA</u></p> $\mathbf{B}'_p(i) = \mathbf{B}_p(i) + \eta_{CMA} \mathbf{E}_{CMA}(i) \mathbf{R}_p(i)^*, p = 0,1$
6	<p style="text-align: center;"><u>Cálculo da saída do equalizador após a atualização pelo método CMA</u></p> $\hat{\mathbf{S}}''(i) = \mathbf{B}'_0{}^T(i) \mathbf{R}_0 + \mathbf{B}'_1{}^T(i) \mathbf{R}_1$ $\tilde{\mathbf{s}}''(i) = IDFT\{\hat{\mathbf{S}}''(i)\}$
7	<p style="text-align: center;"><u>Cálculo do grau de convergência</u></p> $\xi(i) = \frac{\#\{\tilde{s}_i \forall \tilde{s}_i \in \tilde{\mathbf{s}}_i \wedge \forall \tilde{s}'_i \in \tilde{\mathbf{s}}'_i \wedge Q\{\tilde{s}_i\} = Q\{\tilde{s}'_i\}\}}{\#\{\tilde{\mathbf{s}}'(i)\}}$

Etapa	Procedimento
8	<p style="text-align: center;"><u>Cálculo do erro DD</u></p> $\mathbf{e}_{DD}(i) = Q\{\tilde{\mathbf{s}}''(i)\} - \tilde{\mathbf{s}}''(i)$ $\mathbf{E}_{DD}(i) = DFT\{\mathbf{e}_{DD}\}$
9	<p style="text-align: center;"><u>Atualização dos vetores de peso pelo método DD</u></p> $\mathbf{B}_p(i+1) = \mathbf{B}'_p(i) + \psi(\xi(i)) \cdot \eta_{DD} \mathbf{E}_{DD}(i) \mathbf{R}_p^*(i), p = 0,1$ <p>onde $\psi(\cdot)$ é o elo não linear entre o algoritmo CMA e o DD, e é uma função do grau de convergência do equalizador.</p>
10	<p style="text-align: center;"><u>Incremento do contador de símbolos SC-FDMA e laço</u></p> $i = i + 1;$ <p style="text-align: center;">Vai para passo 2.</p>

6 *Simulação e Resultados*

Afim de otimizar e testar o desempenho do equalizador propostos foi desenvolvido o ambiente de simulação ilustrado na Figure 1.

O modelo do transmissor foi descrito em C++, utilizando-se o *framework* SystemC, num nível de modelagem de transações. A fonte de dados do transmissor é um gerador de números pseudoaleatórios, e a saída é realizada através de um arquivo binário, onde as amostras complexas são gravadas.

Uma vez realizada a simulação do transmissor, seu arquivo de saída é processado por um *script* do *software* MATLAB[®]. Esse *script* lê a sequência de dados gravada no arquivo gerado pelo modelo do transmissor, e simula os efeitos do canal nessa sequência. Primeiro, os efeitos do multipercurso são simulados, após sinais de ruído branco gaussiano são adicionados. Para cada sinal de ruído adicionado um arquivo binário é gerado com a sequência enviada corrompida pelos efeitos do canal de transmissão. Nas simulações realizadas nesse trabalho, o modelo de canal gerou 45 arquivos de saída, pois foram simulados canais com SNR de 10dB a 50dB com um passo de 5dB (9 simulações) para os 5 canais apresentados (EPA5, EVA5, EVA70, ETU70 e ETU300).

O modelo do receptor também foi descrito em SystemC, em um nível de modelagem de transações. Os arquivos gerados na etapa de simulação de canal são processados, um a um, pelo modelo do receptor configurado segundo alguns parâmetros de simulação (e.g. algoritmo de equalização, parâmetros do equalizador). Para cada arquivo entregue ao receptor é realizada uma simulação, que retorna o valor da taxa de erro de símbolo (SER) e um arquivo texto com a sequência de símbolos equalizada para que constelação após a equalização possa ser visualizada a fim de realizar ajustes finos no sistema sobre teste. Para cálculo da SER, no receptor é gerada a mesma sequência pseudoaleatória utilizada no transmissor, e então os símbolos da sequência são comparados com o símbolos da saída do receptor.

A etapa de simulação desse trabalho dividiu-se em duas partes: primeiro procurou-se

identificar qual dos elos não-lineares proporcionavam um maior desempenho ao Algoritmo Concorrente, em seguida foi realizada a comparação do Algoritmo Concorrente com o método CMA, com o método de interpolação linear e algumas combinações desses três métodos.

Nas simulações foi considerado o uso do canal de transmissão inteiro por um único usuário. Optou-se por realizar a simulação dessa forma, pois caso os nulos do canal aparecem em uma porção do espectro que não fosse utilizada pelo usuário, os resultados obtidos seriam superestimados. Portanto, essa premissa de trabalho garante que cada um dos canais simulados estarão sendo testados em seu pior caso.

Os parâmetros do sistema SC-FDMA simulado neste trabalho estão sumarizados na Tabela 22.

Tabela 22: Parâmetros do sistema SC-FDMA simulado

Parâmetro	Valor
Modulação	QPSK
F_s	7,68MHz
Número de RB's	25
Número de Usuários	1
Número de RB's por usuário	25
Número de Portadoras Úteis	300
Número Total de Portadoras	512
Tipo do Prefixo Cíclico	Estendido (128 amostras por slot)

6.1 Avaliação do Elo Não Linear

Para avaliar a influência do elo não linear no desempenho global do equalizador, foram realizadas simulações utilizando-se cada uma das funções de ativação propostas no capítulo anterior. Para as funções de ativação paramétricas (ψ_3 e ψ_4), foi adotado o valor 0,5 para τ e 15 para λ .

O equalizador foi testado em canais com atraso de propagação moderado (EPA5), médio (EVA70) e alto (ETU300). Para cada um desses canais foram realizados 9 simulações variando o valor de SNR de 10dB a 50dB com um incremento de 5dB para cada simulação, sendo assim foram executados 135 testes (5 funções de ativação \times 3 perfis de atraso de propagação \times 9 níveis de SNR).

Os resultados das simulações são apresentados nas Tabelas 23 a 25.

As diferenças obtidas para cada uma das funções de avaliação foram muito pequenas

Tabela 23: Resultado da simulação para comparação das funções de ativação (EPA5)

SNR	ψ_0	ψ_1	ψ_2	ψ_3 $\tau = 0,5$ $\lambda = 15$	ψ_4 $\tau = 0,5$
10dB	6,634980E-01	6,645380E-01	6,652040E-01	6,648600E-01	6,649620E-01
15dB	5,830190E-01	5,897950E-01	5,874950E-01	5,911710E-01	5,877050E-01
20dB	4,171500E-01	4,291010E-01	4,313490E-01	4,285520E-01	4,335210E-01
25dB	1,673410E-01	1,470070E-01	1,459740E-01	1,446220E-01	1,432730E-01
30dB	3,045510E-02	2,372490E-02	2,368090E-02	2,354690E-02	2,304830E-02
35dB	2,347090E-03	1,589900E-03	1,606900E-03	1,572890E-03	1,636910E-03
40dB	1,330330E-04	1,180300E-04	1,185300E-04	1,180300E-04	1,180300E-04
45dB	7,701930E-05	7,251810E-05	7,251810E-05	7,251810E-05	7,251810E-05
50dB	7,601290E-05	6,901730E-05	6,901730E-05	6,851710E-05	6,851710E-05

Tabela 24: Resultado da simulação para comparação das funções de ativação (EVA70)

SNR	ψ_0	ψ_1	ψ_2	ψ_3 $\tau = 0,5$ $\lambda = 15$	ψ_4 $\tau = 0,5$
10dB	6,704640E-01	6,702480E-01	6,707500E-01	6,707690E-01	6,696640E-01
15dB	6,004250E-01	5,988390E-01	6,006270E-01	5,999890E-01	5,997500E-01
20dB	4,624560E-01	4,626400E-01	4,611510E-01	4,607890E-01	4,618810E-01
25dB	2,507250E-01	2,245570E-01	2,270200E-01	2,267940E-01	2,246110E-01
30dB	1,811390E-01	6,354290E-02	6,388300E-02	6,298420E-02	6,323930E-02
35dB	2,735840E-02	1,632360E-02	1,621860E-02	1,626810E-02	1,646410E-02
40dB	1,014800E-02	6,316080E-03	6,356090E-03	6,239060E-03	6,283070E-03
45dB	6,907730E-03	4,560640E-03	4,432610E-03	4,556640E-03	4,559140E-03
50dB	5,715430E-03	3,934980E-03	3,861970E-03	3,945990E-03	3,833460E-03

Tabela 25: Resultado da simulação para comparação das funções de ativação (ETU300)

SNR	ψ_0	ψ_1	ψ_2	ψ_3 $\tau = 0,5$ $\lambda = 15$	ψ_4 $\tau = 0,5$
10dB	6,732210E-01	6,742670E-01	6,753710E-01	6,754400E-01	6,749810E-01
15dB	6,077570E-01	6,069940E-01	6,076030E-01	6,087550E-01	6,087900E-01
20dB	4,837440E-01	4,855670E-01	4,874800E-01	4,867820E-01	4,854810E-01
25dB	3,151610E-01	2,924410E-01	2,934860E-01	2,933660E-01	2,923810E-01
30dB	1,851180E-01	1,503490E-01	1,515310E-01	1,514940E-01	1,508290E-01
35dB	1,260000E-01	9,614950E-02	9,696120E-02	9,616050E-02	9,613250E-02
40dB	1,054610E-01	7,992500E-02	7,986700E-02	7,992700E-02	7,947990E-02
45dB	9,795300E-02	7,464870E-02	7,468720E-02	7,527830E-02	7,396600E-02
50dB	9,706930E-02	7,345590E-02	7,325830E-02	7,351640E-02	7,274120E-02

para serem analisadas graficamente. Portanto, um teste de hipótese estatística unilateral esquerdo T de Student foi realizado para verificar se a diferença entre os valores obtido foi significativa.

Para realização do teste adotou-se nível de significância de 5% ($t_{26;0,05} = -1,706$), e o teste foi realizado comparando cada conjunto de resultados para cada função de ativação considerando amostras pareadas (essa premissa pode ser adotada pois para cada função de ativação o teste foi executado nos mesmos canais e níveis de SNR, caracterizando assim o pareamento entre os conjuntos de amostras).

Cada um dos testes estatísticos utilizou como hipótese nula $\mu_A \geq \mu_B$ e como hipótese alternativa $\mu_A < \mu_B$, onde A e B são duas funções de ativação diferentes que estão sendo comparadas e μ_X é a SER média populacional para o universo de todos os canais possíveis (para todas as condições de multipercurso e para todos os níveis de SNR) obtida a o se utilizar a função de ativação X .

O valor de t_{calc} para todos os arranjos de função de ativação possíveis é apresentado na Tabela 26.

Tabela 26: Valores de t_{calc} para o teste estatístico das funções de ativação

A	B				
	ψ_0	ψ_1	ψ_2	ψ_3	ψ_4
ψ_0	—	2,639	2,569	2,571	2,619
ψ_1	-2,639	—	-1,736	-1,369	0,193
ψ_2	-2,569	1,736	—	0,473	2,087
ψ_3	-2,571	1,369	-0,473	—	1,161
ψ_4	-2,619	-0,193	-2,087	-1,161	—

A primeira conclusão que se chega do teste estatístico é que a hipótese nula foi rejeitada para todas as comparações do uso da função de ativação ψ_0 com as demais funções de ativação. Ou seja, o uso de qualquer uma das outras funções de ativação estatisticamente reduz a SER dos símbolos equalizados com um nível de significância de 5%. Portanto, a busca por novas funções de ativação para a otimização do sistema é válida, uma vez que o desempenho da função trivial se mostrou significativamente inferior em todos os casos.

Das demais funções de ativação, ψ_4 é a que apresenta menor SER média amostral para o conjunto de simulações, no entanto, estatisticamente é possível afirmar que a redução da SER é significativa apenas quando comparada com as funções ψ_0 e ψ_2 .

Contudo, embora não fique provado estatisticamente que a função ψ_4 é a que apresenta o melhor desempenho dentre as funções propostas, essa função será utilizada para a

comparação do método concorrente com os outros métodos, uma vez que o desempenho das funções ψ_1, ψ_3 e ψ_4 foi muito semelhante, porém a última possui uma implementação em hardware mais eficiente (não há necessidade de se implementar o multiplicador, a atualização pelo método DD pode apenas ser suprimida).

6.2 Comparação dos Algoritmos de Equalização

A fim de avaliar o desempenho do equalizador proposto neste trabalho, uma série de simulações foram realizadas. Para cada fase dessas simulações foi analisado o funcionamento dos seguintes equalizadores:

- Algoritmo Concorrente: conforme proposto na seção 5.4, com função de ativação do método DD ψ_4 com $\tau = 0,5$, e os passos de adaptação utilizados foram $\eta_{CMA} = 5 \times 10^{-5}$ e $\eta_{DD} = 4 \times 10^{-4}$.
- Interpolação Linear: A cada símbolo de referência é realizada a estimação do canal, e para os símbolos que carregam dados a estimação de canal é realizada pela interpolação linear de 2 estimativas consecutivas por símbolos de referência.
- CMA: conforme proposto na seção 5.3.
- CMA+Interpolação Linear: as amostras no domínio da frequência são equalizadas pelo método CMA, e logo após são submetidas a um Interpolador Linear a fim de refinar a desconvolução do canal.
- Algoritmo Concorrente+Interpolação Linear: as amostras no domínio da frequência são equalizadas pelo Algoritmo Concorrente, e logo após são submetidas a um Interpolador Linear a fim de refinar a desconvolução do canal.

Cada um dos equalizadores citados foi testado nos 5 modelos de canais definidos no capítulo 4, com um nível de SNR variando de 10dB a 50dB com um incremento de 5dB entre simulações. Assim sendo, foram realizadas 225 simulações (5 equalizadores \times 5 condições de multipercurso \times 9 níveis de SNR).

Nas subseções a seguir são apresentados os resultados das simulações agrupados por condição de múltipercorso.

6.2.1 Simulação Canal EPA5

O gráfico da Figura 40 apresenta a taxa de erro de símbolo dos equalizadores em função do nível de SNR para o canal EPA5.

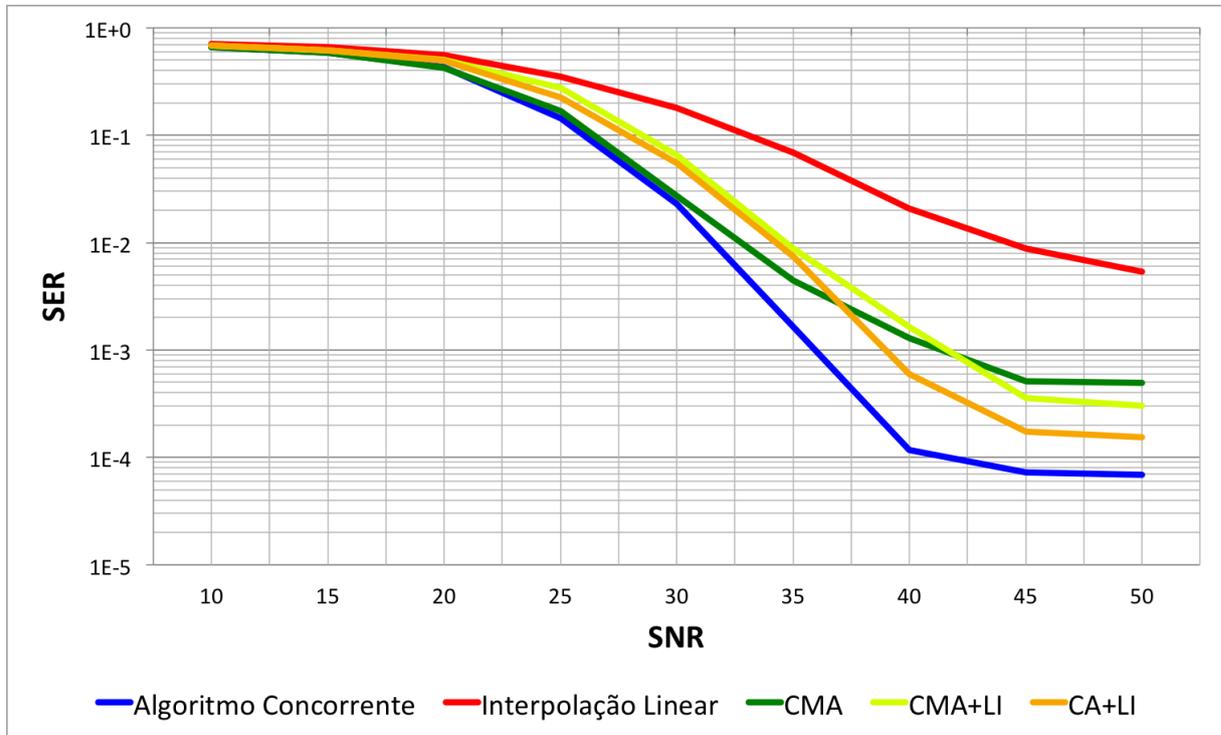


Figura 40: Resultado da simulação para canal EPA5

Nesse conjunto de simulações podemos notar que, para um canal com atraso de propagação moderado, baixa frequência de Doppler e para níveis de SNR acima de 30dB, o desempenho do Algoritmo Concorrente é superior ao dos demais métodos testados.

Também destaca-se o fato que os equalizadores com métodos adaptativos reduziram significativamente o valor da SER quando comparados com o método de Interpolação Linear.

Um resultado curioso é que a utilização de interpolação linear após o Equalizador Concorrente ao invés de melhorar o processo de desconvolução de canal acaba tornando-o pior.

6.2.2 Simulação Canal EVA5

O gráfico da Figura 41 apresenta a taxa de erro de símbolo dos equalizadores em função do nível de SNR para o canal EVA5.

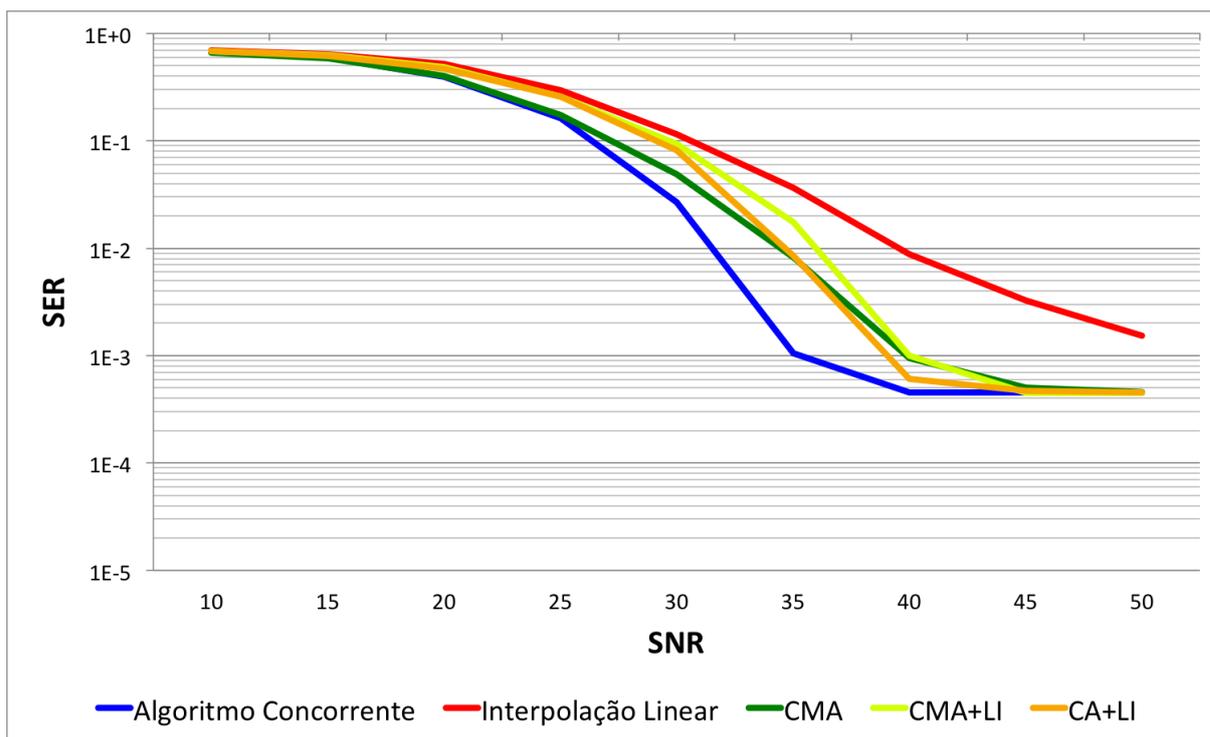


Figura 41: Resultado de simulação para canal EVA5

Nas simulações com o canal EVA5 mais uma vez se confirma a superioridade de desempenho dos métodos adaptativos, em especial do Algoritmo Concorrente, em relação ao método de Interpolação Linear. Nas simulações com nível de SNR de 25dB a 40dB o Algoritmo Concorrente apresentou melhor desempenho que os demais métodos.

Além disso, mais uma vez a utilização de interpolação linear não contribuiu para a redução da SER do Algoritmo Concorrente.

6.2.3 Simulação Canal EVA70

O gráfico da Figura 42 apresenta a taxa de erro de símbolo dos equalizadores em função do nível de SNR para o canal EVA70.

Esta foi o primeiro conjunto de simulações em que a interpolação linear trouxe melhoria aos equalizadores adaptativos para valores de SNR mais altos. Inclusive, a utilização do Interpolador proporciona um valor de SER menor quando comparado aos métodos adaptativos operando isoladamente. Esse fato pode evidenciar que os passos de adaptação dos métodos adaptativos utilizados na simulação estão pequenos, portanto, esses equalizadores apresentam dificuldades para acompanhar a dinâmica do canal de transmissão.

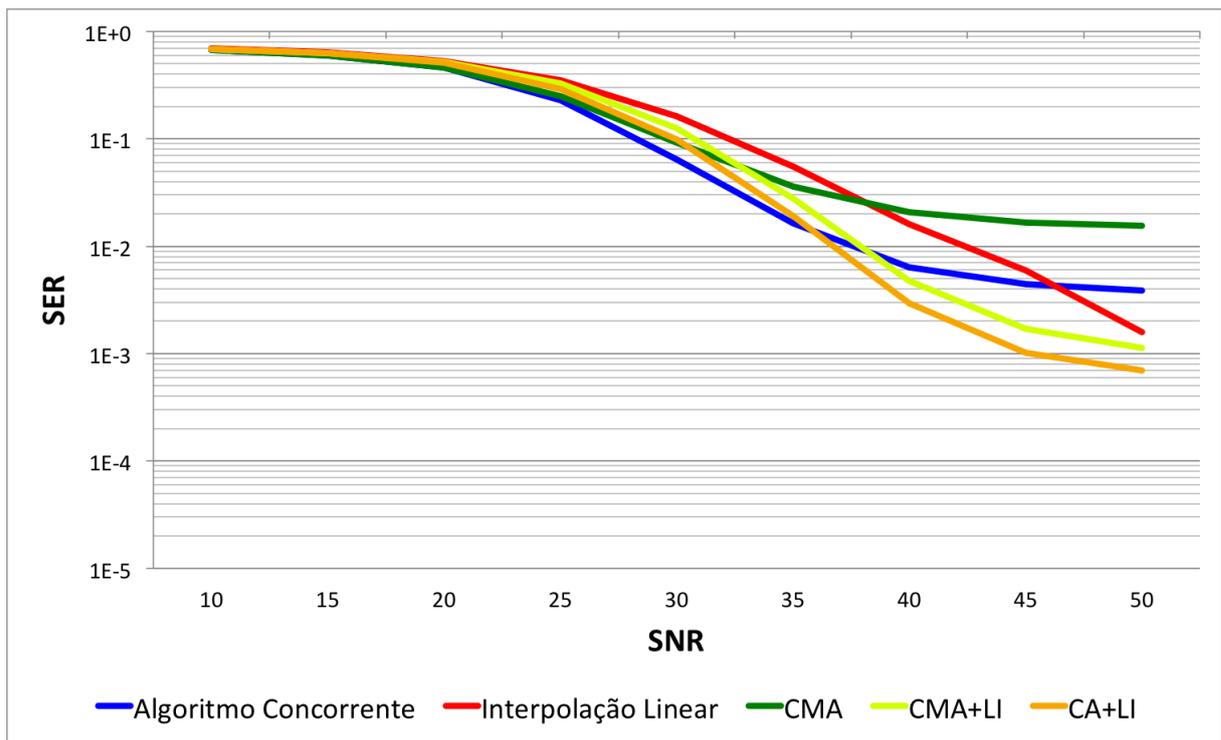


Figura 42: Resultado da simulação para canal EVA70

Porém ainda assim, o uso do Algoritmo Concorrente se justifica, uma vez que a utilização desse método melhorou a desconvolução de canal quando comparado com o interpolador linear utilizado isoladamente.

6.2.4 Simulação Canal ETU70

O gráfico da Figura 43 apresenta a taxa de erro de símbolo dos equalizadores em função do nível de SNR para o canal ETU70.

O resultado das simulações com o canal ETU70 foi semelhante ao obtido com o canal EVA70. Novamente, a utilização do Algoritmo Concorrente com o método de interpolação linear foi o equalizador com maior desempenho. Porém, os resultados obtidos com a utilização de cada método operando individualmente, mais uma vez apontam para a possível necessidade de ajuste dos passos de adaptação dos algoritmos CMA e Concorrente.

6.2.5 Simulação Canal ETU300

O gráfico da Figura 44 apresenta a taxa de erro de símbolo dos equalizadores em função do nível de SNR para o canal ETU300.

Nesta última sequência de simulações, com o mais dinâmico dos canais testados, o

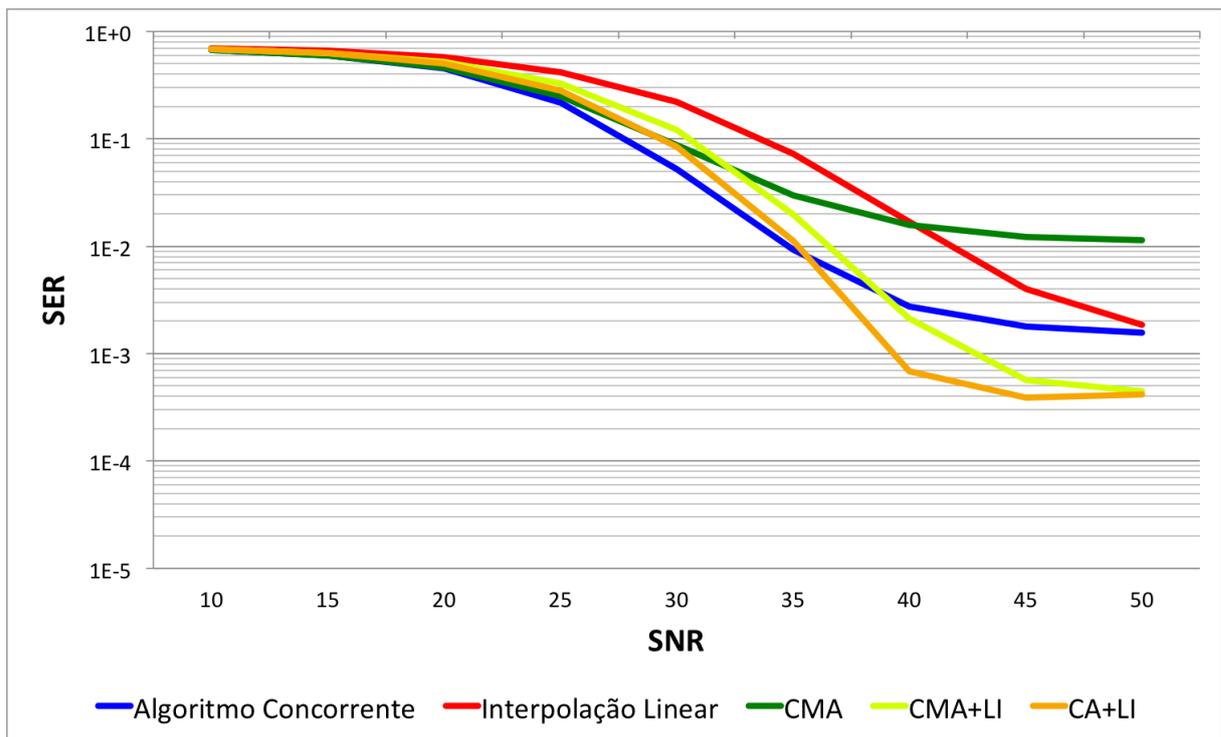


Figura 43: Resultado da simulação para canal ETU70

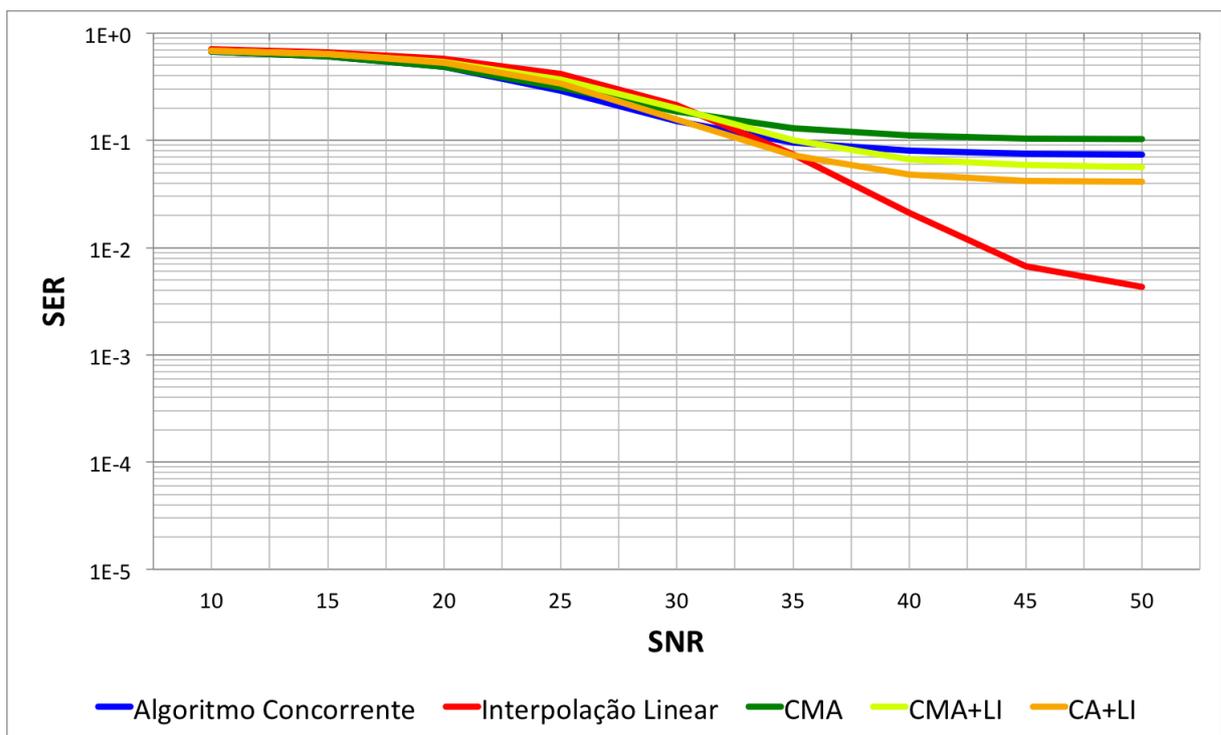


Figura 44: Resultado da simulação para canal ETU300

método de interpolação linear apresentou melhor desempenho quando comparado aos métodos adaptativos. O que confirma a necessidade de ajuste dos passos de adaptação desses algoritmos. No entanto, dentre os métodos adaptativos utilizados, o Algoritmo

Concorrente com o método de Interpolação Linear apresentou melhor desempenho, a partir de um nível de SNR de 15dB.

7 Conclusão e Perspectivas Futuras

Partindo-se de estudos que utilizaram o Algoritmo Concorrente para sistemas monoportadora com equalização no domínio do tempo (18) e para sistemas OFDM (5), projetou-se e avaliou-se um Equalizador Concorrente para operar em sistemas SC-FDMA – onde a equalização é realizada no domínio da frequência enquanto a detecção de símbolos ocorre no domínio do tempo.

Esse trabalho apresenta como principal inovação a transformação do sinal de erro dos algoritmos de equalização do domínio do tempo para o domínio da frequência – tal técnica não foi encontrada nos equalizadores propostos na literatura para sistemas SC-FDMA. Outra contribuição dessa pesquisa foi a generalização do elo não-linear do Algoritmo Concorrente proposto por De Castro (18). Generalização essa que foi obtida a partir da introdução do conceito de grau de convergência do processo de equalização, cujo valor representa o quão pequeno é a atuação do equalizador sobre o sinal recebido.

Com base nos resultados é possível afirmar que existe viabilidade de implementação do Algoritmo Concorrente em sistemas SC-FDMA. Ainda verificou-se que em muitas das simulações o desempenho desse equalizador foi superior quando comparado com o método CMA e de Interpolação Linear. Para canais com dinâmica mais rápida, constatou-se que com a utilização de interpolação linear nas amostras equalizadas pelo método Concorrente foi possível diminuir, ainda mais, o nível de SER do receptor.

Embora a viabilidade de construção de um Equalizador Concorrente nesse novo contexto esteja provada, ainda há algumas questões abertas para estudo. Como, por exemplo, a implementação do elo não linear entre a etapa de equalização CMA e DD para melhorar o desempenho do equalizador. Algumas funções que realizam o elo não-linear entre os algoritmos foram testadas neste trabalho, e, apesar de não ter sido provado estatisticamente qual das funções apresentadas possui maior desempenho, no teste de hipótese estatística foi possível concluir que a escolha da função de ativação do método DD adequada in-

fluencia no desempenho geral do equalizador (e.g. a utilização da função trivial causou uma elevação no nível de SER considerável quando comparada com as demais funções de ativação propostas).

O estudo de técnicas de implementação em *hardware* desse equalizador também está em aberto, onde técnicas para compartilhamento de blocos comuns (e.g. IFFT, DFT) pode ser exploradas. Durante as simulações deste trabalho, foi utilizado aritmética de ponto flutuante para verificar o desempenho conceitual do algoritmo, porém, ainda visando a implementação em *hardware*, pode-se avaliar qual o desempenho do sistema ao utilizar aritmética de ponto fixo.

Um equalizador, como é o caso do proposto nesta pesquisa, que reduza significativamente o erro médio quadrático na sequência de símbolos recebidos, reduz também a propabilidade de ocorrência de erros de decodificação. A redução da propabilidade de erros de decodificação permite a utilização de códigos corretores de erros menos complexos, o que por sua vez reduz o custo de produção dos terminais do sistema.

A redução do erro médio quadrático na entrada do receptor também contribui para o aumento de cobertura do sistema, uma vez que é possível ocorrer comunicação entre transmissor e receptor mesmo para valores mais baixos de SNR.

O equalizador proposto também permite a comutação do sistema para a utilização de constelações mais densas. Em uma constelação mais densa são enviadas mais *bits* por símbolos. Se mantivermos a taxa de símbolo constante, o aumento da densidade da constelação implica no aumento da velocidade de transmissão.

Portanto, podemos concluir que a implementação de um equalizador concorrente utilizando as técnicas apresentadas neste trabalho contribui para o atendimento das demandas do PNBL levantadas pelo CGPID (conforme enumerado no Capítulo 1).

Referências

- 1 DOCUMENTO Base do Programa Nacional de Banda Larga. 2010. CGPID.
- 2 COLVERO, C. et al. Measurements of digital tv signals in the uhf band in the metropolitan region of sao paulo. In: *Microwave and Optoelectronics Conference, 2007. IMOC 2007. SBMO/IEEE MTT-S International*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 574 –579.
- 3 BEDICKS, G. et al. Performance evaluation of brazilian dtv mobile reception. In: *Broadband Multimedia Systems and Broadcasting, 2009. BMSB '09. IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1 –7.
- 4 De Castro, F. C. C. *Desconvolução Autodidata Concorrente para Equalização de Canais de Comunicações*. Tese (Doutorado) — UNICAMP, 2001.
- 5 D'AGOSTINI, F. *Equalização Concorrente de Canais no Domínio Freqüência para Sistemas Multiportadoras*. Dissertação (Mestrado) — PUCRS, 2007.
- 6 PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. *Communication systems engineering*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc., 1994. ISBN 0-13-158932-6.
- 7 SKLAR, B. *Digital communications: fundamentals and applications*. [S.l.]: Prentice-Hall, 2001. ISBN 9780132119399.
- 8 FAZEL, K.; KAISER, S. *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2003. ISBN 0470848995.
- 9 SAFAK, A. Statistical analysis of the power sum of multiple correlated log-normal components. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, v. 42, n. 1, p. 58 –61, feb 1993. ISSN 0018-9545.
- 10 BLASZCZYSZYN, B.; KARRAY, M. K.; KLEPPER, F.-X. Impact of the Geometry, Path-Loss Exponent and Random Shadowing on the Mean Interference Factor in Wireless Cellular Networks. In: OBUDA UNIVERSITY AND SCIENTIFIC ASSOCIATION FOR INFOCOMMUNICATIONS HUNGARY, BUDAPEST UNIVERSITY OF TECHNOLOGY AND ECONOMICS. *Third Joint IFIP Wireless and Mobile Networking Conference (WMNC)*. Budapest, Hongrie: IEEE Xplore, 2010. CRE INRIA-TREC FT R&D/RESA/NET Impact du shadowing sur la qualite de service peruce par les utilisateurs dans les reseaux cellulaires. Disponível em: <<http://hal.inria.fr/inria-00498485>>.
- 11 HUNGER, R.; JOHAM, M.; UTSCHICK, W. Extension of linear and nonlinear transmit filters for decentralized receivers. *Wireless Conference 2005 - Next Generation Wireless and Mobile Communications and Services (European Wireless), 11th European*, p. 1 –7, april 2005.

- 12 HAYKIN, S. *Adaptive Filter Theory (4th Edition)*. 4. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2001. ISBN 0130901261.
- 13 HO, C.-F. et al. Global convergence and limit cycle behavior of weights of perceptron. *Neural Networks, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 6, p. 938 –947, june 2008. ISSN 1045-9227.
- 14 HUANG, G.-B.; SARATCHANDRAN, P.; SUNDARARAJAN, N. A recursive growing and pruning rbf (gap-rbf) algorithm for function approximations. In: *Control and Automation, 2003. ICCA '03. Proceedings. 4th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 491 –495.
- 15 MITRANONT, J.; SRISUPHAB, A. The realization of quantum complex-valued backpropagation neural network in pattern recognition problem. In: *Neural Information Processing, 2002. ICONIP '02. Proceedings of the 9th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 462 – 466 vol.1.
- 16 TREICHLER, J.; AGEE, B. A new approach to multipath correction of constant modulus signals. *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, v. 31, n. 2, p. 459 – 472, apr 1983. ISSN 0096-3518.
- 17 GODARD, D. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 11, p. 1867 – 1875, nov 1980. ISSN 0090-6778.
- 18 Fernando César Comparsi De Castro. *Desconvolução Autodidata Concorrente para Equalização de Canais de Comunicações*. 03 2002. PCT/BR 02/00030.
- 19 LEBLANC, J. P. et al. Effects of source distributions and correlation on fractionally spaced blind constant modulus algorithm equalizers. 1995.
- 20 CHA, I.; KASSAM, S. Channel equalization using adaptive complex radial basis function networks. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, v. 13, n. 1, p. 122 –131, jan 1995. ISSN 0733-8716.
- 21 ZHANG, Q. Using wavelet network in nonparametric estimation. *Neural Networks, IEEE Transactions on*, v. 8, n. 2, p. 227 –236, mar 1997. ISSN 1045-9227.
- 22 CHEN, S.; MCLAUGHLIN, S.; MULGREW, B. Complex-valued radial basis function network, part ii: Application to digital communications channel equalisation. *Signal Processing*, v. 36, n. 2, p. 175 – 188, 1994. ISSN 0165-1684. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0165168494902062>>.
- 23 HAYKIN, S. *Blind deconvolution*. PTR Prentice Hall, 1994. (Prentice-Hall information and system sciences series). ISBN 9780130873620. Disponível em: <<http://books.google.ie/books?id=KO1SAAAAMAAJ>>.
- 24 MACCHI, O.; EWEDA, E. Convergence analysis of self-adaptive equalizers. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 30, n. 2, p. 161 – 176, mar 1984. ISSN 0018-9448.

- 25 LENDER, A. Decision-directed digital adaptive equalization technique for high-speed data transmission. *Communication Technology, IEEE Transactions on*, v. 18, n. 5, p. 625 –632, october 1970. ISSN 0018-9332.
- 26 PICCHI, G.; PRATI, G. Blind equalization and carrier recovery using a "stop-and-go" decision-directed algorithm. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 35, n. 9, p. 877 – 887, sep 1987. ISSN 0090-6778.
- 27 ROSS, F.; TAYLOR, D. An enhancement to blind equalization algorithms. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 39, n. 5, p. 636 –639, may 1991. ISSN 0090-6778.
- 28 WEERACKODY, V.; KASSAM, S. Dual-mode type algorithms for blind equalization. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 42, n. 1, p. 22 –28, jan 1994. ISSN 0090-6778.
- 29 PAPADIAS, C.; SLOCK, D. Normalized sliding window constant modulus and decision-directed algorithms: a link between blind equalization and classical adaptive filtering. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, v. 45, n. 1, p. 231 –235, jan 1997. ISSN 1053-587X.
- 30 UNGERBOECK, G. Fractional tap-spacing equalizer and consequences for clock recovery in data modems. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 8, p. 856 – 864, aug 1976. ISSN 0090-6778.
- 31 GITLIN, R. D.; WEINSTEIN, S. B. Fractionally-spaced equalization: An improved digital transversal equalizer. *Bell Systems Technical Journal*, 1981.
- 32 GARDNER, W. A new method of channel identification. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 39, n. 6, p. 813 –817, jun 1991. ISSN 0090-6778.
- 33 BINGHAM, J. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. *Communications Magazine, IEEE*, v. 28, n. 5, p. 5 –14, may 1990. ISSN 0163-6804.
- 34 ENGELS, M. (Ed.). *Wireless OFDM Systems: How to Make Them Work?* Norwell, MA, USA: Kluwer Academic Publishers, 2002. ISBN 1402071167.
- 35 HEISKALA, J.; TERRY PH.D., J. *OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide*. Indianapolis, IN, USA: Sams, 2001. ISBN 0672321572.
- 36 WEINSTEIN, S.; EBERT, P. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform. *Communication Technology, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 5, p. 628 –634, october 1971. ISSN 0018-9332.
- 37 ROBERTS, R. A.; MULLIS, C. T. *Digital signal processing*. Boston, MA, USA: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1987. ISBN 0-201-16350-0.
- 38 RUGINI, L.; BANELLI, P. Ber of mc-ds-cdma systems with cfo and nonlinear distortions. In: *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2004. Proceedings. (ICASSP '04)*. *IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 4, p. iv-773 – iv-776 vol.4. ISSN 1520-6149.

- 39 YAPICI, A.; CIFLIKLI, C. Reducing the intermodulation distortion in ofdm systems by feedforward linearization technique. In: *EUROCON 2009, EUROCON '09. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 52 –56.
- 40 MYUNG, H. G.; GOODMAN, D. J. *Single Carrier FDMA: A New Air Interface for Long Term Evolution*. [S.l.]: Wiley Publishing, 2008. ISBN 0470724498, 9780470724491.
- 41 MYUNG, H.; LIM, J.; GOODMAN, D. Peak-to-average power ratio of single carrier fdma signals with pulse shaping. In: *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2006 IEEE 17th International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1 –5.
- 42 ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. *Fundamentos em Circuitos Eléctricos*. Porto Alegre: Bookman, 2003.
- 43 HAYASHI, K.; SAKAI, H. Interference cancellation schemes for single-carrier block transmission with insufficient cyclic prefix. *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, Hindawi Publishing Corp., New York, NY, United States, v. 2008, p. 1:1–1:13, jan. 2008. ISSN 1687-1472. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1155/2008/130747>>.
- 44 XIAO-FEI, Z.; SHUN-LAN, L.; LIN, W. Pilot interval design for linear interpolated channel estimation in sc-fde system. In: *Information Science and Engineering (ICISE), 2010 2nd International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2245 –2248.
- 45 ZHONG, K.; LEI, X.; LI, S. Wiener filter for basis expansion model based channel estimation. *Communications Letters, IEEE*, v. 15, n. 8, p. 813 –815, august 2011. ISSN 1089-7798.
- 46 3GPP. *3GPP TS 36.211 – Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8)*. [S.l.], 2007.
- 47 3GPP. *3GPP TS 36.213 – Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) - Physical Layer Procedures (Release 8)*. [S.l.], 2007.
- 48 POPOVIC, B. Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 38, n. 4, p. 1406 –1409, jul 1992. ISSN 0018-9448.
- 49 SESIA, S.; TOUFIK, I.; BAKER, M. *LTE, The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*. [S.l.]: Wiley Publishing, 2009. ISBN 0470697164, 9780470697160.
- 50 WANG, J. *High-Speed Wireless Communications: Ultra-wideband, 3G Long Term Evolution, and 4G Mobile Systems*. 1st. ed. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2008. ISBN 0521881536, 9780521881531.
- 51 ITU-R M.1225. *International Telecommunication Union, 'Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000'*. [S.l.], 1997.
- 52 JAKES, W. C.; COX, D. C. (Ed.). *Microwave Mobile Communications*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 1994. ISBN 0780310691.

-
- 53 SANTOSUOSSO, G. A continuous-time global adaptive observer of the parameters of a siso sigmoidal neural network. In: *Decision and Control, 2006 45th IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 3010 –3015.
- 54 HU, J.; HIRASAWA, K. An embedded sigmoidal neural network for modeling of nonlinear systems. In: *Neural Networks, 2001. Proceedings. IJCNN '01. International Joint Conference on*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 3, p. 1698 –1703 vol.3. ISSN 1098-7576.