

CESAR HUMBERTO VIDAL VARGAS

**IMPLEMENTAÇÃO DE TÉCNICAS DE
EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA EM FPGA PARA
CANAIS *WiMax***

FLORIANÓPOLIS

2007

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**IMPLEMENTAÇÃO DE TÉCNICAS DE
EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA EM FPGA PARA
CANAIS *WiMax***

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

CESAR HUMBERTO VIDAL VARGAS

Florianópolis, Fevereiro de 2007

IMPLEMENTAÇÃO DE TÉCNICAS DE EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA EM FPGA PARA CANAIS *WiMax*

Cesar Humberto Vidal Vargas

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Comunicações e Processamento de Sinais*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.Sc.

Orientador

Nelson Sadowski, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr. Sc.

Presidente

Leonardo Silva Resende, Dr.

Bartolomeu Ferreira Uchoa Filho, Ph.D.

Raimes Moraes, Ph.D.

DEDICATÓRIA

*Dedico esse trabalho à minha querida
Família e à minha enamorada Pamela*

AGRADECIMENTOS

A Deus, acima de tudo, por sempre guiar meus passos e por permitir a realização de mais um sonho.

Aos meus pais Humberto e Ana Alicia que, além do dom da vida, sempre investiram na minha formação e acreditaram na minha capacidade.

A meus irmãos: Sergio, Janeth, Pablo e Mijail que, sempre deram apoio moral e incentivaram minha trajetória.

A minha enamorada Iveth Pamela, pelo incentivo e compreensão nos momentos de minha ausência.

Ao professor Carlos Aurélio, principalmente pela amizade, confiança, paciência e uma excelente orientação, contribuindo para a finalização do curso com sucesso.

A minha família em Brasil, Rodrigo e Fabiana, pelos conselhos e pelo constante apoio e incentivo prestado do início até o final deste mestrado.

Aos colegas do GpqCom: Francisco , Gustavo , Wilson, Andrei , Renato, Mario, Ricardo e Gerson pela amizade e apoio desde que chegue ao Brasil.

Aos professores Bartolomeu, Leonardo, pelo apoio, amizade e paciência durante o desenvolvimento do curso.

Ao Eng. Vladimir Rojas pela amizade, apoio e conselhos que sempre foram muito importantes.

Aos amigos de Nuevatel PCs de Bolívia: Jorge, Wilver, Hernan, José Antonio, Julio, Oscar e Victor Hugo pela amizade e apoio brindado.

Aos meus amigos Jose e Ruben, pela amizade e apoio moral.

Aos membros da banca pela ajuda na revisão desde trabalho

Ao programa CAPES pelo apoio econômico.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

IMPLEMENTAÇÃO DE TÉCNICAS DE EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA EM FPGA PARA CANAIS *WiMax*

Cesar Humberto Vidal Vargas

Fevereiro/2007

Orientador: Carlos Aurélio Faria da Rocha.

Área de Concentração: Comunicações e Processamento de Sinais.

Palavras-chave: FPGA, Equalização Adaptativa, Modelagem do Canal, Desvanecimento Rayleigh, Canal SUI.

Número de Páginas: 109

RESUMO: Esta dissertação apresenta um novo método para a simulação do espectro Doppler característico dos modelos de canais sem-fio com parâmetros fixos, conhecidos como Canais SUI (*Stanford University Interim*). Este novo método facilita a implementação computacional destes modelos. Os modelos de canais SUI são utilizados nas simulações de uma transmissão de dados de banda larga sem fio conhecida como *WiMax* (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) e definida pelo padrão *IEEE 802.16a*. Apresentam-se, também, modelos destes canais implementados em *SIMULINK*. Adicionalmente, técnicas de equalização adaptativas, para a compensação dos efeitos distorcivos dos canais SUI, foram implementadas em uma placa de FPGA-*Virtex-4* da *Xilinx*, utilizando-se, para isso, um aplicativo chamado de *Xilinx System Generator*. Finalmente, são apresentados e discutidos diversos resultados das implementações.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the
Requirements for the degree of Máster in Electrical Engineering

IMPLEMENTATION OF ADAPTIVE EQUALIZATION TECHNIQUES IN FPGA FOR *WiMax* CHANNELS

Cesar Humberto Vidal Vargas

February/2007

Advisor: Carlos Aurélio Faria da Rocha.

Área of Concentration: Communications and Signal Processing.

Keywords: FPGA, Adaptive Equalization, Channel Modeling, Rayleigh Fading Channel SUI.

Number of Pages: 109.

ABSTRACT: This dissertation presents a new method for Doppler spectrum simulation of wireless channel models with fixed parameters, known as SUI (*Stanford University Interim*) channels. This new method facilitates the computational implementation of these models. The SUI channel models are used in the simulations of wireless wideband data transmission known as *WiMax* (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) and defined by the *IEEE 802.16a* standard. Also, these channel models are implemented in *SIMULINK*. Additionally, adaptive equalization techniques, for the compensation of the distortion effects of the SUI channels, have been implemented in a *Xilinx* FPGA-*Virtex-4* device, using for this purpose an application called *Xilinx System Generator*. Finally, we present and comment on the simulation results obtained with the implementations.

Glossário

ADC – Analog-to-Digital Converter

AWGN – Additive White Gaussian Noise

BS – Base Station

BWA – Broadband Wireless Access

COST – Committee of Senior Officials for Scientific and Technical Research

CMA – Constant Modulus Algorithm

DAC – Digital-to-Analog Converter

DD – Decision Directed

DFE – Decision Feedback Equalizer

IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers (Instituto de Engenheiros Elétricos e Eletrônicos)

FBF - FeedBack Filter

FEC – Forward Error Correction

FFF - FeedForward Filter

FIR – Finite Impulse Response

FPGA – Field Programmable Gate Array

FPL – Field Programmable Logic

GRF – Antenna Gain Reduction Factor

HDL – Hardware Description Language

IOB - Input/Output Block

IS95 – Interim Standard 95

ISI – Intersymbol Interference

LMDS – Local Multipoint Distribution System

LMS – Least Mean Square

LOS - Line of Sight

LSB – Least Significant Bit

LTV – Linear Time Variant System

LUT – Look-Up Table

MAC – Multiplication and Accumulate

MAC – Medium Access Control

MIMO – Multiple Input Multiple Output

NLOS – Non Line of Sight

OFDM - Orthogonal frequency-division multiplexing

PHY – Physical Layer

QAM – Quadrature Amplitude Modulation

QPSK – Quadriphase – shift Keying

RAM – Random Access Memory

RMS – Root Mean Square

ROM – Read Only Memory

SISO – Single Input Single Output

SNR – Signal to Noise Ratio

SOFDMA – Scalable Orthogonal Frequency Division Multiple Access

SS – Subscriber Station

SUI – Stanford University Interim

TBUF – Tristate Buffer

VHDL – VHSIC Hardware Description Language

VHSIC – Very High Speed Integrated Circuit

WAN – Wide Area Networks

WIMAX – Worldwide Interoperability for Microwave Access

WIFI – Wireless Fidelity

WMAN – Wireless Metropolitan Area Network

WLAN – Wireless Local Area Network

WSS – Wide Sense Stationary

WSSUS – Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering

ZF – Zero Forcing

Sumário

CAPÍTULO 1	1
Introdução	1
1.1 Organização da dissertação.....	1
1.2 Motivações	2
1.3 Objetivo.....	3
1.4 A família IEEE 802.16.....	3
CAPÍTULO 2	7
Equalização Adaptativa	7
2.1 Sistemas de comunicação e Modelo em Banda Base.....	7
2.2 Algoritmo LMS (<i>Least-Mean-Square</i>)	9
2.3 Algoritmo LMS-DD (<i>Least Mean Square-Decision Directed</i>)	15
2.4 Algoritmos Autodidatas	16
2.4.1 Algoritmo CMA (<i>Constant Modulus Algorithm</i>).....	17
2.5 DFE (<i>Decision Feedback Equalizer</i>).....	20
2.6 Conclusões	23
CAPÍTULO 3	24
Modelagem do Canal de Comunicação Móvel	24
3.1 Canal de Comunicação Móvel.....	24
3.2 Modelos para variação temporal na resposta do canal	27
3.2.1 Espalhamento de atraso	29
3.2.2 Largura de banda Doppler	31
3.3 Canal de comunicação com desvanecimento Rayleigh.....	31
3.4 Canal de comunicação com desvanecimento Rice.....	33
3.5 Modelagem do canal SUI Modificado (<i>Modified Stanford University Interim</i>)	34
3.5.1 Perda de percurso de grande escala	35
3.5.2 Interferência co-canal, de canal adjacente, distância de coerência e fator de redução de ganho da antena	37
3.5.3 Espalhamento Doppler	38
3.5.4 Características dos Modelos de canal SUI	39
3.5.5 Modelagem do canal SUI	50
3.5.5.1 Modelo de canal WSSUS (<i>Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering</i>).....	50

3.5.5.2 Implementação dos modelos de canal SUI.....	54
3.6 Conclusões	61
CAPÍTULO 4	62
Considerações e Ferramentas para Implementação de Filtros FIR em FPGA.....	62
4.1 <i>System Generator</i>	62
4.2 Co-Simulação em <i>Hardware</i>	66
4.3 Considerações de Implementação de filtros FIR seqüenciais (ou filtros FIR MAC)	68
4.3.1. Aumento do número de bits na implementação de filtros FIR	70
4.3.2. Arredondamento	71
4.4 Considerações de Implementação de filtros FIR paralelos.....	72
4.5 Conclusões	74
CAPÍTULO 5	75
Implementação de Equalizadores Adaptativos em FPGA	75
5.1 Efeitos do arredondamento numérico.....	75
5.2.1 Efeitos do arredondamento no produto.....	76
5.2.2 Efeitos do arredondamento dos coeficientes.....	77
5.2.3 Slowdown e Stalling.....	78
5.2.4 Saturação.....	79
5.3 Estrutura do Filtro	79
5.4 Implementação de equalizadores adaptativos em <i>System Generator</i>	80
5.5 Simulações e discussão de resultados obtidos	87
5.6 Conclusões	102
CAPÍTULO 6	103
Conclusões e Trabalhos Futuros.....	103
Referências Bibliográficas.....	106

Lista de Figuras

Figura 1.1. A estrutura do WMAN.....	4
Figura 2.1 Sistema de Comunicação Digital [4]	8
Figura 2.2 Modelo em banda base de um Sistema de Comunicação Digital.....	9
Figura 2.3 Diagrama de fluxo do algoritmo LMS [5]	13
Figura 2.4 Fluxo que representa o erro e a saída dos sinais [5].....	14
Figura 2.5 Fluxo de sinais representando a atualização dos coeficientes [5].....	14
Figura 2.6 Modos de operação de um equalizador adaptativo [4]	15
Figura 2.7 Diagrama de blocos de um equalizador cego [5]	17
Figura 2.8 Resposta ao impulso de um canal de tempo discreto descrevendo as amostras pré-cursoras e pós-cursoras [4].....	21
Figura 2.9 Equalizador com decisão realimentada. -DFE	21
Figura 3.1 Diagrama de um canal de rádio móvel com as variações sofridas pelo sinal [10]	26
Figura 3.2. Relações da função de propagação [12]	29
Figura 3.3. Espalhadores do sinal enviado [19]	32
Figura 3.4. Desvanecimento para um terminal móvel viajando a 120 km/h,.....	33
$f_c = 900$ MHz [13]	33
Figura 3.5. Espectro Doppler SUI [8]	39
Figura 3.6. Resposta ao impulso do modelo de canal SUI-1	41
Figura 3.7. Resposta em frequência do modelo de canal SUI-1.....	42
Figura 3.8. Resposta ao impulso do modelo de canal SUI-2.....	43
Figura 3.9. Resposta em frequência do modelo de canal SUI-2.....	43
Figura 3.10. Resposta ao impulso do modelo de canal SUI-3	44
Figura 3.11. Resposta em frequência do modelo de canal SUI-3	45
Figura 3.12. Resposta ao impulso do modelo de canal SUI-4	46

Figura 3.13. Resposta em frequência do modelo de canal SUI-4	46
Figura 3.14. Resposta ao impulso do modelo de canal SUI-5	47
Figura 3.15. Resposta em frequência do modelo de canal SUI-5	48
Figura 3.16. Resposta ao impulso do modelo de canal SUI-6	49
Figura 3.17. Resposta em frequência do modelo de canal SUI-6	49
Figura 3.18. Canal de comunicação	51
Figura 3.19. Modelo de canal para sinais de banda limitada [12].....	53
Figura 3.20 Filtragem de uma fonte <i>Gaussiana</i> [33].....	53
Figura 3.21 Superposição de ondas seno [33]	54
Figura 3.22. Histograma da variável $U_{i,l}$	58
Figura 3.23. Modelo de canal SUI implementado em SIMULINK.....	59
Figura 3.24. Estrutura interna do bloco SUI.....	59
Figura 3.25. Menu do bloco SUI	60
Figura 3.26. Escolha dos canais SUI no bloco SUI	60
Figura 4.1 Diagrama de fluxo das funcionalidades do Xilinx <i>System Generator</i>	63
Figura 4.2 Conjunto de Bibliotecas de Blocos <i>Xilinx System Generator</i> [43]	64
Figura 4.3 Conexão blocos da biblioteca <i>Xilinx System Generator</i> e os blocos da biblioteca do <i>SIMULINK</i> [44]	65
Figura 4.4 Representação do sinal em <i>SIMULINK</i> (Representação em ponto flutuante) e em <i>System Generator</i> (Representação em ponto fixo) [44]	66
Figura 4.5 Passos para realizar uma co-simulação I [44].....	67
Figura 4.6 Passos para realizar uma co-simulação II [44]	67
Figura 4.7 Filtro MAC FIR de um único multiplicador [45]	69
Figura 4.8 Lógica de Controle e Memória [45]	69
Figura 4.9 Gráfico que permite a seleção da estrutura	72
do filtro mais eficiente [45]	72
Figura 4.10 Filtro FIR de forma direta de tipo I [45]	73
Figura 5.1 Operação MAC (<i>Multiplication and Accumulate</i>)	76

Figura 5.2 Sinal de entrada do equalizador.....	81
adaptativo implementado em <i>System Generator</i>	81
Figura 5.3 Atualização dos coeficientes do filtro.	82
Figura 5.4 Filtro FIR seqüencial alimentado pela memória RAM.....	82
Figura 5.5 Estrutura do Filtro.	83
Figura 5.6 Determinação do sinal de erro do equalizador treinado.	83
Figura 5.7 Determinação do sinal de erro do equalizador autodidata.	84
Figura 5.8 Implementação do equalizador DFE-LMS (treinado).....	85
Figura 5.9 Implementação do equalizador DFE-CMA (autodidata)	86
Figura 5.10 Sistema de Comunicação implementado.....	87
Figura 5.11 Compensação de fase para os equalizadores autodidatas	88
Figura 5.12 Constelação de entrada e saída do equalizador, Canal SUI-1.....	88
Figura 5.13 Erro médio quadrático DD do equalizador treinado (canal SUI-1)	89
Figura 5.14 Erro médio quadrático DD do equalizador autodidata (canal SUI-1)	90
Figura 5.15 Constelação de entrada e saída do equalizador, Canal SUI-2	90
Figura 5.16 Erro médio quadrático DD do equalizador treinado (canal SUI-2)	91
Figura 5.17 Erro médio quadrático DD do equalizador autodidata (canal SUI-2)	92
Figura 5.18 Constelação de entrada e saída do equalizador, Canal SUI-3	92
Figura 5.19 Erro médio quadrático DD do equalizador treinado (canal SUI-3)	93
Figura 5.20 Erro médio quadrático DD do equalizador autodidata (canal SUI-3)	94
Figura 5.21 Constelação de entrada e saída do equalizador, Canal SUI-4	94
Figura 5.22 Erro médio quadrático DD do equalizador treinado (canal SUI-4).....	95
Figura 5.23 Erro médio quadrático DD do equalizador autodidata (canal SUI-4).....	96
Figura 5.24 Constelação de entrada e saída do equalizador, Canal SUI-5	96
Figura 5.25 Erro médio quadrático DD do equalizador treinado (canal SUI-5).....	97
Figura 5.26 Erro médio quadrático DD do equalizador autodidata (canal SUI-5).....	98
Figura 5.27 Constelação de entrada e saída do equalizador, Canal SUI-6.....	98

Figura 5.28 Erro médio quadrático DD do equalizador treinado (canal SUI-6).....	99
Figura 5.29 Erro médio quadrático DD do equalizador autodidata (canal SUI-6).....	100
Figura 5.30 Seleção da arquitetura do filtro mais eficiente, considerando que a taxa de amostragem é 16 MHz [45]	101

Lista de Tabelas

Tabela 1.1 Comparação dos padrões IEEE 802.16, IEEE 802.16a/d, IEEE 802.16e [3]	6
Tabela 3.1 Canais SUI para diferentes tipos de terreno [8]	40
Tabela 3.2 Canais SUI comparação das características: espalhamento de atraso, fator Riceano (K) e frequência Doppler [8]	40
Tabela 3.3 Canal SUI – 1 [8]	41
Tabela 3.4 Canal SUI – 2 [8]	42
Tabela 3.5 Canal SUI – 3 [8]	44
Tabela 3.6 Canal SUI – 4 [8]	45
Tabela 3.7 Canal SUI – 5 [8]	47
Tabela 3.8 Canal SUI – 6 [8]	48
Tabela 4.1: Conjunto de Blocos Xilinx [43]	64
Tabela 4.2: Conjunto de Blocos de Referência Xilinx [43]	65
Tabela 4.3: Exemplos arredondamento simétrico [45]	71
Tabela 5.1: Recursos de Estimação	80

CAPÍTULO 1

Introdução

Atualmente, a comunicação entra em nossa vida cotidiana de tantas formas diferentes que é muito fácil não perceber a diversidade de suas aplicações. No seu sentido fundamental, a comunicação envolve implicitamente a informação transmitida de um ponto a outro.

Podemos dizer que o principal problema dos sistemas de comunicação é o canal de comunicação, meio pelo qual o sinal que carrega a informação se propaga. Esse canal introduz distorções e ruído, corrompendo a mensagem transmitida. Nesses casos, é imperativa a utilização de técnicas que minorem esses efeitos nocivos. Uma técnica que combate as distorções é a equalização.

“Equalização [do ingl. equalization] s. f. Eletrôn. Diminuição da distorção de um sinal por meio de circuitos que compensem as deformações, reforçando a intensidade de algumas frequências e diminuindo a de outras.

Equalizador s. m. Dispositivo que permite a equalização “ (Novo Dicionário Aurélio da Língua Portuguesa, 4da edição, Editora Nova Fronteira, 1999)

1.1 Organização da dissertação

O Capítulo 1 inicia apresentando o objetivo desta dissertação e sua motivação. A seguir são apresentados breves históricos da evolução dos padrões de comunicação *IEEE 802.16*.

O Capítulo 2 apresenta os conceitos básicos de equalização adaptativa. Dentro deste tema, são discutidas técnicas de equalização adaptativas treinadas e autodidatas.

O Capítulo 3 aborda a modelagem do canal de comunicações móveis. Inicialmente, discute-se o modelo de pequena escala, descrevendo-se os dois tipos de modelos de canais com multipercurso: o canal com desvanecimento Rayleigh e Rice. Em seguida, descrevem-se as características do modelo do canal de comunicação SUI (*Stanford University Interim*), utilizado na caracterização de uma transmissão *WiMax* (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) (padrão *IEEE 802.16a*). Também, propõe-se uma técnica para formatar o espectro deste canal, de modo a facilitar sua modelagem computacional. E, finalmente, é realizada a implementação do modelo de canal SUI em *SIMULINK*.

O Capítulo 4 apresenta uma descrição do aplicativo *Xilinx System Generator* utilizado para facilitar a implementação de sistemas em placas de FPGAs. Também, são apresentadas considerações sobre a implementação de filtros FIR nestas placas.

No Capítulo 5, inicialmente, é apresentada uma discussão sobre a implementação do algoritmo LMS (*Least Mean Square*) em hardware. Em seguida, é realizada uma comparação das estruturas de implementação seqüencial e paralela de filtros FIR, com a finalidade de definir-se o tipo de implementação a ser utilizada para os equalizadores adaptativos apresentados no Capítulo 2. Finalmente, são apresentados os resultados das implementações dos equalizadores, quando utilizados em um sistema de comunicação *WiMax* de portadora simples.

O Capítulo 6 apresenta as conclusões e as propostas para trabalhos futuros.

1.2 Motivações

Nos últimos anos, a tecnologia de dispositivos FPGAs (*Field Programmable Gate Arrays*) tem evoluído significativamente, alcançando elevados níveis de densidade, altos índices de desempenho e menores custos de fabricação. Esta evolução tem tornado cada vez menor a distância entre FPGAs e CIs (Circuitos Integrados) customizados. Além dos avanços em capacidade, desempenho e custos, os fabricantes de FPGAs têm introduzido, no decorrer dos anos, cada vez mais recursos de reconfigurabilidade.

Os recursos de reconfigurabilidade recentemente implantados por fabricantes de FPGAs têm possibilitado o projeto de sistemas dinamicamente reconfiguráveis. O termo “dinamicamente reconfigurável” representa a possibilidade de se alterar parcialmente a

funcionalidade de um dispositivo enquanto ativo, sem prejudicar o funcionamento da lógica restante que pode estar em operação [1].

WiMax é uma versão "turbinada" do Wi-Fi (*Wireless Fidelity*). Ele nasceu da necessidade de se ter uma tecnologia sem fio de banda larga com longo alcance e alta taxa de transmissão. O *WiMax* atualmente possui os padrões: "Nomádico" *IEEE 802.16d* (ou *IEEE 802.16-2004*) e o Móvel *IEEE 802.16e* (ou *IEEE 802.16-2005*). O *802.16d* (ratificado em Junho de 2004) é o padrão de acesso sem fio de banda larga fixa (também conhecido como *WiMax* Fixo) e teve os primeiros equipamentos (Aperto Networks, Redline Communications, Wavesat e Sequans) homologados em janeiro de 2006 pelo laboratório espanhol Cetecom. O *802.16e* (ratificado em Dezembro de 2005) é o padrão de acesso sem fio de banda larga móvel - *WiMax* Móvel (assegurando conectividade em velocidades de até 100 Km/hora) e cujos equipamentos estarão disponíveis no mercado em meados de 2007. A grande diferença entre o *WiMax* "Nomádico" (ou Fixo) e o Móvel é que o primeiro é apenas portátil (não comuta – não possui handoff - entre ERBs (Estação Rádio Base) em altas velocidades) e o segundo é móvel (comuta – possui handoff - entre ERBs em velocidades de até 100 Km/h).

1.3 Objetivo

O objetivo desta dissertação é propor um novo método para a simulação do espectro Doppler para canais *WiMax* (*IEEE 802.16a*), que facilite a implementação computacional dos modelos destes canais, também conhecidos como canais SUI (*Stanford University Interim*). Além disso, propõe-se um modelo dos canais SUIs implementados em *SIMULINK* e a implementação em placas de FPGAs de equalizadores adaptativos para compensar os efeitos distorcivos destes canais.

1.4 A família IEEE 802.16

O padrão *IEEE 802.16*, que define a interface para Redes Sem Fio de Área Metropolitana para Acesso em Faixa Larga (BWA: *Broadband Wireless Access*) com receptor fixo, prevê a tecnologia para o acesso de última milha, com uma alta taxa de transmissão para os serviços de voz, dados e vídeo. A vantagem mais evidente de BWA é seu baixo custo de instalação e manutenção comparada com as redes de acesso tradicionais de cabo ou fibra ótica,

especialmente em regiões de difícil acesso devido à distância ou às características geográficas. [2]. A topologia de WMAN é mostrada na Figura 1.1.

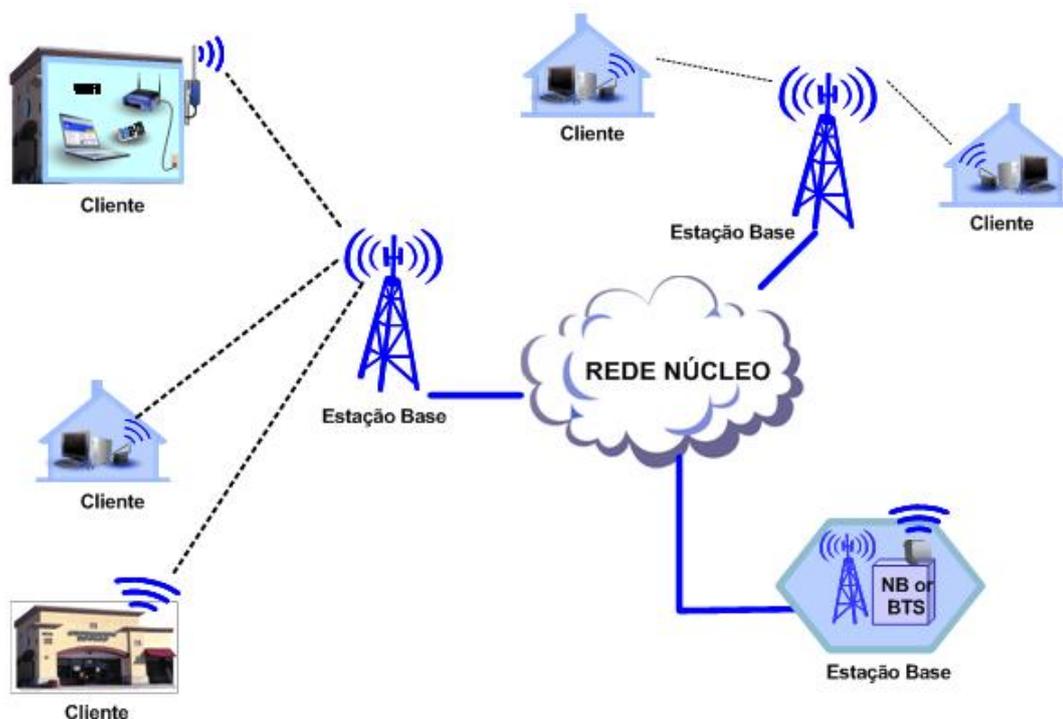


Figura 1.1. A estrutura do WMAN

A versão inicial do padrão *IEEE 802.16*, publicada em abril de 2002, opera nas frequências de 10 a 66 GHz e requer visada direta (LOS – *Line Of Sight*). A extensão 802.16a, aprovada em janeiro de 2003, não requer transmissão com visada direta (NLOS – *Non Line Of Sight*) e permite o uso de frequências mais baixas (2 a 11 GHz), muitas das quais não são licenciadas. O padrão *IEEE 802.16* ostenta um alcance de 50 Km e taxas médias de transferência de 70Mbps, com taxas de pico de 268 Mbps, podendo atender a centenas de usuários. As emendas ao padrão *802.16* possibilitaram que uma única estação base ofereça BWA tanto para terminais fixos quanto móveis. Essas correções preencheram a lacuna entre as altas taxas de dados das redes locais sem fio (WLAN) e a alta mobilidade celular das redes metropolitanas (WAN). A seguir, a família de padrões que compõem o *WiMax* é brevemente apresentada:

- *IEEE 802.16*: Corresponde à especificação original, projetado para padronizar implementações LMDS (*Local Multipoint Distribution System*). É usado em frequências de 10 – 66 GHz.
- *IEEE 802.16a*: Projetado para atender as frequências mais baixas (2-11 GHz). Foi especificado com o objetivo de competir com as tecnologias que oferecem acesso à última milha, como xDSL e cable modems. Pode obter taxas de transmissão de até 75 Mbps com um alcance máximo de 50 Km. Emprega antenas fixas NLOS.
- *IEEE 802.16b*: Trata aspectos relativos à qualidade de serviço.
- *IEEE 802.16c*: Trata de interoperabilidade, protocolos e especificação de testes de conformação.
- *IEEE 802.16d*: Atualização do padrão *802.16* que consolida as revisões dos padrões *802.16a* e *802.16c* em um único padrão, substituindo o *802.16a* como o padrão base. Entre as alterações pode-se destacar a provisão de suporte para antenas MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*), o que aumenta a confiabilidade do alcance com multipercurso. Facilita instalações com o uso de antenas indoor.
- *IEEE 802.16e*: Adiciona especificações de mobilidade (WMANs móveis). Este padrão possui as seguintes características: (a) camada física (PHY): o *WiMax* Móvel é a utilização de um esquema de modulação conhecido como S-OFDMA (*Scalable Orthogonal Frequency Division Multiple Access*), na faixa 2 a 6 GHz., que permite associar um subconjunto de sub-portadoras para diferentes usuários possibilitando assim que múltiplos usuários possam conectar-se ao mesmo tempo na mesma frequência sem interferência. Cada usuário será tratado separadamente independente da localização, distância para a estação rádio-base, interferência e requisitos de potência; (b) camada de meio de acesso (MAC): adicionalmente, o *WiMax* Móvel introduz funcionalidades típicas para permitir o *handoff* entre células assegurando a mobilidade. Em frequências inferiores a 3,5GHz pode oferecer concorrência à tecnologia celular com alcance de 2 a 5 Km (nas cidades). A Tabela 1.1 mostra as características dos padrões *IEEE 802.16*, *IEEE 802.16a/d*, *IEEE 802.16e*.

Tabela 1.1 Comparação dos padrões IEEE 802.16, IEEE 802.16a/d, IEEE 802.16e [3]

	IEEE 802.16	IEEE 802.16a/d	IEEE 802.16e
Homologação	Dezembro de 2001	802.16a: Janeiro de 2003 802.16d: Junho de 2004	Dezembro 2005
Frequência	10 – 66 GHz	2 – 11 GHz	2 – 6 GHz
Condições do Canal	LOS	NLOS	NLOS
Taxa de Transmissão	32 – 134 Mbps em Canal de 28 MHz	Até 75 Mbps em Canal de 20 MHz	Até 15 Mbps em Canal de 5 MHz
Modulação	QPSK, 16QAM, 64QAM	OFDM 256 subportadoras, OFDMA, QPSK, 16QAM, 64QAM, BPSK	OFDM 256 subportadoras OFDMA, QPSK, 16QAM, 64QAM, BPSK
Mobilidade	Fixa	Fixa e portátil (nômade)	Mobilidade, <i>roaming</i> regional
Largura de faixa do Canal	20, 25, 28 MHz	Entre 1,75 e 20 MHz com até 16 sub-canais lógicos	Entre 1,75 e 20 MHz com até 16 sub-canais lógicos
Raio de Cella típico	2 – 5 Km	5 – 10 Km Alcance máximo de 50 Km dependendo do tamanho da antena, seu ganho e potência de transmissão	2 – 5 Km

CAPÍTULO 2

Equalização Adaptativa

Na maioria dos sistemas de comunicação digital ocorre uma dispersão temporal do sinal transmitido pelo canal de comunicação, fazendo com que dados transmitidos num certo instante venham a interferir com dados transmitidos em outros instantes. Esse fenômeno, chamado de interferência entre símbolos (ISI – *Intersymbol Interference*), provoca a redução da confiabilidade e/ou da taxa com as quais os dados são transmitidos. Com objetivo de reduzir a ISI são utilizados os equalizadores, os quais estão localizados no receptor.

Um equalizador pode atuar de forma treinada ou de forma autodidata. Na equalização treinada, periodicamente ou quando é necessário, é transmitida uma seqüência de símbolos conhecidos no receptor. Através de um processo comparativo entre a seqüência recebida e a seqüência de treinamento, uma técnica adaptativa busca ajustar os coeficientes de um filtro linear para obter a equalização desejada. A equalização autodidata é aplicada em situações onde não é possível transmitir uma seqüência conhecida. Neste caso, pode-se utilizar, por exemplo, uma estimativa não-linear da seqüência transmitida. Este capítulo apresenta, de maneira sucinta, os principais conceitos e técnicas de equalização adaptativa. Na próxima seção, iniciamos o seu desenvolvimento fazendo uma abordagem geral das características de um sistema de comunicação digital.

2.1 Sistemas de comunicação e Modelo em Banda Base

O propósito de um sistema de comunicação é entregar uma mensagem de uma fonte de informação a um usuário final, em um formato reconhecível, com a fonte e o usuário fisicamente separados. Para fazer isso, o transmissor modifica a mensagem para uma forma apropriada à transmissão através do canal. Essa modificação é realizada por meio de um processo conhecido como modulação, que envolve a variação de algum parâmetro de uma

onda portadora de acordo com a mensagem. O receptor recria o sinal original a partir de uma versão degradada do sinal transmitido, depois da propagação através do canal.

Essa recriação é realizada utilizando-se um processo conhecido como demodulação, que é o inverso do processo de modulação utilizado no transmissor. Entretanto, devido à inevitável presença de ruído e distorção no sinal recebido, considera-se que o receptor não é capaz de recriar exatamente o sinal de mensagem original. A degradação resultante no desempenho global do sistema é influenciada pelo tipo de esquema de modulação utilizado [4].

A Figura 2.1 mostra os blocos funcionais de um sistema de comunicação digital, os quais são:

- codificador-decodificador de fonte;
- codificador-decodificador de canal;
- modulador-demodulador.

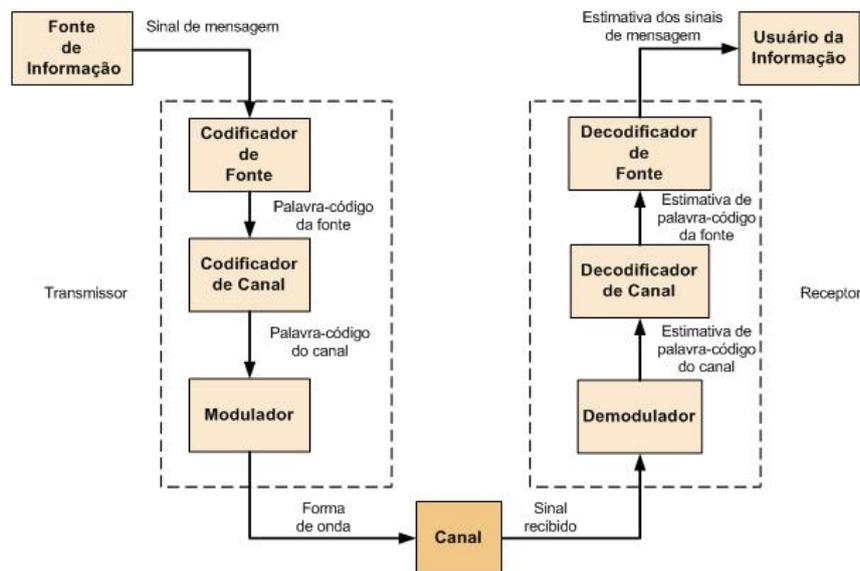


Figura 2.1 Sistema de Comunicação Digital [4]

O codificador da fonte elimina informações redundantes da mensagem e é responsável pela utilização eficiente do canal. A seqüência de símbolos resultante é chamada palavra-código da fonte. Em seguida, o fluxo de dados é processado pelo codificador de canal, o qual produz uma nova seqüência de símbolos chamada palavra-código do canal. A palavra-código do canal é mais longa que a palavra-código da fonte em virtude da redundância controlada que

é incorporada à sua construção. Finalmente, o modulador representa cada símbolo da palavra-código do canal por meio de um símbolo analógico correspondente, selecionado apropriadamente de um conjunto finito de símbolos analógicos possíveis. A seqüência de símbolos analógicos produzida pelo modulador é chamada forma de onda, que é apropriada para ser transmitida pelo canal. No receptor, a saída do canal (sinal recebido) é processada em ordem inversa à do transmissor, reconstruindo assim, uma versão reconhecível do sinal de mensagem original.

A transmissão de dados requer o uso de um canal com uma largura de banda suficientemente grande para acomodar o conteúdo de freqüência essencial do fluxo de dados. Entretanto, o canal geralmente é dispersivo, no sentido em que sua resposta em freqüência tem uma largura de banda menor daquela do sinal transmitido. O resultado da transmissão de dados, por esse tipo de canal, é que cada pulso recebido é bastante afetado por pulsos adjacentes, provocando assim o surgimento de uma forma comum de interferência denominada interferência entre símbolos (ISI).

Na presente dissertação, será considerado o modelo em banda-base do sistema ilustrado na Figura 2.2, onde a distorção produzida pelo canal será compensada utilizando um equalizador adaptativo.

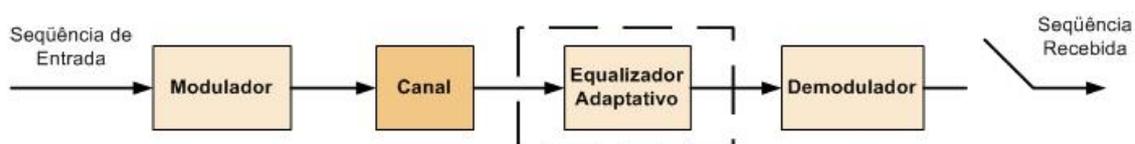


Figura 2.2 Modelo em banda base de um Sistema de Comunicação Digital

A próxima seção apresenta as características e a fundamentação matemática do algoritmo LMS (*Least-Mean-Square*) utilizado para a adaptação dos coeficientes da estrutura utilizada no projeto do equalizador.

2.2 Algoritmo LMS (*Least-Mean-Square*)

Idealmente, o filtro equalizador deve ter uma função de transferência que é a inversa daquela do canal. Assim, se $C(z)$ é a função de transferência do canal então

$$W(z) = \frac{1}{C(z)}, \quad (2.1)$$

é a função de transferência do equalizador ideal. A técnica de equalização baseada neste princípio é denominada de *Zero-Forcing* (ZF), no sentido de que a ISI é completamente compensada. Contudo, os equalizadores lineares baseados nesta técnica possuem a desvantagem de amplificar demais o ruído em canais com desvanecimento profundo. Na literatura, encontram-se várias técnicas que permitem realizar o projeto do equalizador levando em conta a presença do ruído [5], [7].

Um método alternativo para o projeto do filtro equalizador, que minimiza o problema da amplificação do ruído, é a utilização da técnica de filtragem de Wiener. Esta técnica de filtragem ótima pode ser resumida no seguinte problema: *Projete um filtro linear discreto no tempo cuja saída $y(n)$ forneça uma estimativa de uma resposta desejada, dado um conjunto de amostras de entrada $u(0), u(1), \dots$, tal que o valor médio quadrático do erro de estimação $e(n)$, definido como a diferença entre a resposta desejada $d(n)$ e a resposta real $y(n)$, seja minimizado* [5]. A solução de Wiener demanda uma inversão matricial que pode ser muito custosa computacionalmente, especialmente quando o equalizador possui muitos coeficientes. Daí surgem métodos iterativos, como o da descida mais íngreme (“*steepest descent*”), que utilizam o vetor gradiente do critério de minimização do erro médio quadrático para obter os coeficientes até convergir para a solução de Wiener. O algoritmo adaptativo conhecido como LMS parte do mesmo princípio, porém utilizando uma aproximação estocástica do vetor gradiente. Deste modo, o LMS torna-se excepcionalmente simples, do ponto de vista computacional, destacando-se também por sua robustez e sendo normalmente utilizado como referência de desempenho [5].

Para analisar a formulação matemática do algoritmo LMS, inicialmente definimos os seguintes vetores complexos e escalares, representando sinais complexos em banda base:

- o vetor do sinal de entrada

$$\mathbf{u}(n) = [u(n) \quad u(n-1) \quad \dots \quad u(n-N+1)]^T, \quad (2.2)$$

- o vetor de coeficientes do filtro:

$$\mathbf{w}(n) = [w_0 \quad w_1 \quad \dots \quad w_{N-1}]^T, \quad (2.3)$$

- o sinal de saída $y(n)$, dado por

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{u}(n), \quad (2.4)$$

- e o sinal de erro

$$e(n) = d(n) - y(n), \quad (2.5)$$

onde $d(n)$ é o sinal desejado.

O sinal de erro $e(n)$ é uma variável aleatória dada a natureza estocástica de $y(n)$. O erro médio quadrático é definido por

$$J = E[e(n)e^*(n)] = E[|e(n)|^2], \quad (2.6)$$

onde $E[\cdot]$ é o operador esperança. Como desejamos obter o menor valor de J , devemos calcular o gradiente da função custo em relação a \mathbf{w} , que é dado por

$$\nabla_{\mathbf{w}} J = -2E[\mathbf{u}(n)e^*(n)]. \quad (2.7)$$

A estimativa instantânea do vetor gradiente é dada por:

$$\hat{\nabla}_{\mathbf{w}} J(n) = -2\mathbf{u}(n)e^*(n). \quad (2.8)$$

Substituindo o vetor gradiente, obtido na Equação (2.8), na relação da descida mais íngreme $w(n+1) = w(n) + \frac{1}{2} \mu [-\nabla_{\mathbf{w}} J(n)]$ [5], obtém-se a relação de atualização dos coeficientes do algoritmo LMS:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{u}(n) e^*(n). \quad (2.9)$$

Desta forma, cada iteração do algoritmo LMS é realizada seguindo os seguintes passos:

i.- Calcular a saída do filtro:

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n) \mathbf{u}(n). \quad (2.10)$$

ii.- Calcular o erro:

$$e(n) = d(n) - y(n). \quad (2.11)$$

iii.- Atualizar os coeficientes:

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu \mathbf{u}(n) e^*(n), \quad (2.12)$$

onde o passo de adaptação fica restrito a: $0 < \mu < tr[\mathbf{R}]$, sendo $tr[\mathbf{R}]$ é o traço da matriz de autocorrelação de $\mathbf{u}(n)$. A Figura 2.3 ilustra o processo de adaptação.

A seguir, o algoritmo LMS descrito anteriormente, será expandido para considerar as componentes de fase (I) e quadratura (Q) dos sinais envolvidos.

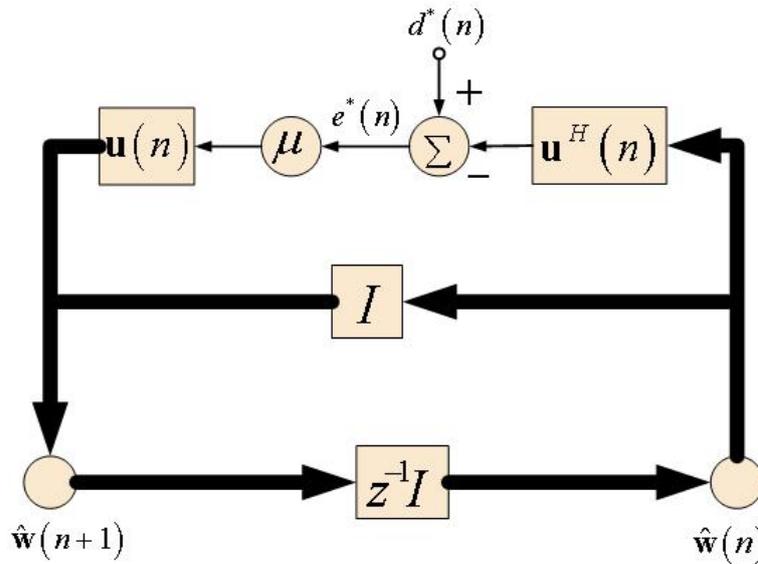


Figura 2.3 Diagrama de fluxo do algoritmo LMS [5]

Modelo canônico do Algoritmo LMS complexo

O vetor do sinal de entrada, o sinal desejado, o vetor dos coeficientes do filtro, o sinal de saída e o sinal de erro podem ser reescritos, respectivamente, como [5]:

$$\mathbf{u}(n) = \mathbf{u}_I(n) + j\mathbf{u}_Q(n), \quad (2.13)$$

$$d(n) = d_I(n) + jd_Q(n), \quad (2.14)$$

$$\hat{\mathbf{w}}(n) = \hat{\mathbf{w}}_I(n) + j\hat{\mathbf{w}}_Q(n), \quad (2.15)$$

$$y(n) = y_I(n) + jy_Q(n), \quad (2.16)$$

$$e(n) = e_I(n) + je_Q(n). \quad (2.17)$$

A Figura 2.4 ilustra o processo de cálculo do erro e o do sinal de saída, considerando as componentes de fase e quadratura, definidas acima.

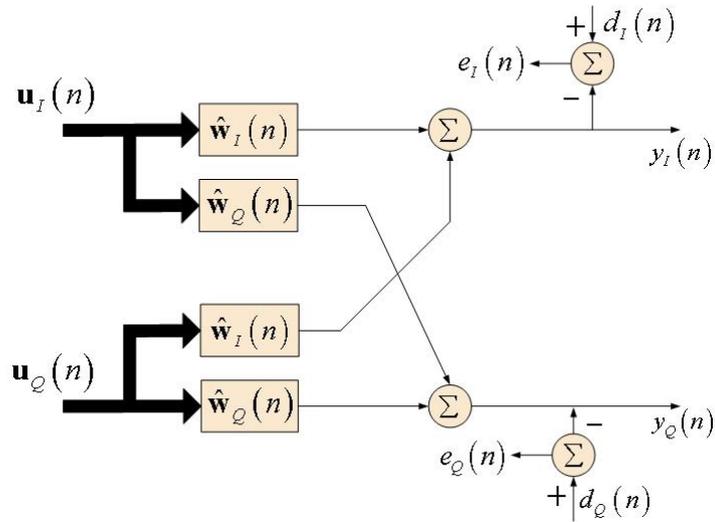


Figura 2.4 Fluxo que representa o erro e a saída dos sinais [5]

A Figura 2.5 ilustra o processo de atualização dos coeficientes, considerando as componentes de fase e quadratura dos sinais. As equações de adaptação dos coeficientes são dadas por [5]:

$$\hat{\mathbf{w}}_I(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_I(n) + \mu [e_I(n)\mathbf{u}_I(n) + e_Q(n)\mathbf{u}_Q(n)], \quad (2.18)$$

$$\hat{\mathbf{w}}_Q(n+1) = \hat{\mathbf{w}}_Q(n) + \mu [e_I(n)\mathbf{u}_Q(n) - e_Q(n)\mathbf{u}_I(n)]. \quad (2.19)$$

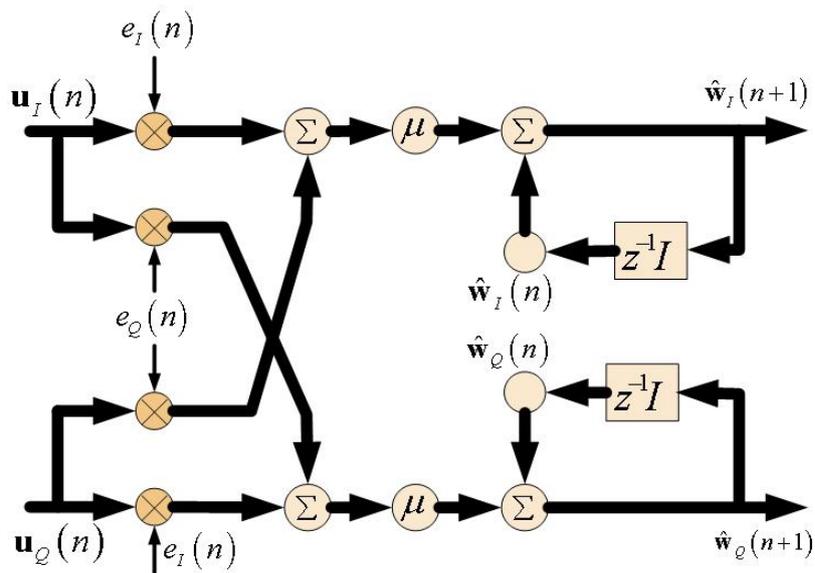


Figura 2.5 Fluxo de sinais representando a atualização dos coeficientes [5]

2.3 Algoritmo LMS-DD (*Least Mean Square-Decision Directed*)

Os dois métodos tradicionais de operação de um equalizador adaptativo são: o modo de treinamento e o modo de decisão direta (DD), como mostra a Figura 2.6. Durante o modo de treinamento, uma seqüência conhecida é transmitida e uma versão sincronizada dela ($d(n)$) é gerada no receptor. O sinal de erro $e(n) = d(n) - y(n)$ é formado e aplicado ao equalizador adaptativo. Os coeficientes do equalizador são, assim, ajustados de acordo com o algoritmo LMS, utilizando o critério da minimização do erro médio quadrático. Quando o processo de treinamento é concluído, o equalizador é comutado para seu segundo modo de operação: o modo de decisão direta (DD) [4].

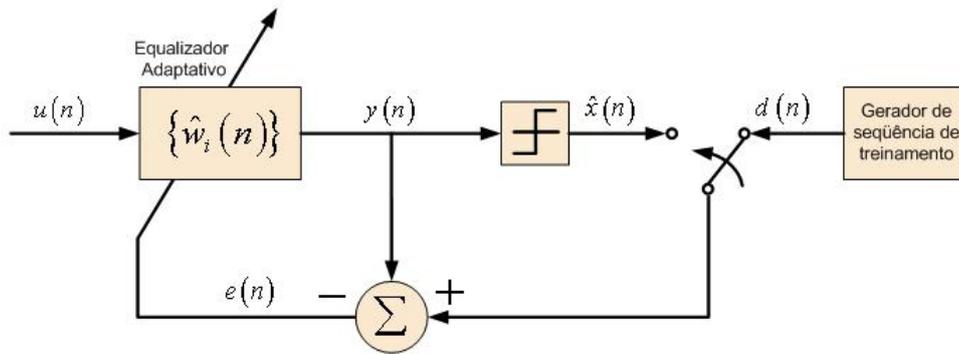


Figura 2.6 Modos de operação de um equalizador adaptativo [4]

O algoritmo DD foi desenvolvido inicialmente por *Lucky (1965)*, que pensou em utilizar as saídas do próprio equalizador para rastrear as variações do canal, ou refinar os coeficientes após o treinamento, caso necessário. O algoritmo LMS-DD é semelhante ao algoritmo LMS treinado, mas difere-se na obtenção do sinal desejado que passa a ser uma decisão realizada sobre a saída do próprio equalizador [6]. Assim, definindo a função de decisão como $dec(\bullet)$, temos que [5]:

$$e(n) = dec(y(n)) - y(n). \quad (2.20)$$

Desta forma, o erro passa a ser uma função não linear dos coeficientes do filtro, fazendo com que a função custo deixe de ser quadrática. Essa não linearidade imposta pela função de decisão acarreta a formação de mínimos locais indesejados.

Foi mostrado por *Macchi e Eweda (1984)* que o algoritmo LMS-DD converge para a solução ótima de Wiener, após o treinamento, desde que a condição de olho aberto seja satisfeita [5], o tamanho do passo μ seja fixo e a seqüência de saída do canal seja ergódica. Caso contrário, esse algoritmo pode apresentar convergência para mínimos locais indesejados. Alguns mínimos locais estão relacionados com as possíveis soluções de Wiener resultantes de diferentes atrasos na seqüência de treinamento. Outros mínimos locais ocorrem quando a convolução canal-equalizador resulta em um sistema que possui olho fechado, que ocorre quando o maior coeficiente, em valores absolutos, do filtro (canal+equalizador) é inferior à soma dos valores absolutos dos demais coeficientes, acarretando decisões erradas, independente da presença do ruído. Essa condição gera um mínimo indesejado que não está associado às soluções de Wiener [5].

2.4 Algoritmos Autodidatas

O procedimento clássico de enviar um sinal de treinamento é freqüentemente custoso, difícil e, algumas vezes, impossível de realizar. Por exemplo, em um sistema rádio-digital, o sinal recebido sofre de um fenômeno conhecido como multipercurso, que surge do fato de o sinal transmitido alcançar o receptor através de uma multiplicidade de caminhos. A presença deste fenômeno pode produzir uma atenuação severa na potência do sinal recebido resultando em uma perda de sincronismo entre o transmissor e o receptor. Caso isto ocorra durante o processo de treinamento, o equalizador adaptativo no receptor é privado de sua resposta desejada, e o processo de filtragem adaptativa é seriamente prejudicado. Em tal situação, torna-se necessário buscar alguma forma de equalização que não requeira de uma seqüência de treinamento para ajustar os coeficientes do equalizador.

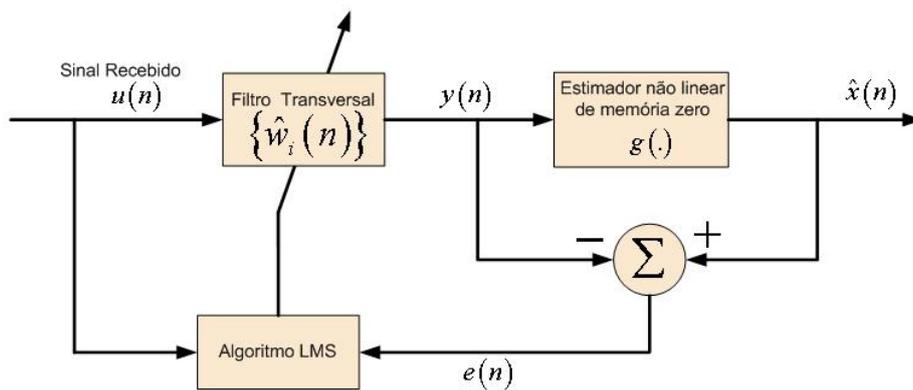
Sem a disponibilidade de uma seqüência de treinamento, alguma forma de estimação dos dados transmitidos é necessária a fim de que um erro de estimação seja formado e utilizado para adaptação dos coeficientes do equalizador via Equação (2.12). Mostra-se a seguir que a estimativa dos símbolos transmitidos, $\hat{x}(n)$, pode ser realizada através de uma transformação não-linear dos símbolos de saída do equalizador $y(n)$, como ilustra a Figura 2.7. Esta técnica de equalização é conhecida como *Equalização Autodidata (ou Cega)*. Os equalizadores autodidatas tentam identificar uma seqüência de símbolos transmitida na presença de interferência entre símbolos sem a utilização de uma seqüência de treinamento.

Estes equalizadores não assumem qualquer conhecimento do dado de entrada, exceto de suas características estatísticas [7].

Pode-se inferir que a equalização cega através do algoritmo DD utilizando equalizadores lineares, é fortemente dependente da inicialização dos coeficientes.

Os algoritmos abordados nesta seção pertencem à classe de algoritmos do tipo *Bussgang* [5]. Nestes algoritmos, o sinal de erro é obtido através de uma transformação não-linear sem memória, como mostrado na Figura 2.7.

Na próxima seção discute-se o algoritmo de módulo constante (CMA) [5]. O equalizador realimentado por decisão (DFE) é discutido na Seção 2.4.



Onde: $g(\cdot)$ é uma função não linear

Figura 2.7 Diagrama de blocos de um equalizador cego [5]

2.4.1 Algoritmo CMA (*Constant Modulus Algorithm*)

Em 1980, Godard propôs uma família de algoritmos de equalização cega de módulo constante para uso em sistemas de comunicação digital bi-dimensional. Especificamente, Godard propôs a minimização de funções $D^{(p)}$, chamadas de dispersão de ordem p (p inteiro > 0), definidas por:

$$D^{(p)} = E \left[|y(n)|^p - R_p \right]^2. \quad (2.21)$$

sendo a constante R_p positiva e definida por:

$$R_p = \frac{E \left[|x(n)|^{2p} \right]}{E \left[|x(n)|^p \right]}. \quad (2.22)$$

A racionalidade para a escolha de Godard torna-se clara quando comparamos as funções de dispersão com as funções custo

$$G^{(p)} = E \left(|y(n)|^p - |d(n)|^p \right)^2, \quad (2.23)$$

para as quais é clara a independência com a fase da portadora.

Os Algoritmos de Godard mais utilizados são os seguintes:

Caso 1: $p = 1$

$$D^{(1)} = E \left[(|y(n)| - R_1)^2 \right], \quad (2.24)$$

onde

$$R_1 = \frac{E \left[|x(n)|^2 \right]}{E \left[|x(n)| \right]}. \quad (2.25)$$

Este caso pode ser visto como uma modificação do algoritmo de Sato [5].

Caso 2: $p = 2$

$$D^{(2)} = E \left[\left(|y(n)|^2 - R_2 \right)^2 \right], \quad (2.26)$$

onde

$$R_2 = \frac{E \left[|x(n)|^4 \right]}{E \left[|x(n)|^2 \right]}. \quad (2.27)$$

Na literatura, este caso é chamado algoritmo de módulo constante (CMA - *Constant modulus algorithm*) [5].

Calculando o gradiente da Equação (2.26), com respeito aos coeficientes do equalizador, obtém-se a expressão clássica da fórmula de atualização do algoritmo CMA:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e^*(n) \mathbf{u}(n), \quad (2.28)$$

onde

$$e(n) = y(n) \left(|y(n)|^2 - R_2 \right) \quad (2.29)$$

e μ é o passo de adaptação.

Vários trabalhos já foram realizados para o estudo da convergência deste algoritmo e uma dezena de outros buscaram formas de garantir a convergência para o mínimo global. Uma das práticas mais utilizadas é a da inicialização “*center spike*”, onde o coeficiente central do equalizador é inicializado com o valor 1 e os outros são nulos. Apesar de não garantir a convergência para o mínimo global, este procedimento gera resultados satisfatórios [6].

2.5 DFE (*Decision Feedback Equalizer*)

Nesta seção, apresenta-se uma descrição do equalizador com realimentação na decisão (DFE).

Considere um canal em banda base com resposta ao impulso indicada em sua forma amostrada pela seqüência $\{c[n]\}$. A resposta deste canal a uma seqüência de entrada $\{x[n]\}$, na ausência de ruído, é dada pela soma de convolução discreta:

$$\begin{aligned} y[n] &= \sum_k c[k]x[n-k] \\ &= c[0]x[n] + \sum_{k<0} c[k]x[n-k] + \sum_{k>0} c[k]x[n-k] \end{aligned} \quad (2.30)$$

O primeiro termo da Equação (2.30) representa o símbolo de dados desejado. O segundo representa a ISI devida as amostras pré-cursoras da resposta ao impulso que ocorrem antes da amostra principal $c[0]$, associada com o símbolo de dados desejado. O terceiro termo representa a ISI devida as amostras pós-cursoras da resposta ao impulso do canal que ocorrem depois da amostra principal $c[0]$. As amostras pré-cursoras e pós-cursoras de uma resposta ao impulso de um canal são ilustradas na Figura 2.8. A idéia da equalização com realimentação de decisão é utilizar as decisões sobre dados tomadas em função de precusores da resposta ao impulso do canal para que se encarreguem dos pós-cursores; para que a idéia funcione, entretanto, as decisões evidentemente têm de ser corretas. Desde que esta condição seja satisfeita um equalizador com realimentação de decisão é capaz de prover uma melhoria em relação ao desempenho do equalizador FIR.

Um equalizador DFE consiste em uma seção *feedforward* (termo utilizado para indicar uma alimentação preditiva de sinal), uma seção de realimentação e um dispositivo de decisão, conectados como na Figura 2.9. A seção de *feedforward* consiste em um filtro onde a seqüência de dados a serem equalizados é aplicada a esta seção. A seção de realimentação (*feedback*) é formada por outro filtro cuja entrada consiste nas decisões tomadas quanto aos símbolos detectados anteriormente da seqüência de entrada. A função da seção de realimentação é subtrair a parte da interferência entre símbolos produzida por símbolos detectados anteriormente a partir das estimativas de amostras futuras. A inclusão do dispositivo de

decisão no *loop* de realimentação torna o equalizador intrinsecamente não-linear. O algoritmo LMS pode ser utilizado para adaptar conjuntamente os coeficientes do filtro *feedforward* e de realimentação baseando-se em um sinal de erro comum [4]. Diferentemente de um equalizador linear, um equalizador com realimentação de decisão sofre do efeito de propagação de erro.

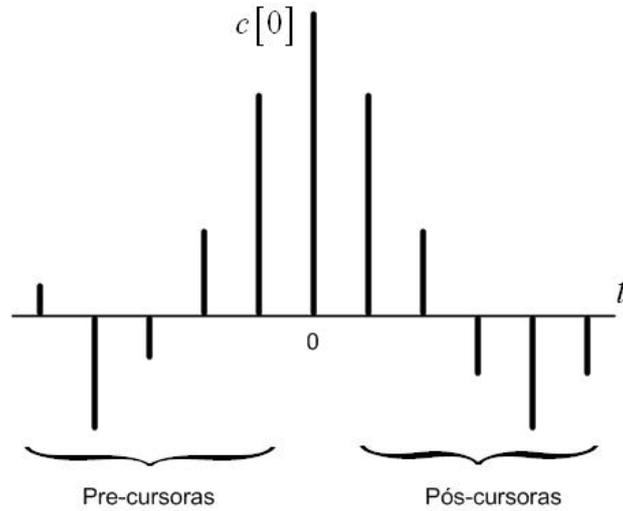


Figura 2.8 Resposta ao impulso de um canal de tempo discreto descrevendo as amostras pré-cursoras e pós-cursoras [4]

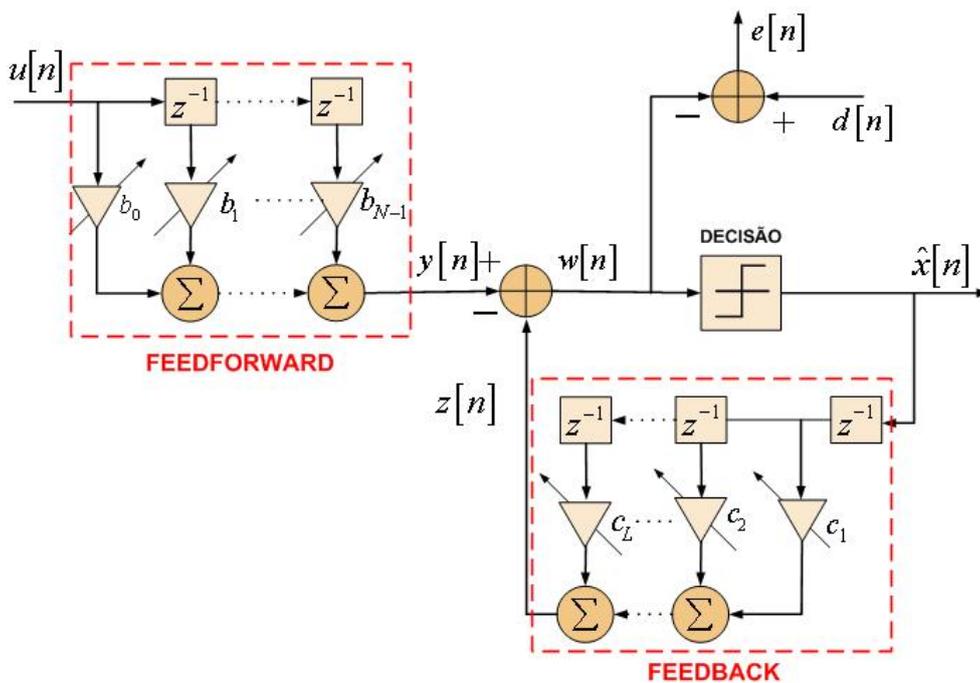


Figura 2.9 Equalizador com decisão realimentada. -DFE

Como ilustrado na Figura 2.9, a saída do equalizador DFE é dada por:

$$w(n) = y(n) - z(n), \quad (2.31)$$

onde:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i u(n-i), \quad (2.32)$$

$$z(n) = \sum_{j=1}^L c_j \hat{x}(n-j). \quad (2.33)$$

O equalizador DFE utiliza o algoritmo LMS para adaptar os coeficientes dos filtros *feedforward* e *feedback*. Os algoritmos de adaptação são definidos como [6]:

i.- Equalizador DFE com seqüência de treinamento

$$\mathbf{b}(n) = \mathbf{b}(n-1) + \mu e^*(n) \mathbf{u}(n), \quad (2.34)$$

$$\mathbf{c}(n) = \mathbf{c}(n-1) - \rho e^*(n) \hat{\mathbf{x}}(n-1), \quad (2.35)$$

onde $\mathbf{b}(n)$ é o vetor de coeficientes do filtro *feedforward* definido como

$$\mathbf{b}(n) = [b_0 \ b_1 \ b_2 \ \dots \ b_{N-1}]^T, \quad (2.36)$$

$\mathbf{c}(n)$ é o vetor de coeficientes do filtro *feedback* definido como

$$\mathbf{c}(n) = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_L]^T, \quad (2.37)$$

$\hat{\mathbf{x}}(n-1)$ é o vetor de símbolos decididos

$$\hat{\mathbf{x}}(n-1) = [\hat{x}(n-1) \ \hat{x}(n-2) \ \dots \ \hat{x}(n-L)]^T, \quad (2.38)$$

$e(n)$ é o sinal de erro definido como

$$e(n) = d(n) - w(n), \quad (2.39)$$

e μ e ρ são os passos de adaptação dos filtros *feedforward* e *feedback*, respectivamente.

ii.- Equalizador DFE autodata (utilizando o algoritmo CMA)

$$\mathbf{b}(n) = \mathbf{b}(n-1) - \mu w^*(n) \left(|w(n)|^2 - R_2 \right) \mathbf{x}(n), \quad (2.40)$$

$$\mathbf{c}(n) = \mathbf{c}(n-1) + \rho w^*(n) \left(|w(n)|^2 - R_2 \right) \hat{\mathbf{x}}(n-1). \quad (2.41)$$

2.6 Conclusões

Este capítulo apresentou, de forma sucinta, alguns conceitos e técnicas de equalização adaptativa. Usaremos estes conceitos e técnicas para sua implementação em placas de FPGA (*Field Programmable Gate Arrays*).

Neste trabalho, serão implementados os seguintes equalizadores adaptativos:

- FIR-LMS (*Finite Impulse Response-Least Mean Square*)
- FIR-CMA (*Finite Impulse Response-Constant Modulus Algorithm*)
- DFE-LMS (*Decision Feedback Equalizer- Least Mean Square*)
- DFE-CMA (*Decision Feedback Equalizer- Constant Modulus Algorithm*)

O próximo capítulo aborda um estudo sobre modelagem de canal de comunicação discreto. O foco principal é a obtenção de um modelo de um canal de comunicação *WiMax* (padrão *IEEE 802.16a*) implementado em *Simulink*.

CAPÍTULO 3

Modelagem do Canal de Comunicação Móvel

Este Capítulo aborda a modelagem de um canal de comunicação móvel, onde uma análise dos modelos para variação temporal na resposta do canal de comunicação é realizada. Faz-se uma descrição das características de um canal de comunicação com desvanecimento Rayleigh ou Rice, e uma descrição das características do modelo de canal de comunicação SUI (*Stanford University Interim*). Este modelo caracteriza o canal de comunicação numa transmissão *WiMax* (padrão *IEEE 802.16a*) [8]. Finalmente, realiza-se uma discussão sobre as considerações e dificuldades na simulação de canais de comunicação móveis. Propor-se também, um método de simulação do espectro do canal, o qual facilita a implementação dos modelos de canal SUI propostos em [8]. Usamos o *SIMULINK* que, é uma ferramenta do *MatLab*, software desenvolvido pela empresa *The Mathworks*, para a implementação dos modelos de canal SUI.

A próxima seção aborda as características gerais de um canal de comunicação móvel.

3.1 Canal de Comunicação Móvel

Um canal de comunicação móvel é definido como o meio físico utilizado para a propagação do sinal transmitido em um sistema de comunicação sem fio, onde o transmissor e/ou o receptor podem estar em movimento.

Estes canais podem ser classificados, com respeito às variações de amplitude sofridas pelo sinal transmitido, como: canais com desvanecimento de grande ou de pequena escala. [9].

São denominadas de grande escala as variações que ocorrem em longas distâncias ou longos períodos de tempo como, por exemplo, a perda de percurso (*path loss*) e o sombreamento (*shadowing*) [10]. A perda de percurso é a atenuação ocorrida na potência média

do sinal devido a propagação no espaço livre, as difrações e as refrações causadas pelos obstáculos presentes no canal. O efeito do sombreamento ocorre devido a presença intermitente de alguns obstáculos tais como edificações, veículos nas ruas, árvores, dentre outros. A característica intermitente desses obstáculos está diretamente relacionada à mobilidade do móvel e pode ser interpretada como uma variação no valor da perda de percurso. O sombreamento, também chamado de desvanecimento lento (*slow fading*) [10], [11], tem um comportamento aleatório que pode ser representado por uma variável aleatória com distribuição estatística log-normal [10]. Já a perda de percurso pode ser modelada de forma determinística [9].

No desvanecimento rápido (*fast fading*) ou de pequena escala, as variações sofridas pela envoltória do sinal só podem ser observadas em uma escala de dezenas de comprimentos de onda [10], [11]. Ocorre devido ao espalhamento local (ao redor do móvel) do sinal transmitido, resultando em diversas cópias, que incidem sobre o móvel com diferentes atrasos. Assim, o sinal recebido será o resultado da soma destas cópias no receptor, que pode ser construtiva ou destrutiva, dependendo da posição do móvel. Na presença de linha de visada, o desvanecimento rápido tem um comportamento aleatório que pode ser representado por uma variável aleatória com distribuição estatística do tipo Rice. Na ausência de linha de visada o desvanecimento rápido é melhor representado por uma variável aleatória com distribuição estatística do tipo Rayleigh [9]. A Figura 3.1 mostra um diagrama do canal de rádio móvel com as possíveis variações sofridas pelo sinal.

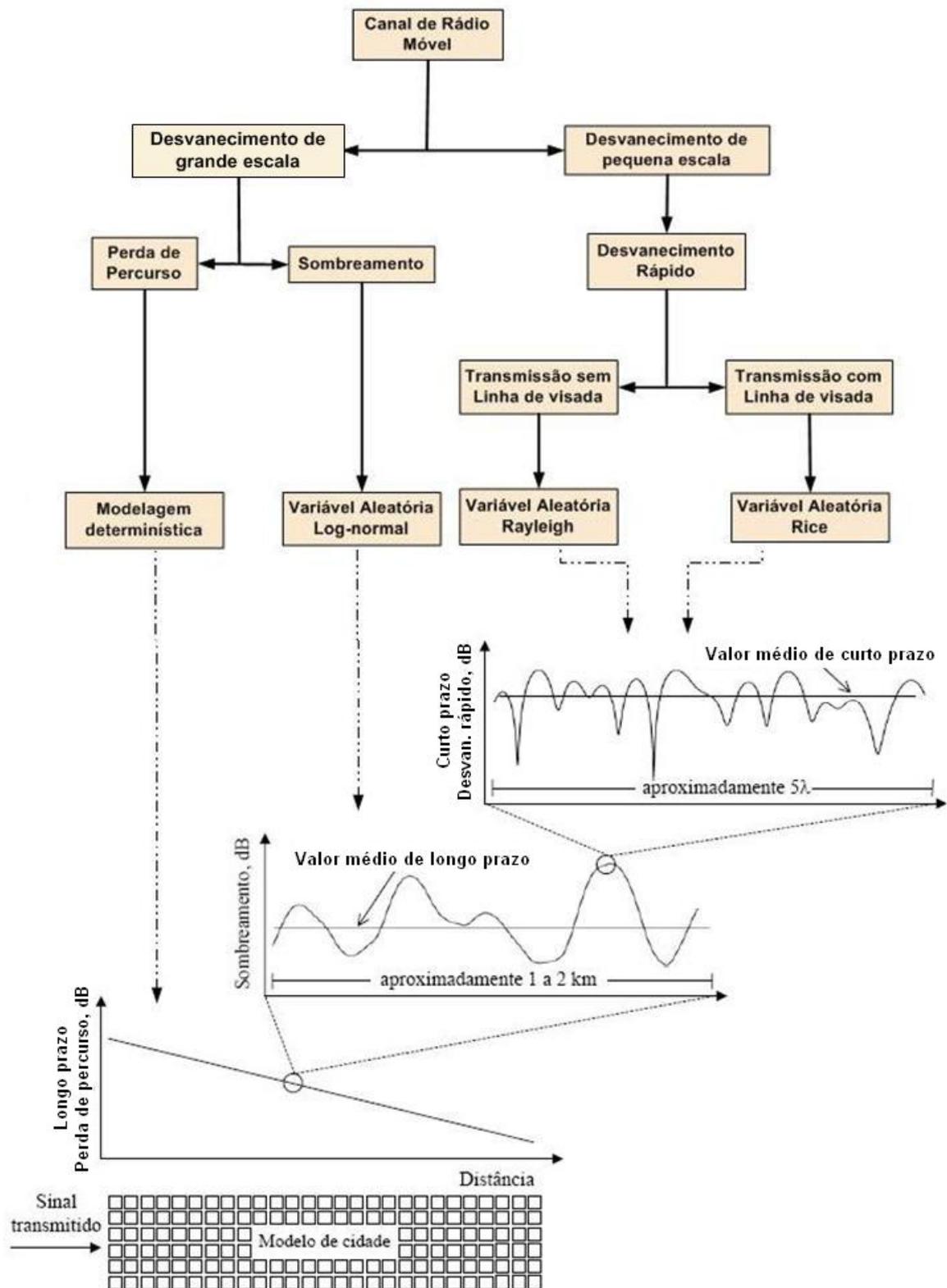


Figura 3.1 Diagrama de um canal de rádio móvel com as variações sofridas pelo sinal [10]

A próxima seção apresenta uma análise dos parâmetros que caracterizam um canal de comunicação com desvanecimento.

3.2 Modelos para variação temporal na resposta do canal

Dado que $\tilde{c}(\tau, t)$ é a resposta ao impulso de um canal de comunicação móvel, o qual pode ser modelado como um sistema linear variante no tempo LTV (*Linear Time Variant – Linear Variante no Tempo*) e matematicamente tratado como um processo aleatório estacionário no sentido amplo WSS (*Wide Sense Stationary – Estacionário em Sentido Amplo*) em t , a função de autocorrelação é definida como [12]:

$$R_{\tilde{c}\tilde{c}}(\tau_1, \tau_2, \alpha) = E \left\{ \tilde{c}^*(\tau_1, t) \tilde{c}(\tau_2, t + \alpha) \right\}, \quad (3.1)$$

onde τ_1 e τ_2 são os atrasos de espalhamento.

Na maioria dos canais com multipercurso (diversos caminhos ou percursos através dos quais o sinal transmitido chega ao receptor), a atenuação e a troca de fase associada a cada percurso são consideradas descorrelacionados. Esta suposição conduz a uma função de autocorrelação definida por [12]:

$$R_{\tilde{c}\tilde{c}}(\tau_1, \tau_2, \alpha) = R_{\tilde{c}\tilde{c}}(\tau_1, \alpha) \delta(\tau_1 - \tau_2), \quad (3.2)$$

onde δ é a função delta de Dirac.

Aplicando-se a transformada de Fourier na Equação (3.2), obtém-se a função de autocorrelação no domínio da frequência, a qual é definida como:

$$S(\tau, \lambda) = F \left\{ R_{\tilde{c}\tilde{c}}(\tau, \alpha) \right\} = \int_{-\infty}^{\infty} R_{\tilde{c}\tilde{c}}(\tau, \alpha) e^{-j2\pi\lambda\alpha} d\alpha, \quad (3.3)$$

onde $\tau = \tau_1 - \tau_2$.

$S(\tau, \lambda)$ é denominada função de dispersão do canal, que é composta por uma variável no domínio do tempo (atraso- τ) e a outra no domínio da frequência (frequência Doppler- λ). A função de dispersão proporciona uma medida da potência média de saída do

canal como uma função do atraso e da frequência Doppler [12]. Através desta função, é possível se obter informações sobre os parâmetros do canal que afetam adversamente o funcionamento do sistema de comunicação como, por exemplo, o perfil de potência de multipercurso, a potência total recebida em torno de um atraso τ e o espectro de potência Doppler.

O perfil de potência de multipercurso é definido pela relação

$$p(\tau) = R_{\tilde{c}\tilde{c}}(\tau, 0) = E \left\{ \left| \tilde{c}(\tau, t) \right|^2 \right\}, \quad (3.4)$$

e representa a potência média recebida como uma função do atraso, comumente denominada atraso do perfil de potência [13]. A Equação (3.5) mostra uma forma de analisar os efeitos de multipercurso (dispersão no tempo) sem se preocupar com a variação do canal no tempo (dispersão em frequência); isto equivale a considerar apenas a potência total recebida em torno do atraso τ , independente das variações de frequência, podendo ser descrita como [12]:

$$p(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, \lambda) d\lambda. \quad (3.5)$$

Outra função útil para caracterizar o desvanecimento, é o espectro de potência Doppler, o qual deriva da função de dispersão de acordo com a seguinte relação:

$$S(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, \lambda) d\tau. \quad (3.6)$$

Um resumo das relações entre as funções anteriormente mencionadas é ilustrado na Figura 3.2, onde: $p(\tau)$ é o atraso do perfil de potência, $P(f)$ é a função correlação na frequência, $S(\lambda)$ é o espectro de potência Doppler e $s(\alpha)$ é a função correlação no tempo.

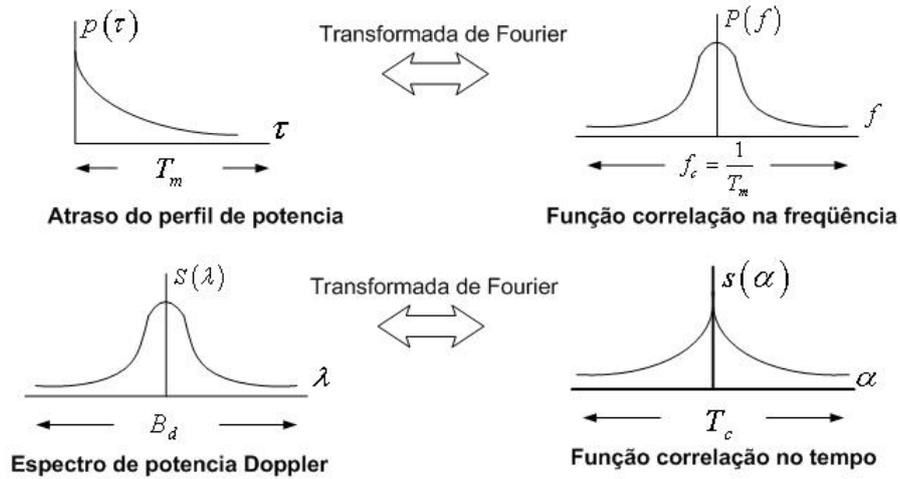


Figura 3.2. Relações da função de propagação [12]

A função de dispersão, o perfil de potência dos multipercursos e o espectro Doppler descrevem detalhadamente vários aspectos de um canal com desvanecimento. No entanto, os parâmetros que nos permitem realizar uma simulação de um canal com desvanecimento são: o espalhamento de atraso e a largura de banda Doppler [12].

3.2.1 Espalhamento de atraso

Os parâmetros que permitem medir o efeito do multipercurso são: o máximo espalhamento de atraso e o espalhamento de atraso rms (*root mean square*).

O máximo espalhamento de atraso T_{\max} representa o valor do atraso fora do qual a potência recebida $p(\tau)$ é muito pequena e pode ser desprezada. O espalhamento de atraso rms σ_τ é definido como [12]

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2},$$

$$\text{onde: } \bar{\tau} = \frac{\sum_k p(\tau_k) \tau_k}{\sum_k p(\tau_k)} ; \quad \bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k p(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k p(\tau_k)}. \quad (3.7)$$

Quando o espalhamento de atraso rms é maior que a duração de um símbolo T_s ($\sigma_\tau > T_s$), as componentes atrasadas de multipercurso chegam em diversos intervalos do símbolo o que provoca interferência entre símbolos. Isto equivale a transmissão por um canal que tem uma largura de banda menor que a largura de banda do sinal. Neste caso, o canal se comporta como um filtro de banda limitada, para o qual

$$T_{\max} \gg T_s \quad \text{ou} \quad \sigma_\tau > T_s/10. \quad (3.8)$$

Neste caso, a relação entrada-saída é definida pela relação de convolução, e é dada por:

$$\tilde{y}(t) = \tilde{c}(\tau, t) \otimes \tilde{x}(t) \quad (3.9)$$

Para que o canal não seja seletivo em frequência, o máximo atraso de propagação deve ser muito menor que a duração de símbolo T_s , isto é:

$$T_{\max} \ll T_s \quad \text{ou} \quad \sigma_\tau < T_s/10 \quad (3.10)$$

No caso de um canal não seletivo em frequência, todas as componentes de multipercurso atrasadas chegam dentro de uma pequena fração da duração de um símbolo. Neste caso, o canal pode ser modelado com um só raio e a relação entrada-saída pode ser expressa como [12]

$$\tilde{y}(t) = \tilde{a}(t)\tilde{x}(t), \quad (3.11)$$

onde $\tilde{a}(t)$ é a atenuação complexa, que pode ser caracterizada como uma variável aleatória com distribuição Rayleigh ou Rice, e $\tilde{x}(t)$ é o sinal de entrada.

3.2.2 Largura de banda Doppler

A largura de banda Doppler B_d é a largura de banda do espectro $S(\lambda)$ (Equação (3.6)) que indica quão rápido varia as características do canal de comunicação em função do tempo. A influência da largura de banda Doppler, num canal de comunicação, pode ser resumida pelas seguintes desigualdades [12]:

$$B_d \ll B_s \approx \frac{1}{T_s} \text{ (canal com desvanecimento lento),} \quad (3.12)$$

$$B_d \gg B_s \approx \frac{1}{T_s} \text{ (canal com desvanecimento rápido),} \quad (3.13)$$

onde B_s é a largura de banda do sinal.

A próxima seção descreve os canais de comunicação com desvanecimento Rayleigh.

3.3 Canal de comunicação com desvanecimento Rayleigh

Em um canal de comunicação móvel, devido aos diversos obstáculos presentes entre o transmissor e receptor, com frequência não há linha de visada na transmissão. Os obstáculos presentes nas vizinhanças do receptor funcionam como espalhadores do sinal enviado (Figura 3.3). Como resultado, chegam ao receptor diversas cópias do sinal transmitido com amplitudes aproximadamente iguais e com fases e ângulos de chegada aleatórios. Esse ambiente de propagação é conhecido como canal de comunicação com desvanecimento Rayleigh.

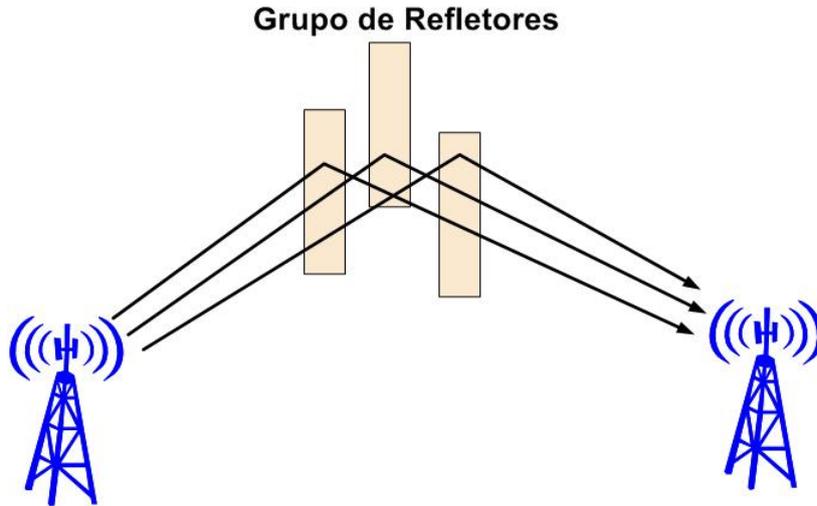


Figura 3.3. Espalhadores do sinal enviado [19]

O sinal transmitido pode ainda percorrer caminhos diferentes para chegar ao receptor. Neste caso, para cada percurso diferente tomado pelo sinal, haverá um grupo de componentes espalhadas chegando ao receptor, com cada grupo tendo características próprias de desvanecimento Rayleigh.

Teoricamente, devido aos inúmeros espalhadores presentes na vizinhança do móvel, o número de cópias do sinal que formam uma componente multipercurso pode ser considerado infinito. O teorema do limite central leva a um modelo no qual $\tilde{c}(\tau, t)$ pode ser representado como um processo Gaussiano complexo em t . Em qualquer instante de tempo t , a função densidade de probabilidade das partes real e imaginária são Gaussianas. Este modelo implica que para cada τ , a componente de multipercurso é composta de um grande número de componentes não-resolvíveis. Se $\tilde{c}(\tau, t)$ tem média zero, o envelope $R = |\tilde{c}(\tau, t)|$ tem uma função densidade de probabilidade da forma [12]:

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad r > 0 \quad (3.14)$$

onde σ^2 é a variância das partes real e imaginária de $\tilde{c}(\tau, t)$. Um envelope com desvanecimento Rayleigh típico é mostrado na Figura 3.4.

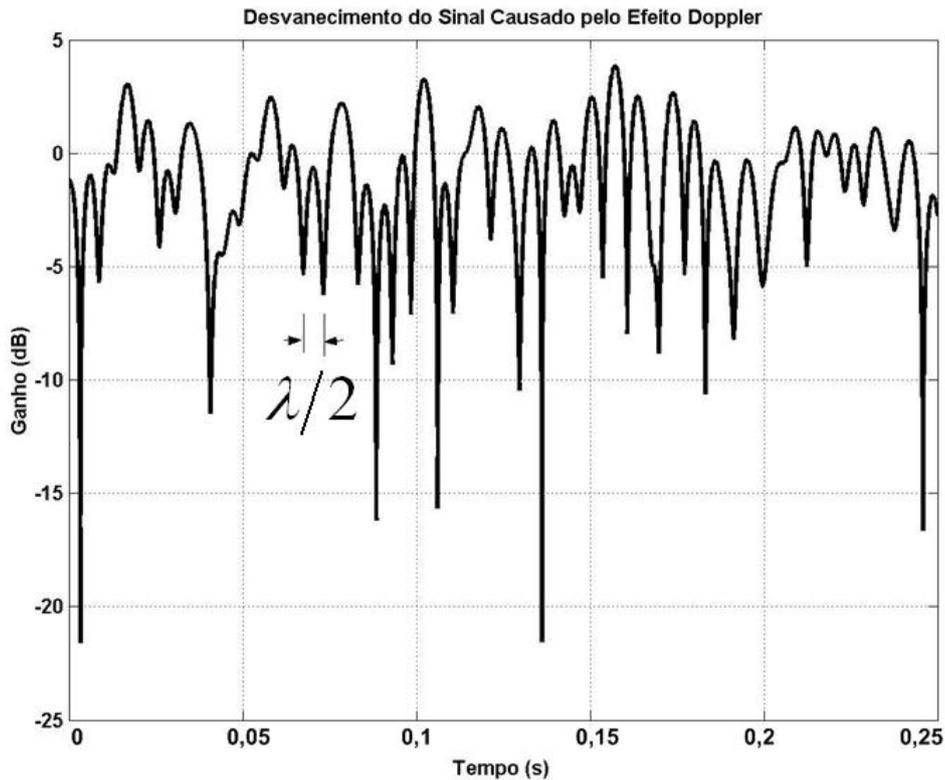


Figura 3.4. Desvanecimento para um terminal móvel viajando a 120 km/h,
 $f_c = 900$ MHz [13]

Além disso, devido aos inúmeros percursos que ocorrem entre o transmissor e o receptor, o número de componentes multipercurso presentes em um canal móvel também pode ser considerado infinito. No receptor, o número de componente multipercurso é considerado finito, devido à sua capacidade limitada de discernir os atrasos e detectar componentes com amplitudes pequenas [9].

A próxima seção apresenta uma descrição dos canais de comunicação com desvanecimento Rice.

3.4 Canal de comunicação com desvanecimento Rice

Quando houver uma componente incidindo sobre o móvel, diretamente ou por reflexão, com uma potência significativamente maior que as demais, então o sinal no receptor terá uma envoltória com distribuição Rice. Esta componente com potência predominante recebe o nome de componente direta ou componente especular, ou ainda componente LOS (*Line of sight*) [14], [15]. Essa situação de propagação tem sido observada em ambiente

microcelular [16], [17], podendo ocorrer em macrocélulas quando houver linha de visada na transmissão, p. ex., em canais de comunicação móvel via satélite, entre outros [18]

Se $\tilde{c}(\tau, t)$ têm média distinta de zero, o qual implica na presença de uma linha de visada, então $R = |\tilde{c}(\tau, t)|$ tem uma função densidade de probabilidade Rice da forma [12]:

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right), \quad r > 0 \quad (3.15)$$

onde A é a média não nula de $\tilde{c}(\tau, t)$, e $I_0(z)$ é a função de *Bessel* modificada definida por

$$I_0(z) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(z \cos(u)) du . \quad (3.16)$$

O fator $K = A^2/\sigma^2$ denominado, fator de Rice, o qual relaciona a potência da componente dominante com a potência das componentes de multipercurso. Para valores onde $K \gg 1$ indica um predomínio da componente direta (ou alguma outra componente, desde que seja muito superior às outras), então o multipercurso tem uma influência desprezível. Para valores de $K \ll 1$ indica uma forte influencia do multipercurso [12].

Na próxima seção faremos uma descrição das características do modelo de canal de comunicação SUI modificado (*Modified Stanford University Interim*) [8].

3.5 Modelagem do canal SUI Modificado (*Modified Stanford University Interim*)

Um importante requerimento para a avaliação de diferentes tecnologias aplicadas às comunicações móveis é a correta caracterização do canal de comunicação. O modelo de canal SUI caracteriza o canal de comunicação numa transmissão *WiMax* (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), especificado pelo padrão *IEEE 802.16a* [8]. Para realizar a descrição do modelo de canal SUI, os seguintes parâmetros são considerados:

- perda de percurso de grande escala;

- interferência co-canal, de canal adjacente, distância de coerência e fator de redução do ganho da antena;
- espalhamento Doppler;
- o sombreamento (*shadowing*) log-normal
- espalhamento de atraso dos multipercursos;

A seguir, discuti-se os três primeiros parâmetros.

3.5.1 Perda de percurso de grande escala

Em comunicações móveis, com frequência, não se tem linha de visada durante a transmissão. Quando esta existe, pode ser momentaneamente obstruída devido ao movimento relativo entre transmissor e receptor. Conseqüentemente, a predição da perda de percurso não pode ser realizada apenas com a equação da perda de percurso do espaço livre (equação do espaço livre de *Friis*) dada por [13]:

$$P_L dB = -10 \log_{10} \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2}, \quad (3.17)$$

onde λ é o comprimento de onda e d é a distância entre as antenas transmissora e receptora.

As perdas excedentes devem ser estimadas. Estas estimativas têm sido realizadas de forma empírica (medidas experimentais) [20], semi-analítica (combinação de dados experimentais com expressões analíticas) [21] e analiticamente [22], constituindo os modelos de predição de perda de percurso.

Se o ambiente de propagação é pouco conhecido, utilizam-se modelos de predição empíricos para a determinação da perda de percurso [21]. Já os modelos de predição semi-determinísticos e analíticos permitem uma melhor estimativa das perdas, pois são funções de vários parâmetros que podem caracterizar melhor o ambiente de propagação.

A literatura apresenta diversos modelos que caracterizam o ambiente de propagação dentre os quais, tem-se:

- **Modelo empírico de HATA.-** Okumura [23] traçou curvas médias para a perda de percurso baseadas em uma extensa base de dados coletados na cidade de Tóquio, Japão. O trabalho de Okumura serviu como padrão para planejamento de sistemas móveis terrestres no Japão na época [20]. Posteriormente, para fazer uso computacional dos métodos de predição de Okumura, Hata [20] derivou formulas empíricas a partir de dados coletados por Okomura. As equações foram formuladas considerando três tipos de cenário: urbano, suburbano e rural ou área aberta.
- **Modelo COST231-HATA.-** O modelo COST-HATA é uma extensão do modelo de Hata para uso de frequências de portadora de 1500 MHz a 2000 MHz, e está baseado no trabalho de Mogensen [24].
- **Modelo COST231-WALFISH-IKEGAMI.-** O modelo COST-WI é uma combinação dos modelos de Walfisch [25] e Ikegami realizada pelos pesquisadores do grupo COST (*Committee of Senior Officials for Scientific and Technical Research*) [21]. A perda de percurso é dada em função da altura média dos edifícios, da largura das ruas e distância média entre edifícios vizinhos, além dos parâmetros já citados nos outros modelos. Isto faz com que o mesmo tenha maior flexibilidade para caracterizar o ambiente de propagação. O modelo ainda é capaz de distinguir entre situações com ou sem linha de visada [9].
- **Modelo analítico simplificado de XIA.-** O modelo de propagação desenvolvido em [25], [26], [27], [28] fornece uma expressão analítica (não está baseada em dados experimentais) para a predição de perda de percurso em ambientes urbanos e suburbanos, podendo ser utilizado em macro e micro-células. Tem sido testado através de medidas feitas nos Estados Unidos e Europa e, em parte, foi utilizado no modelo de canal COST231 [29]. Porém, este modelo envolve integrações de múltipla dimensão para calcular a atenuação sofrida pelo sinal, dificultando sua implementação. Xia, em [29], propôs uma versão simplificada deste modelo para facilitar o seu uso.

3.5.2 Interferência co-canal, de canal adjacente, distância de coerência e fator de redução de ganho da antena

Interferência Co-Canal

Em comunicações móveis, a reutilização de frequência implica em que, em uma dada área de cobertura, existam algumas células que utilizam um mesmo conjunto de frequências. A interferência entre essas células é denominada interferência co-canal. Para reduzir a interferência co-canal, as células co-canal devem ser espaçadas por uma distância mínima para garantir um isolamento adequado entre os mesmos [13].

Interferência de Canal Adjacente

Interferências devidas a sinais que estão numa faixa de frequência adjacente à faixa do sinal desejado são chamadas interferências de canal adjacente. Essa forma de interferência resulta de filtro não ideal do receptor, permitindo que frequências em faixas próximas à faixa desejada sejam recebidas [13].

Distância de Coerência

É definida como a mínima distância entre pontos no espaço para o qual os sinais são não correlacionados [8].

Fator de redução de ganho da antena

O uso de antenas direcionais deve ser cuidadosamente considerado. O ganho devido à diretividade pode ser reduzido devido à dispersão. O ganho efetivo é menor que o ganho real. Isto foi caracterizado em [31] como o fator de redução do ganho da antena (GRF), ΔG_{BW} . Este parâmetro tem distribuição gaussiana (truncado em 0 dB) com média (μ_{GRF}) e desvio padrão (σ_{GRF}), dados por [8]:

$$\mu_{GRF} = -(0.53 + 0.1I) \ln\left(\frac{\beta}{360}\right) + (0.5 + 0.04I) \left(\ln\left(\frac{\beta}{360}\right)\right)^2, \quad (3.18)$$

e

$$\sigma_{GRF} = -(0.93 + 0.02I) \ln\left(\frac{\beta}{360}\right), \quad (3.19)$$

onde

β é a largura do feixe medida em graus

e

$I = 1$ para inverno e $I = -1$ para verão.

3.5.3 Espalhamento Doppler

Devido ao movimento do receptor móvel em relação à antena transmissora, bem como a natureza da trajetória, ocorre um deslocamento na frequência do sinal transmitido. O deslocamento na frequência é caracterizado pelo máximo desvio Doppler. Em banda base, a densidade espectral de potência Doppler de um canal SUI é dada por [8]:

$$S(f) = \begin{cases} 1 - 1.72f_0^2 + 0.785f_0^4 & |f_0| \leq 1 \\ 0 & |f_0| > 1 \end{cases}, \quad (3.20),$$

onde $f_0 = \frac{f}{f_d}$ e f_d é o máximo desvio Doppler.

A Figura 3.5 mostra o gráfico da densidade espectral de potência $S(f)$ para $f_d = 10\text{Hz}$.

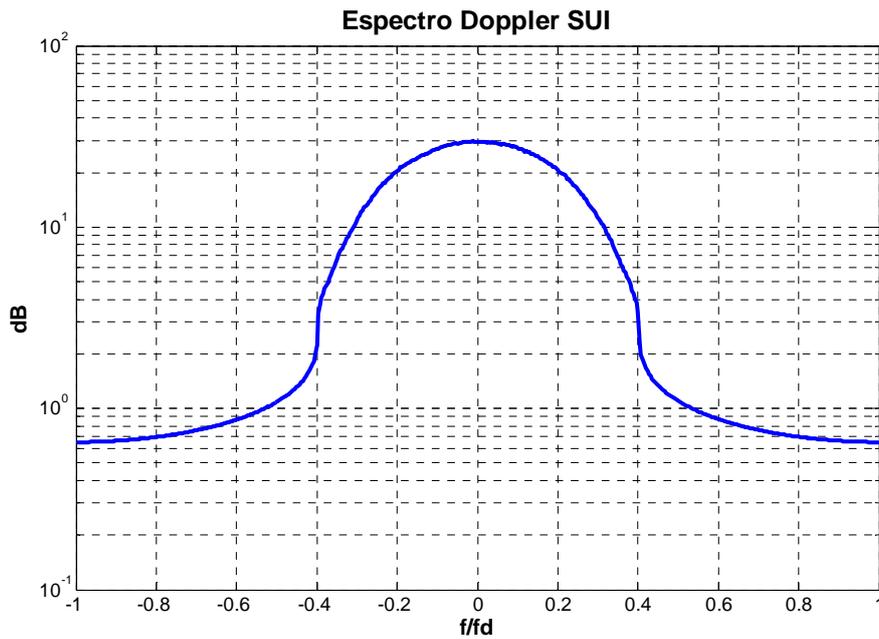


Figura 3.5. Espectro Doppler SUI [8]

3.5.4 Características dos Modelos de canal SUI

O modelo de canal SUI tem as seguintes características [8]:

- É composto de três coeficientes (tap's) com distintos fatores de Rice (K) e distintas potências médias.
- É utilizado para simulação, projeto, desenvolvimento e teste de tecnologias adequadas para aplicações sem-fio, fixas e de banda larga.
- Os parâmetros são relacionados com o tipo de terreno, espalhamento de atraso e tipo de orientação da antena. Dependendo do tipo de terreno, o ambiente de propagação pode ser dividido em três categorias [8], [30]:

Categoria A → de máxima perda de percurso em terreno montanhoso com densidade de árvores moderada a densa.

Categoria B → condição intermediária de perda de percurso.

Categoria C → de mínima perda de percurso em terreno plano com pouca densidade de árvores.

- São definidos seis tipos de canal para ambientes diferentes.
- Canais SUI que têm linha de vista direta (para o caso de antenas omnidirecionais e fator K de 90 %) são os canais: SUI-1, SUI-2 e SUI-3.
- Canais SUI que não têm linha de visada direta (para o caso de antenas omnidirecionais e fator K de 90 %) são os canais: SUI-4, SUI-5 e SUI-6.

A Tabela 3.1 classifica os modelos de canal SUI de acordo ao tipo de terreno para o qual são projetados. A Tabela 3.2 os classifica de acordo com o espalhamento de atraso, frequência Doppler e fator Rice (K).

Tabela 3.1 Canais SUI para diferentes tipos de terreno [8]

Tipo de Terreno	Canal SUI
C	SUI – 1, SUI – 2
B	SUI – 3, SUI – 4
A	SUI – 5, SUI – 6

Tabela 3.2 Canais SUI comparação das características: espalhamento de atraso, fator Riceano (K) e frequência Doppler [8]

Doppler	Espalhamento de atraso baixo	Espalhamento de atraso moderado	Espalhamento de atraso alto
K: baixo			
Baixo	SUI – 3		SUI – 5
Alto		SUI – 4	SUI – 6
K: alto			
Baixo	SUI – 1, SUI – 2		
Alto			

A seguir, as especificações dos canais, uma fotografia da resposta ao impulso e a correspondente resposta em frequência são mostradas.

Canal SUI-1

- Especificações do modelo (Tabela 3.3)

Tabela 3.3 Canal SUI – 1 [8]

Canal SUI – 1				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidades
Atraso	0	0,4	0,9	μs
Potência (ant. omni)	0	-1,5	-20	dB
Fator – K 90% (omni)	4	0	0	dB
Fator – K 75% (omni)	20	0	0	dB
Potência (ant. 30°)	0	-21	-32	dB
Fator – K 90% (ant. 30°)	16	0	0	dB
Fator – K 75% (ant. 30°)	72	0	0	dB
Doppler	0,4	0,3	0,5	Hz
Correlação de antena : $\rho_{ENV} = 0,7$			Terreno tipo: C	
Fator de redução do ganho : GRF = 0 dB			Antena Omni : $\tau_{RMS} = 0,111 \mu\text{s}$	
Fator de Normalização: $F_{omni} = -0,1771 \text{ dB}$			$\forall K : K = 3,3 (90\%) ; K = 10,4 (75\%)$	
$F_{30} = -0,0371 \text{ dB}$			Antena 30° : $\tau_{RMS} = 0,042 \mu\text{s}$	
			$\forall K : K = 14,0 (90\%) ; K = 44,2 (75\%)$	

- Resposta ao impulso (Figura 3.6, simulação foi realizada para o caso de antenas omnidirecionais e fator K de 90 % e uma frequência de amostragem $f_s = 16\text{MHz}$)

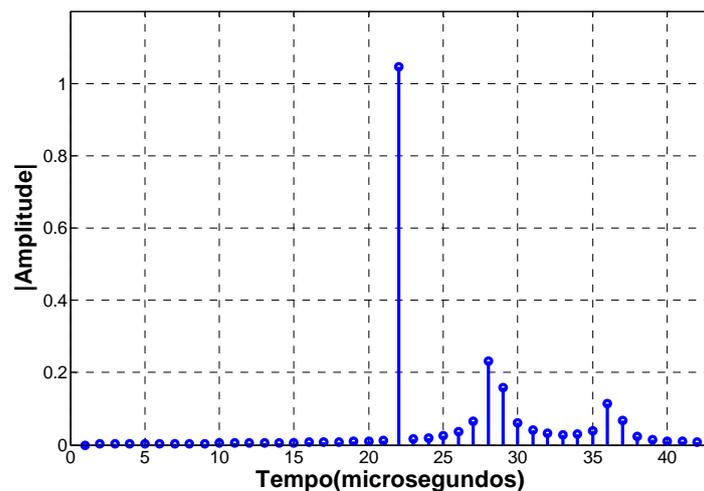


Figura 3.6. Resposta ao impulso do modelo de canal SUI-1

- Resposta em frequência (Figura 3.7)

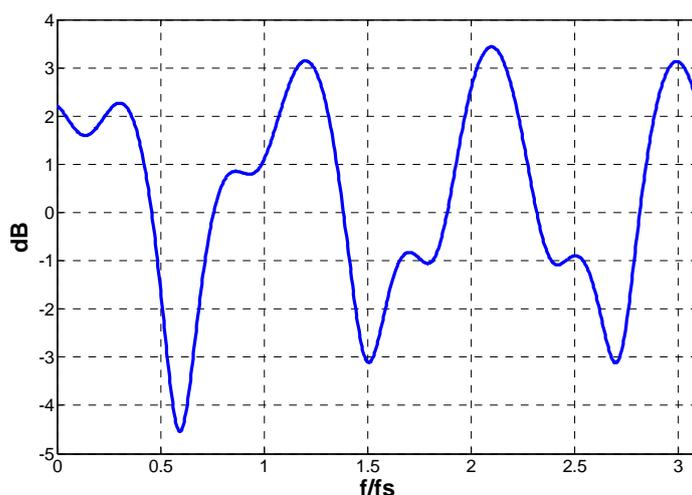


Figura 3.7. Resposta em frequência do modelo de canal SUI-1

Canal SUI-2.

- Especificações do modelo (Tabela 3.4)

Tabela 3.4 Canal SUI – 2 [8]

Canal SUI – 2				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidades
Atraso	0	0,4	1,1	μs
Potência (ant. omni)	0	-12	-15	dB
Fator – K 90% (omni)	2	0	0	dB
Fator – K 75% (omni)	11	0	0	dB
Potência (ant. 30°)	0	-18	-27	dB
Fator – K 90% (ant. 30°)	8	0	0	dB
Fator – K 75% (ant. 30°)	36	0	0	dB
Doppler	0,2	0,15	0,25	Hz
Correlação de antena : $\rho_{\text{ENV}} = 0,5$		Terreno tipo: C		
Fator de redução do ganho : GRF = 2 dB		Antena Omni : $\tau_{\text{RMS}} = 0,202 \mu\text{s}$		
Fator de Normalização: $F_{\text{omni}} = -0,3930 \text{ dB}$ $F_{30} = -0,0768 \text{ dB}$		$\forall K : K = 1,6 (90\%) ; K = 5,1 (75\%)$		
		Antena 30° : $\tau_{\text{RMS}} = 0,069 \mu\text{s}$		
		$\forall K : K = 6,9 (90\%) ; K = 21,8 (75\%)$		

- Resposta ao impulso (Figura 3.8, simulação foi realizada para o caso de antenas omnidirecionais e fator K de 90 % e uma frequência de amostragem $f_s = 16\text{MHz}$)

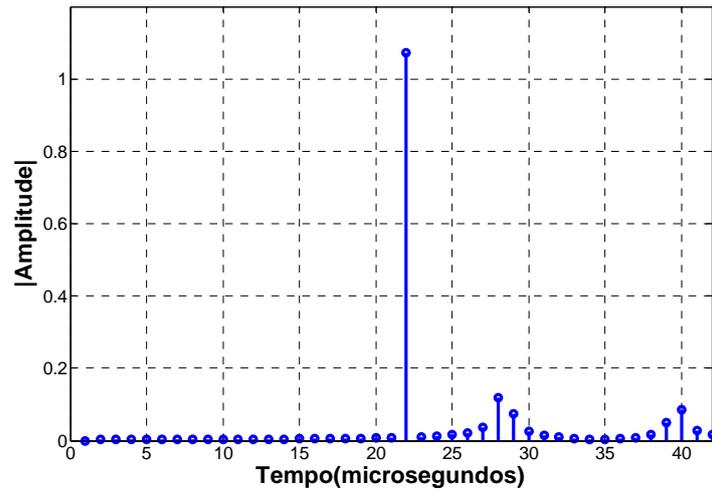


Figura 3.8. Resposta ao impulso do modelo de canal SUI-2

- Resposta em frequência (Figura 3.9)

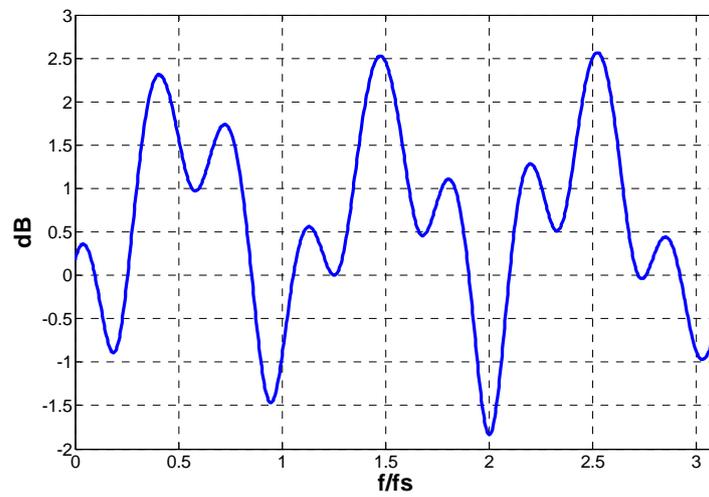


Figura 3.9. Resposta em frequência do modelo de canal SUI-2

Canal SUI – 3

- Especificações do modelo (Tabela 3.5)

Tabela 3.5 Canal SUI – 3 [8]

Canal SUI – 3				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidades
Atraso	0	0,4	0,9	μs
Potência (ant. omni)	0	-5	-10	dB
Fator – K 90% (omni)	1	0	0	dB
Fator – K 75% (omni)	7	0	0	dB
Potência (ant. 30°)	0	-11	-22	dB
Fator – K 90% (ant. 30°)	3	0	0	dB
Fator – K 75% (ant. 30°)	19	0	0	dB
Doppler	0,4	0,3	0,5	Hz
Correlação de antena : $\rho_{\text{ENV}} = 0,4$		Terreno tipo: B		
Fator de redução do ganho : GRF = 3 dB		Antena Omni : $\tau_{\text{RMS}} = 0,264 \mu\text{s}$		
Fator de Normalização: $F_{\text{omni}} = -1,5113 \text{ dB}$ $F_{30} = -0,3573 \text{ dB}$		$\forall K : K = 0,5 (90\%) ; K = 1,6 (75\%)$		
		Antena 30° : $\tau_{\text{RMS}} = 0,123 \mu\text{s}$		
		$\forall K : K = 2,2 (90\%) ; K = 7,0 (75\%)$		

- Resposta ao impulso (Figura 3.10, simulação foi realizada para o caso de antenas omnidirecionais e fator K de 90 % e uma frequência de amostragem $f_s = 16\text{MHz}$)

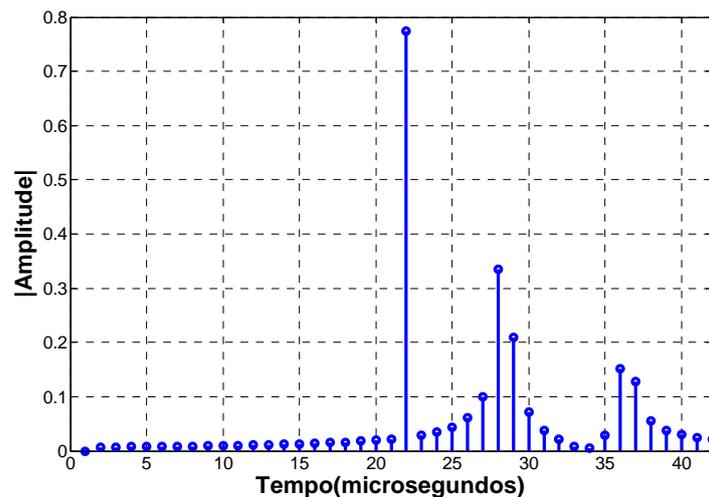


Figura 3.10. Resposta ao impulso do modelo de canal SUI-3

- Resposta em frequência (Figura 3.11)

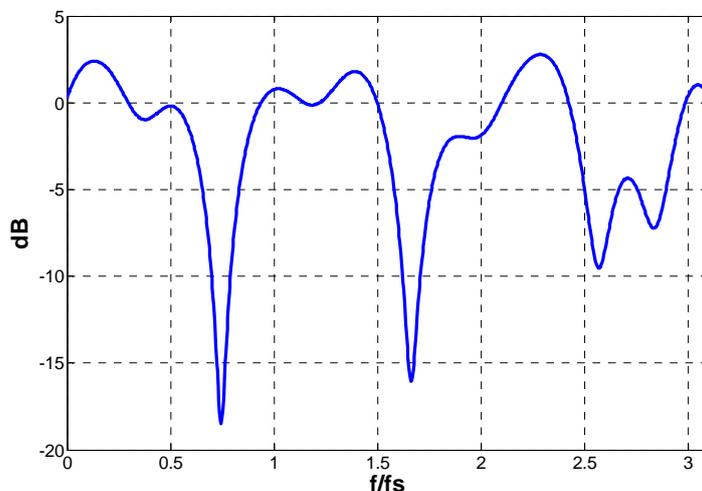


Figura 3.11. Resposta em frequência do modelo de canal SUI-3

Canal SUI – 4

- Especificações do modelo (Tabela 3.6)

Tabela 3.6 Canal SUI – 4 [8]

Canal SUI – 4				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidades
Atraso	0	1,5	4	μs
Potência (ant. omni)	0	-4	-8	dB
Fator – K 90% (omni)	0	0	0	dB
Fator – K 75% (omni)	1	0	0	dB
Potência (ant. 30°)	0	-10	-20	dB
Fator – K 90% (ant. 30°)	1	0	0	dB
Fator – K 75% (ant. 30°)	5	0	0	dB
Doppler	0,2	0,15	0,25	Hz
Correlação de antena : $\rho_{ENV} = 0,3$	Terreno tipo: B			
Fator de redução do ganho : GRF = 4 dB				
Fator de Normalização: $F_{omni} = -1,9218$ dB $F_{30} = -0,4532$ dB				
	Antena Omni : $\tau_{RMS} = 1,257 \mu\text{s}$ $\forall K : K = 0,2$ (90%) ; $K = 0,6$ (75%)			
	Antena 30° : $\tau_{RMS} = 0,563 \mu\text{s}$ $\forall K : K = 1,0$ (90%) ; $K = 3,2$ (75%)			

- Resposta ao impulso (Figura 3.12, simulação foi realizada para o caso de antenas omnidirecionais e fator K de 90 % e uma frequência de amostragem $f_s = 16\text{MHz}$)

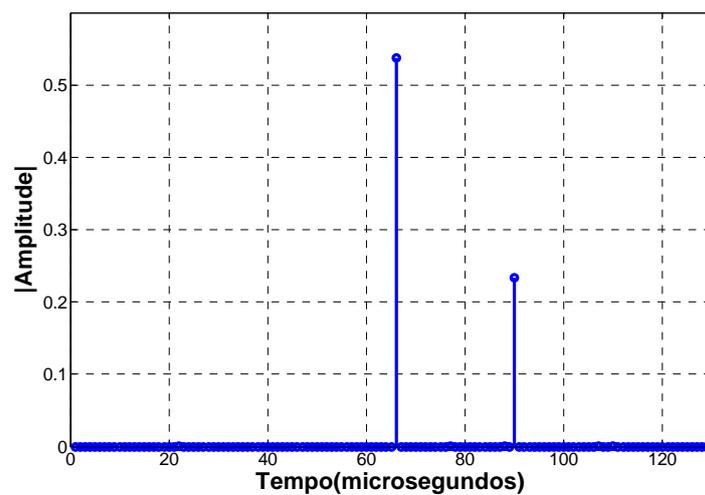


Figura 3.12. Resposta ao impulso do modelo de canal SUI-4

- Resposta em frequência (Figura 3.13)

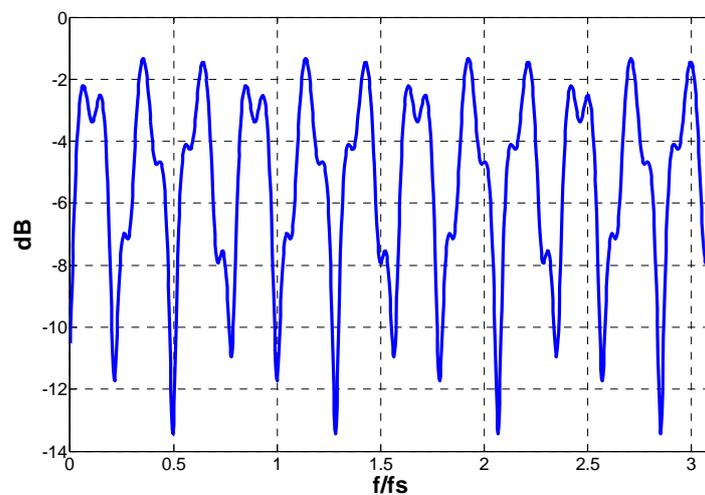


Figura 3.13. Resposta em frequência do modelo de canal SUI-4

Canal SUI – 5

- Especificações do modelo (Tabela 3.7)

Tabela 3.7 Canal SUI – 5 [8]

Canal SUI – 5				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidades
Atraso	0	4	10	μs
Potência (ant. omni)	0	-5	-10	dB
Fator – K 90% (omni)	0	0	0	dB
Fator – K 75% (omni)	0	0	0	dB
Fator – K 50% (omni)	2	0	0	dB
Potência (ant. 30°)	0	-11	-22	dB
Fator – K 90% (ant. 30°)	0	0	0	dB
Fator – K 75% (ant. 30°)	2	0	0	dB
Fator – K 50% (ant. 30°)	7	0	0	dB
Doppler	2	1,5	2,5	Hz
Correlação de antena : $\rho_{ENV} = 0,3$		Terreno tipo: A		
Fator de redução do ganho : GRF = 4 dB		Antena Omni : $\tau_{RMS} = 2,842 \mu\text{s}$		
Fator de Normalização: $F_{omni} = -1,5113 \text{ dB}$		$\forall K : K = 0,1 (90\%) ; K = 0,3 (75\%)$		
$F_{30} = -0,3573 \text{ dB}$		$K = 1,0 (50\%)$		
		Antena 30° : $\tau_{RMS} = 1,276 \mu\text{s}$		
		$\forall K : K = 0,4 (90\%) ; K = 1,3 (75\%)$		
		$K = 4,2 (50\%)$		

- Resposta ao impulso (Figura 3.14, simulação foi realizada para o caso de antenas omnidirecionais e fator K de 90 % e uma frequência de amostragem $f_s = 16\text{MHz}$)

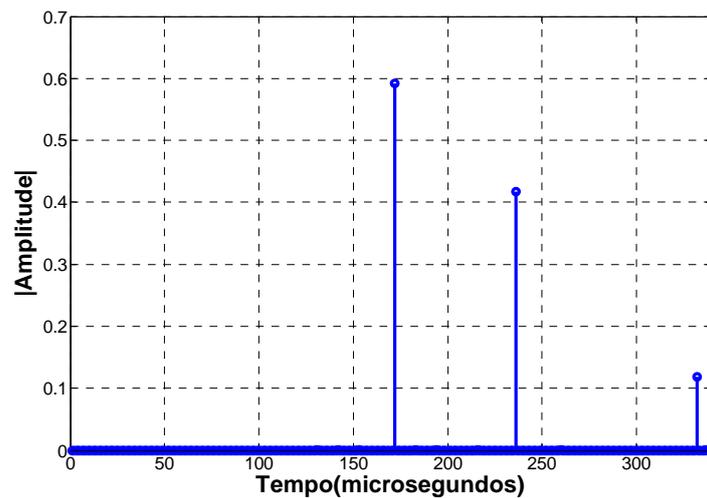


Figura 3.14. Resposta ao impulso do modelo de canal SUI-5

- Resposta em frequência (Figura 3.15)

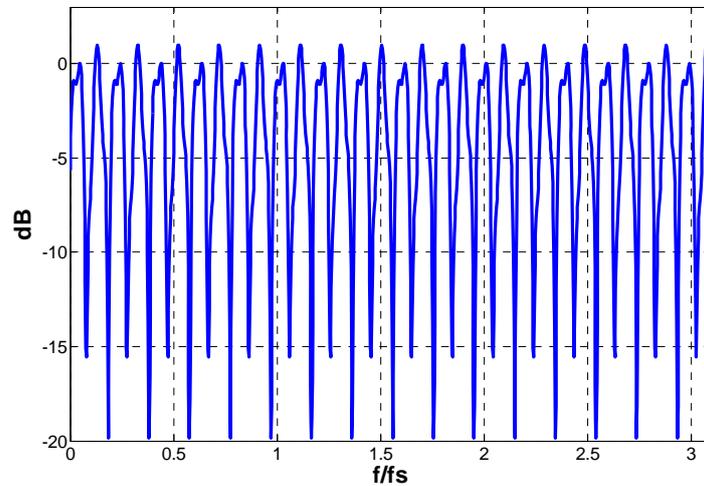


Figura 3.15. Resposta em frequência do modelo de canal SUI-5

Canal SUI – 6

- Especificações do modelo (Tabela 3.8)

Tabela 3.8 Canal SUI – 6 [8]

Canal SUI – 6				
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidades
Atraso	0	14	20	μs
Potência (ant. omni)	0	-10	-14	dB
Fator – K 90% (omni)	0	0	0	dB
Fator – K 75% (omni)	0	0	0	dB
Fator – K 50% (omni)	1	0	0	dB
Potência (ant. 30°)	0	-16	-26	dB
Fator – K 90% (ant. 30°)	0	0	0	dB
Fator – K 75% (ant. 30°)	2	0	0	dB
Fator – K 50% (ant. 30°)	5	0	0	dB
Doppler	0,4	0,3	0,5	Hz
Correlação de antena : $\rho_{ENV} = 0,3$		Terreno tipo: A		
Fator de redução do ganho : GRF = 4 dB		Antena Omni : $\tau_{RMS} = 5,240 \mu\text{s}$		
Fator de Normalização: $F_{omni} = -0,5683 \text{ dB}$ $F_{30} = -0,1184 \text{ dB}$		$\forall K$: K = 0,1 (90%) ; K = 0,3 (75%) K = 1,0 (50%)		
		Antena 30° : $\tau_{RMS} = 2,370 \mu\text{s}$		
		$\forall K$: K = 0,4 (90%) ; K = 1,3 (75%) K = 4,2 (50%)		

- Resposta ao impulso (Figura 3.16, simulação foi realizada para o caso de antenas omnidirecionais e fator K de 90 % e uma frequência de amostragem $f_s = 16MHz$)

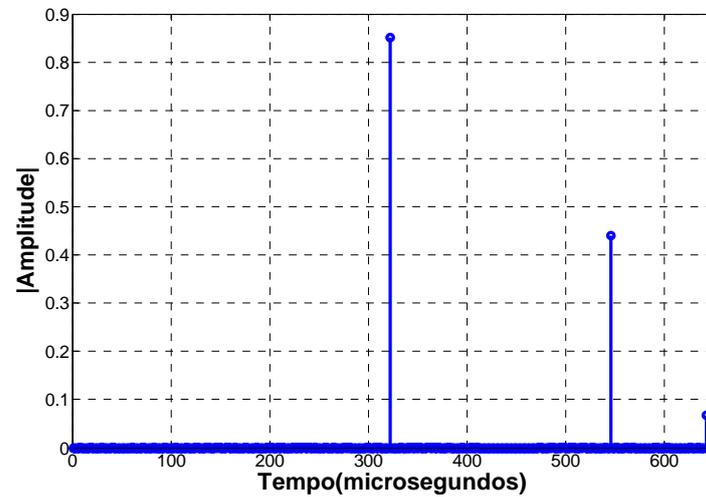


Figura 3.16. Resposta ao impulso do modelo de canal SUI-6

- Resposta em frequência (Figura 3.17)

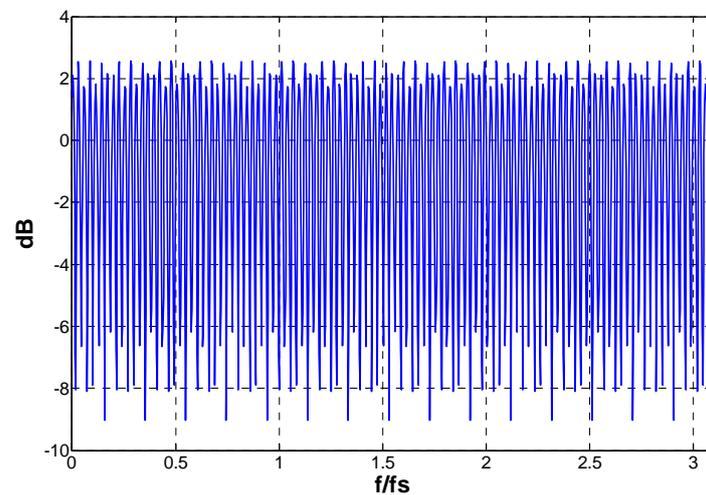


Figura 3.17. Resposta em frequência do modelo de canal SUI-6

De acordo com as especificações dos modelos de canal SUI, apresentadas nas Tabelas 3.3-3.8, pode-se observar que o modelo de canal SUI-5: tem um perfil de potência onde as componentes atrasadas têm valores de potência média mais significativas em comparação aos

outros modelos, os percursos têm uma frequência máxima Doppler maior em comparação aos outros modelos, portanto este canal é o que provoca uma maior distorção no sinal transmitido. Isto também é verificado ao observar a Figura 3.15, onde é ilustrada a resposta em frequência de uma situação do canal SUI-5.

3.5.5 Modelagem do canal SUI

Um canal multipercurso variante no tempo provoca dois tipos de distorção no sinal transmitido: dispersão no tempo e dispersão na frequência. A simulação da dispersão temporal pode ser feita através da implementação de uma linha finita de coeficientes atrasados (*tapped delay line*). A simulação da dispersão na frequência depende das variações temporais do canal, que são, tipicamente, mais lentas quando comparadas ao intervalo de amostragem utilizado na simulação e, portanto, dificulta a simulação em termos de processamento. Este trabalho propõe um método para a caracterização do espectro Doppler que facilita a implementação e simulação do canal.

A seguir, apresenta-se uma revisão do modelo de canal WSSUS (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*), necessário para as simulações computacionais.

3.5.5.1 Modelo de canal WSSUS (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*)

No caso de um canal de comunicação variante no tempo (Figura 3.18), sua saída pode ser expressa como

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t-\tau) c(\tau, t) d\tau, \quad (3.21)$$

onde $s(t)$ é o sinal de entrada e $c(\tau, t)$ é a resposta impulso do canal variante no tempo. $c(\tau, t)$ pode ser interpretado como a resposta do canal no instante t , para um impulso unitário atrasado de τ segundos. Se $s(t)$ é de banda limitada, seu conteúdo espectral $S(f)$ é dado por [32]:

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s\left(\frac{n}{W}\right) e^{-j2\pi f \frac{n}{W}} & |f| \leq W/2 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.22)$$

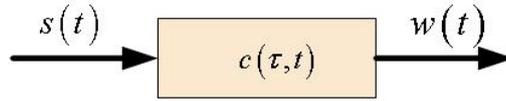


Figura 3.18. Canal de comunicação

Aplicando a transformada de Fourier a $c(\tau, t)$ com respeito a τ , obtemos

$$C(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau, t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau. \quad (3.23)$$

A Equação (3.21) pode ser reescrita como

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) C(f, t) e^{j2\pi f t} df. \quad (3.24)$$

Substituindo a Equação (3.22) na Equação (3.24), tem-se

$$w(t) = \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s\left(\frac{n}{W}\right) \int_{-W/2}^{W/2} C(f, t) e^{j2\pi f \left(t - \frac{n}{W}\right)} df. \quad (3.25)$$

Definindo $c'(\tau, t)$ como

$$c'(\tau, t) = \int_{-W/2}^{W/2} C(f, t) e^{j2\pi f \tau} df = \frac{\sin(\pi W \tau)}{\pi \tau} * c(\tau, t) \quad (3.26)$$

Pode-se reescrever Equação (3.25) como

$$\begin{aligned}
w(t) &= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s\left(\frac{n}{W}\right) c'\left(t - \frac{n}{W}, t\right) \\
&= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s\left(t - \frac{n}{W}\right) c'\left(\frac{n}{W}, t\right).
\end{aligned} \tag{3.27}$$

Quando W for muito grande, pode-se fazer a seguinte aproximação:

$$\lim_{W \rightarrow \infty} \frac{\sin \pi W \tau}{\pi W \tau} = \delta(\tau). \tag{3.28}$$

Utilizando esta aproximação, a Equação (3.27) pode ser reescrita como

$$w(t) \approx \sum_{n=-\infty}^{\infty} s\left(t - \frac{n}{W}\right) c\left(\frac{n}{W}, t\right). \tag{3.29}$$

A Equação (3.29) representa o modelo canônico do canal, mostrado na Figura 3.19, o qual é aplicável para simulações computacionais. Ela mostra também que é somente possível resolver o canal em intervalos de tempo discretos para sinais de banda limitada $s(t)$. Contudo, a propagação multipercurso não é discreta. Assim, cada coeficiente do modelo representa a influência de vários espalhadores não-correlacionados levando, aproximadamente, ao mesmo atraso das diversas réplicas do sinal. Cada espalhador distorce o sinal com diferentes deslocamentos de fase, amplitude e frequência Doppler. O número de espalhadores correspondentes a cada coeficiente é considerado suficientemente grande para aplicarmos o teorema do limite central. Portanto, no caso de uma simulação envolvendo canais estocásticos, a função densidade de probabilidade dos coeficientes $c(n/W, t)$ segue uma distribuição Gaussiana complexa.

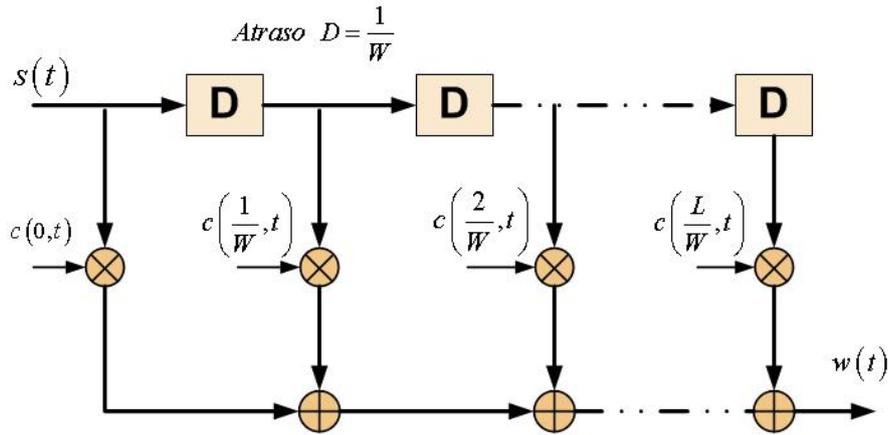


Figura 3.19. Modelo de canal para sinais de banda limitada [12]

A incorporação da característica Doppler aos coeficientes pode ser conseguida filtrando a saída de um gerador de ruído branco Gaussiano com um filtro linear invariante no tempo, (Figura 3.20), onde a resposta em frequência do filtro tem a forma do espectro Doppler desejado. A desvantagem deste método é que a taxa de amostragem da simulação é muito maior que a frequência máxima Doppler. Por exemplo, no padrão IS95 a taxa de amostragem é de 5 MHz para uma frequência máxima Doppler de apenas 200 Hz, dificultando o projeto do filtro. Uma aproximação realizada neste método, consiste em reduzir a taxa de amostragem na simulação e depois, interpolar. Se o fator de interpolação for muito alto, o espectro Doppler pode ser distorcido pela resposta em frequência do filtro interpolador [33].

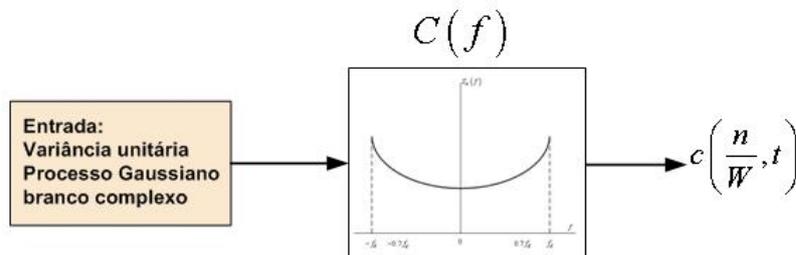


Figura 3.20 Filtragem de uma fonte *Gaussiana* [33]

Outro método propõe a superposição de várias ondas senoidais com amplitudes de natureza determinística, frequências e fases aleatórias [33] (Figura 3.21).

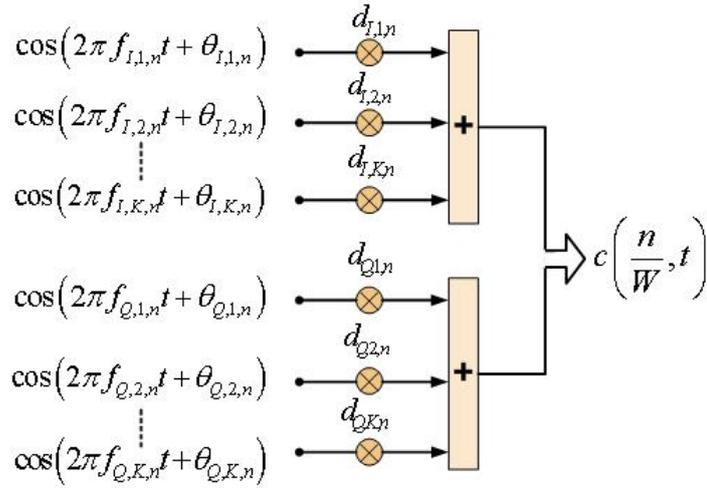


Figura 3.21 Superposição de ondas seno [33]

De acordo com o teorema do limite central, se o número de frequências é grande, o resultado da superposição destes sinais resulta em um sinal complexo com distribuição *Gaussiana*, onde a resposta em frequência é um espectro de linha. O espectro Doppler pode ser aproximado, ponderando as diferentes frequências de maneira adequada. As desvantagens deste método são: o elevado número de parâmetros necessários e o perigo de produzir coeficientes $c(n/W, t)$ periódicos.

A próxima seção, propomos um método de simulação aplicada ao espectro Doppler característico dos modelos de canal SUI. Também realizamos a implementação dos modelos de canal SUI em *SIMULINK*.

3.5.5.2 Implementação dos modelos de canal SUI

Como se pode perceber, os modelos anteriormente descritos inviabilizam uma análise mais detalhada do efeito do espalhamento Doppler em uma transmissão através de um canal SUI. Para que seja possível esta análise, foi utilizado o modelo de Jakes [34], que simula o efeito Doppler na transmissão. Sua formulação é dada por:

$$h_{l,k}(t) = \frac{\sqrt{P_l}}{\sqrt{J}} \sum_{i=0}^{J-1} \exp\left(j \left[2\pi f_d \cos(\phi_{i,l}) t + \Phi_{i,l} \right]\right) a_k(\theta_{i,l}), \quad (3.30)$$

onde $h_{i,k}(t)$ é o ganho multiplicativo introduzido pelo canal no multipercurso l , na antena receptora k no instante t . P_l é a potência média do multipercurso l . J é o número de refletores próximos à fonte do sinal. f_d é o máximo espalhamento Doppler definido como:

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos(\alpha).$$

v é a velocidade relativa entre fonte e receptor. λ é o comprimento de onda da portadora do sinal e α é o ângulo formado entre a direção do movimento da fonte do sinal e a direção de propagação da onda eletromagnética. $\phi_{i,l}$ é ângulo de partida ou chegada, em relação à direção do movimento do transmissor/receptor, modelado por uma variável aleatória com distribuição uniforme entre 0 e 2π . $\Phi_{i,l}$ é uma variável aleatória que caracteriza o deslocamento de fase inicial de cada componente e, também, apresenta distribuição uniforme entre 0 e 2π . $a_k(\theta_{i,l})$ é uma função que depende do tipo de arranjo de antena utilizado (mais detalhes em [35]), onde k denota a antena, e $\theta_{i,l}$ é uma variável aleatória que caracteriza a direção de chegada do sinal i pertencente ao multipercurso l , com distribuição dada por:

$$p_{\theta_{i,l}}(x) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta_l}, & \Theta_l - \frac{\Delta_l}{2} \leq x \leq \Theta_l + \frac{\Delta_l}{2} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (3.31)$$

onde Δ_l é o espalhamento angular do multipercurso l e Θ_l é seu ângulo central.

A seguir, propõe-se um método de simulação do espectro Doppler SUI baseado nas Equações (3.20) e (3.30). Note que este método não existe na literatura.

Simulação do Espectro Doppler SUI

Note que na Equação (3.30), $\cos(\phi_{i,l})$ deve ser uma variável aleatória cuja função densidade de probabilidade deve seguir a característica definida na Equação (3.20) (mostrada na Figura 3.5), que define a forma da densidade espectral de potência do espalhamento Doppler. Como se irá tratar do caso de um sistema de comunicação SISO (*Single input single*

output), então $a_k(\theta_{i,l})=1$, e definindo a variável $U_{i,l} = \cos(\phi_{i,l})$, a Equação (3.30) pode ser reescrita como

$$h_{l,k}(t) = \frac{\sqrt{P_l}}{\sqrt{J}} \sum_{i=0}^{J-1} \exp(j[2\pi f_d U_{i,l} t + \Phi_{i,l}]). \quad (3.32)$$

Desta maneira, o parâmetro $h_{l,k}(t)$ resultante corresponde ao percurso l que tem o espectro Doppler SUI.

Para gerar a variável aleatória $U_{i,l}$, com a distribuição desejada, será utilizada a técnica proposta em [36]. Esta técnica consiste em gerar uma variável aleatória com uma dada função densidade de probabilidade, a partir da utilização de uma variável aleatória com distribuição uniforme. O procedimento para gerar a variável aleatória $U_{i,l}$ é o descrito a seguir.

Por definição tem-se que [47]:

$$F(U_{i,l}) = \int_{-\infty}^{U_{i,l}} f(x) dx, \quad (3.33)$$

onde $F(U_{i,l})$ é a função distribuição cumulativa de probabilidade da variável aleatória $U_{i,l}$ e $f(U_{i,l})$ é sua função densidade de probabilidade. Aplicando a Equação (3.20) na Equação (3.33), obtém-se

$$\begin{aligned} F(U_{i,l}) &= \int_{-1}^{U_{i,l}} k(1 - 1,72x^2 + 0,785x^4) dx \\ &= k(0,5837 + U_{i,l} - 0,5733U_{i,l}^3 + 0,157U_{i,l}^5). \end{aligned} \quad (3.34)$$

O valor da constante k é obtida de forma a satisfazer a seguinte igualdade:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(U_{i,l}) dU_{i,l} = 1$$

$$\int_{-1}^1 k(1 - 1,72U_{i,l}^2 + 0,785U_{i,l}^4) dU_{i,l} = 1 \quad (3.35)$$

Resolvendo a Equação (3.35), obtemos $k = 0,8566$. Então, a função densidade e a função distribuição de probabilidade que caracterizam a variável aleatória $U_{i,l}$ são dadas por

$$f(U_{i,l}) = 0,8566(1 - 1,72U_{i,l}^2 + 0,785U_{i,l}^4), \quad (3.36)$$

$$F(U_{i,l}) = 0,8566U_{i,l} - 0,4911U_{i,l}^3 + 0,1345U_{i,l}^5 + 0,5. \quad (3.37)$$

Como a faixa de valores assumidos por $F(U_{i,l})$ está dentro do intervalo $[0,1]$, gera-se uma variável aleatória B uniforme distribuída no intervalo $[0,1]$ e estabelece-se a seguinte igualdade:

$$F(U_{i,l}) = B. \quad (3.38)$$

Então,

$$U_{i,l} = F^{-1}(B). \quad (3.39)$$

Na Equação (3.38), para encontrar o valor de $U_{i,l}$, foi utilizado o método de cálculo numérico chamado *Newton-Raphson* [37], [38], já que corresponde a um dos algoritmos mais estáveis, simples e eficientes. A Figura 3.22 mostra o histograma da variável $U_{i,l}$ encontrada, para 100000 iterações do algoritmo. Como se pode observar, o histograma encontrado para $U_{i,l}$ tem a forma do espectro SUI desejada.

No próximo tópico aborda-se a implementação dos modelos de canal SUI em *SIMULINK*.

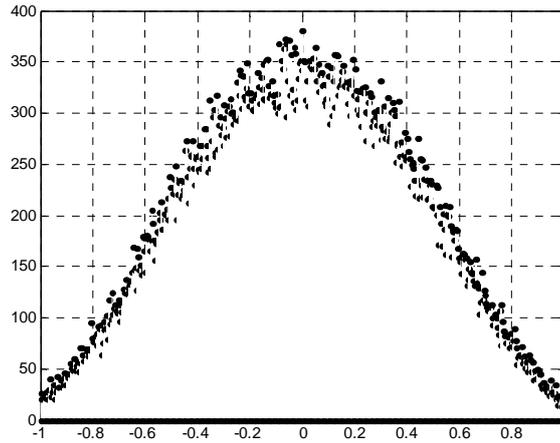


Figura 3.22. Histograma da variável $U_{i,l}$

Implementação do modelo de canal SUI

Expressando a Equação (3.32) em tempo discreto, obtém-se:

$$h_{l,k}(n) = \frac{\sqrt{P_t}}{\sqrt{J}} \sum_{i=0}^{J-1} \exp\left(j\left[2\pi f_{dT} U_{i,l} n + \Phi_{i,l}\right]\right), \quad (3.40)$$

onde n é a variável que representa o tempo discreto, $f_{dT} = f_d / f_s$, $f_s = 1/T_s$, T_s é período de amostragem e $h_{l,k}(n)$ representa um percurso em tempo discreto com a característica do espectro Doppler SUI.

O modelo de canal SUI implementado em *SIMULINK* é composto por um conjunto de blocos *SIMULINK* (blocos que realizam operações básicas, como: somas, operações com matrizes, geração de números aleatórios, etc.). Estes blocos constituem subsistemas do bloco principal (Figura 3.23), com uma entrada (sinal transmitido) e uma saída (sinal transmitido, com efeito, do canal). Internamente, como é indicado na Figura 3.24, o bloco SUI é composto por: (1) três percursos gerados com as especificações indicadas nas Tabelas 3.3-3.8 e com a característica espectral SUI utilizando (3.40); (2) uma vez realizada a multiplicação dos percursos gerados pelo sinal de entrada, são inseridos os valores de potência e fator de Rice, especificado para cada modelo SUI nas Tabelas 3.3-3.8, ao resultado da multiplicação; (3)

posteriormente, é inserido o atraso correspondente e (4) são realizadas operações matriciais para formar o sinal de saída.

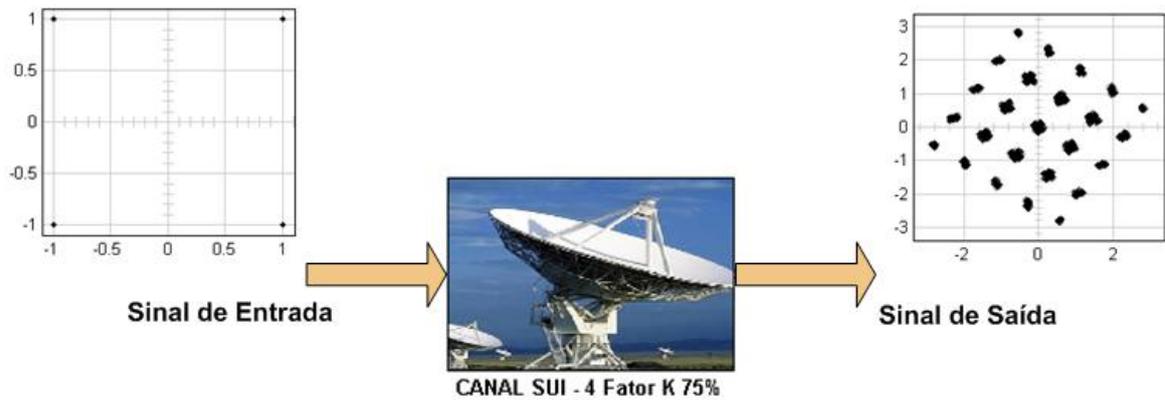


Figura 3.23. Modelo de canal SUI implementado em SIMULINK

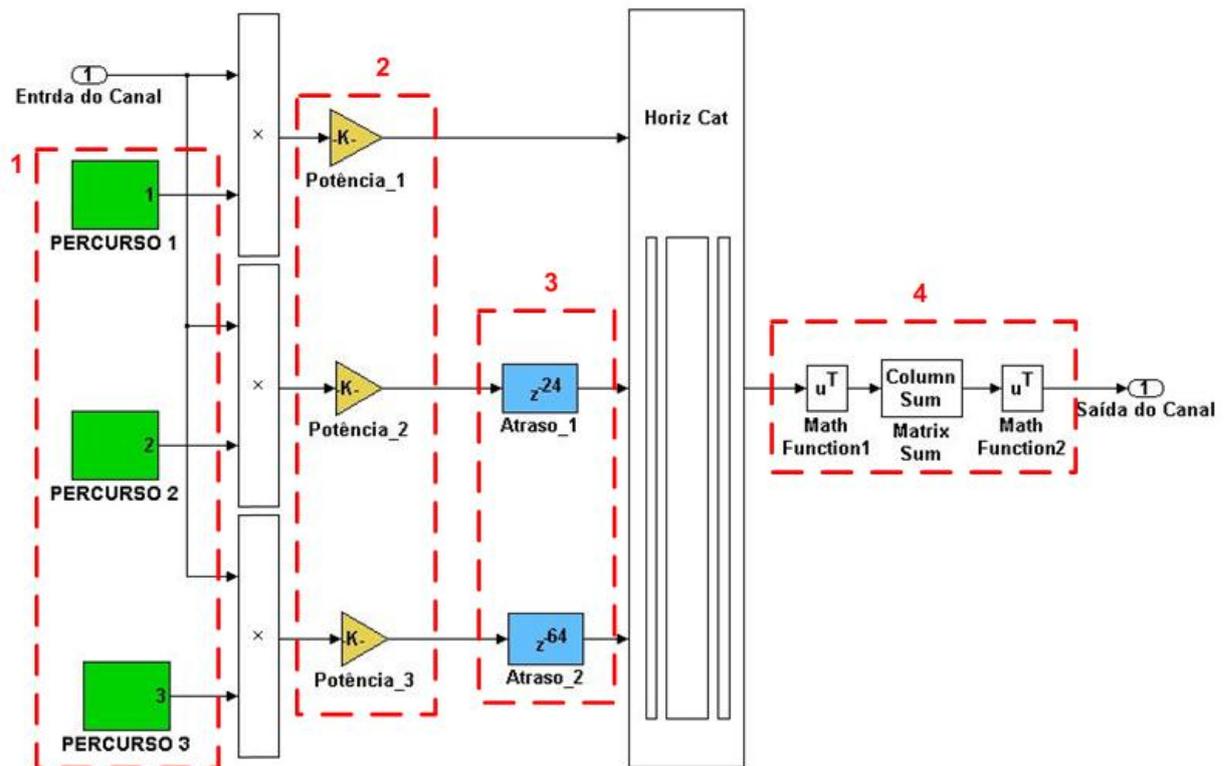


Figura 3.24. Estrutura interna do bloco SUI

Adicionalmente, o modelo contém um menu (Figura 3.25), onde o projetista pode definir: o tamanho do sinal (número de pontos), a taxa de amostragem da simulação e escolher o modelo de canal SUI (Figura 3.26).

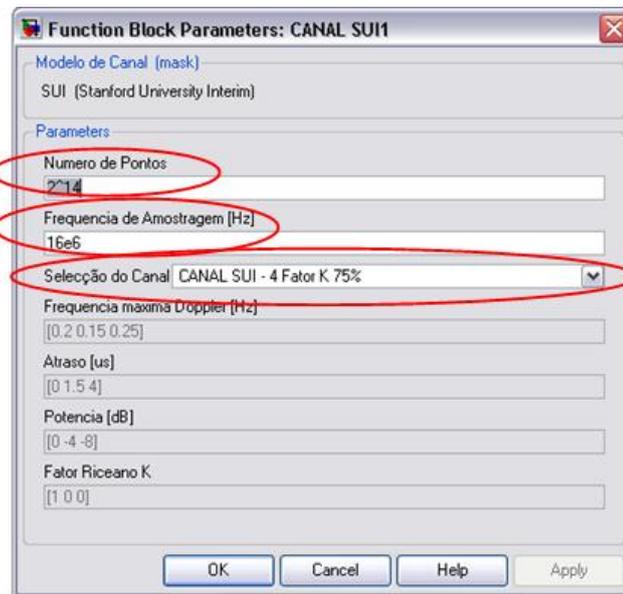


Figura 3.25. Menu do bloco SUI

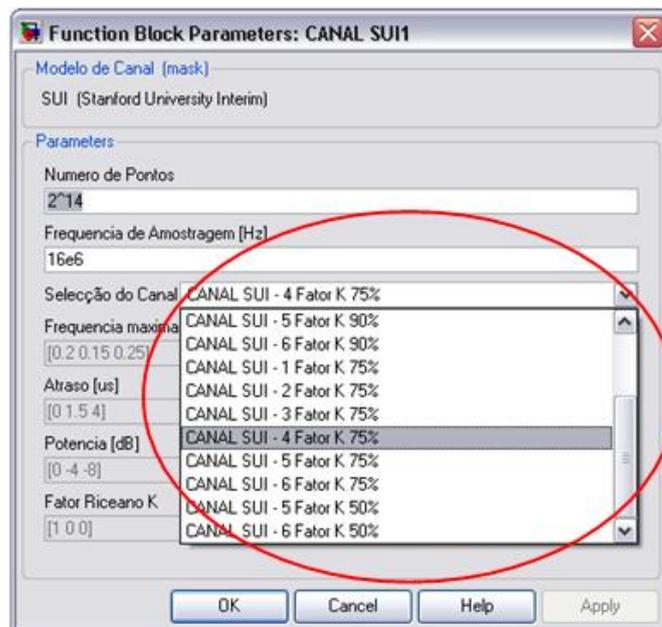


Figura 3.26. Escolha dos canais SUI no bloco SUI

3.6 Conclusões

Neste Capítulo, foram descritos os tipos de desvanecimento e, também, os parâmetros mais relevantes em um canal de comunicação móvel. Apresenta-se as principais características dos modelos de canal SUI que caracterizam o modelo de canal numa transmissão *WiMax* de acordo com o padrão *IEEE 802.16a*. Descreveu-se sucintamente os principais modelos apresentados na literatura para a implementação em simulação computacional de um canal de comunicação móvel. Finalmente, foi apresentado um método para a caracterização do espectro Doppler SUI, que facilita a implementação em simulação dos modelos de canal SUI. A implementação em simulação foi realizada no software *SIMULINK*, produzido pela empresa *The Mathworks*.

O próximo Capítulo aborda-se uma breve introdução à *System Generator* e considerações de implementação de filtros FIR em *hardware*. O Capítulo seguinte (Capítulo 5) trata da implementação das técnicas de equalização adaptativa em FPGA's para compensar os efeitos distorcivos do canal.

CAPÍTULO 4

Considerações e Ferramentas para Implementação de Filtros FIR em FPGA

Nos capítulos anteriores foram apresentados os conceitos básicos de equalização adaptativa e realizou-se o modelamento do canal SUI. Neste capítulo, será realizada uma breve descrição do *System Generator*, ferramenta desenvolvida pela *Xilinx* que trabalha em conjunto com o *Matlab*. Esta ferramenta permite a interação com as famílias de placas FPGA projetadas pela *Xilinx*, em nível de co-simulação. Nos últimos tópicos deste capítulo, são apresentadas algumas considerações sobre a implementação de filtros FIR em placas de FPGA. É esta estrutura de filtragem que será utilizada na implementação dos equalizadores.

Neste trabalho é utilizado a FPGA *Virtex-4 xc4vsx35-10ff668* da *Xilinx*. FPGAs *Virtex-4* são os primeiros FPGAs capazes de alcançar velocidades de relógio de 500 MHz através dos muitos blocos construídos (multiplicadores, somadores, blocos de memória, etc.) [39].

Na próxima seção, apresenta-se uma descrição das funcionalidades do *System Generator* [41].

4.1 *System Generator*

System Generator é uma ferramenta de projeto integrado em nível de sistema para FPGAs que utiliza *SIMULINK* como suporte de desenvolvimento, e é apresentado em forma de uma biblioteca (*blockset*). Como é ilustrado na Figura 4.1, existe um fluxo de projeto integrado (*System Generator* → Simulação Funcional) para passar diretamente o arquivo de configuração (**.bit*) necessário para a programação da FPGA. Uma das características mais importantes do *System Generator* é que possui abstração aritmética, já que trabalha com

representações em ponto fixo com uma precisão arbitrária incluindo os efeitos de quantização e *overflow* [42].

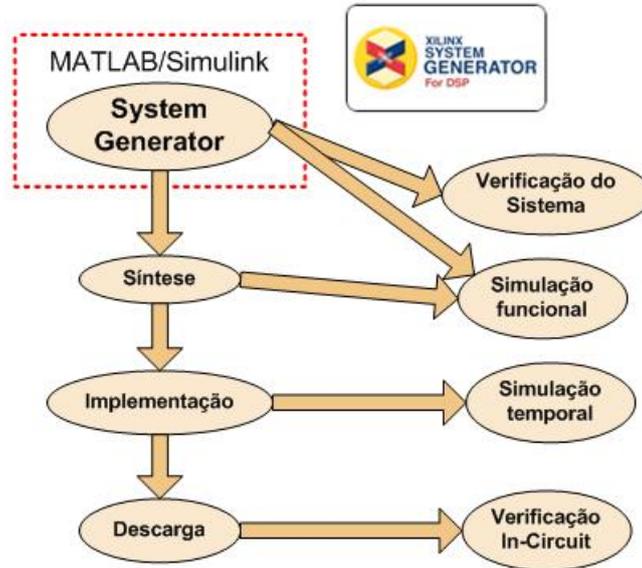


Figura 4.1 Diagrama de fluxo das funcionalidades do Xilinx *System Generator*

O *SIMULINK blockset* é uma biblioteca de blocos que são conectados no editor de blocos do *SIMULINK* criando modelos funcionais de sistemas dinâmicos. Para o modelamento de sistemas, o conjunto de blocos do *System Generator* (Figura 4.2) é usado como outro conjunto qualquer de blocos do *SIMULINK*. Os blocos fornecem abstração de funções matemáticas, lógicas, de memória e DSP (*Digital Signal Processing*), que podem ser usadas para construir sofisticados sistemas de processamento de sinal ou de outros tipos. Existem também blocos que fornecem interfaces gráficas para outras ferramentas de *software* (por exemplo, FDATool e ModelSim), bem como a geração automática de código do linguagem de programação VHDL (*VHSIC Hardware Description Language*, *VHSIC –Very High Speed Integrated Circuit*).

A Tabela 4.1 mostra o conjunto de bibliotecas de blocos básicos Xilinx *System Generator* e a Tabela 4.2 mostra o conjunto de blocos de referência Xilinx que são uma composição de blocos básicos *System Generator*.

Tabela 4.1: Conjunto de Blocos *Xilinx* [43]

Biblioteca	Descrição
Elementos Básicos	Padrão de blocos de formação para lógica digital
Comunicação	FEC (<i>Forward Error Correction</i>) e blocos moduladores comumente usado em sistemas de comunicação digital
Lógica de Controle	Blocos para controle de circuitos e estado de máquina
Tipos de Dados	Blocos que convertem tipos de dados (incluindo portas)
DSP	Blocos de processamento digital de sinais
Matemática	Blocos que implementam funções matemáticas
Memória	Blocos que implementam e acessam memórias
Memória Compartida	Blocos que implementam e acessam memória compartilhada <i>Xilinx</i>
Ferramentas	Geração de código (bloco <i>System Generator</i>), recursos de estimação, HDL(<i>Hardware Description Language</i>), co-simulação, etc.

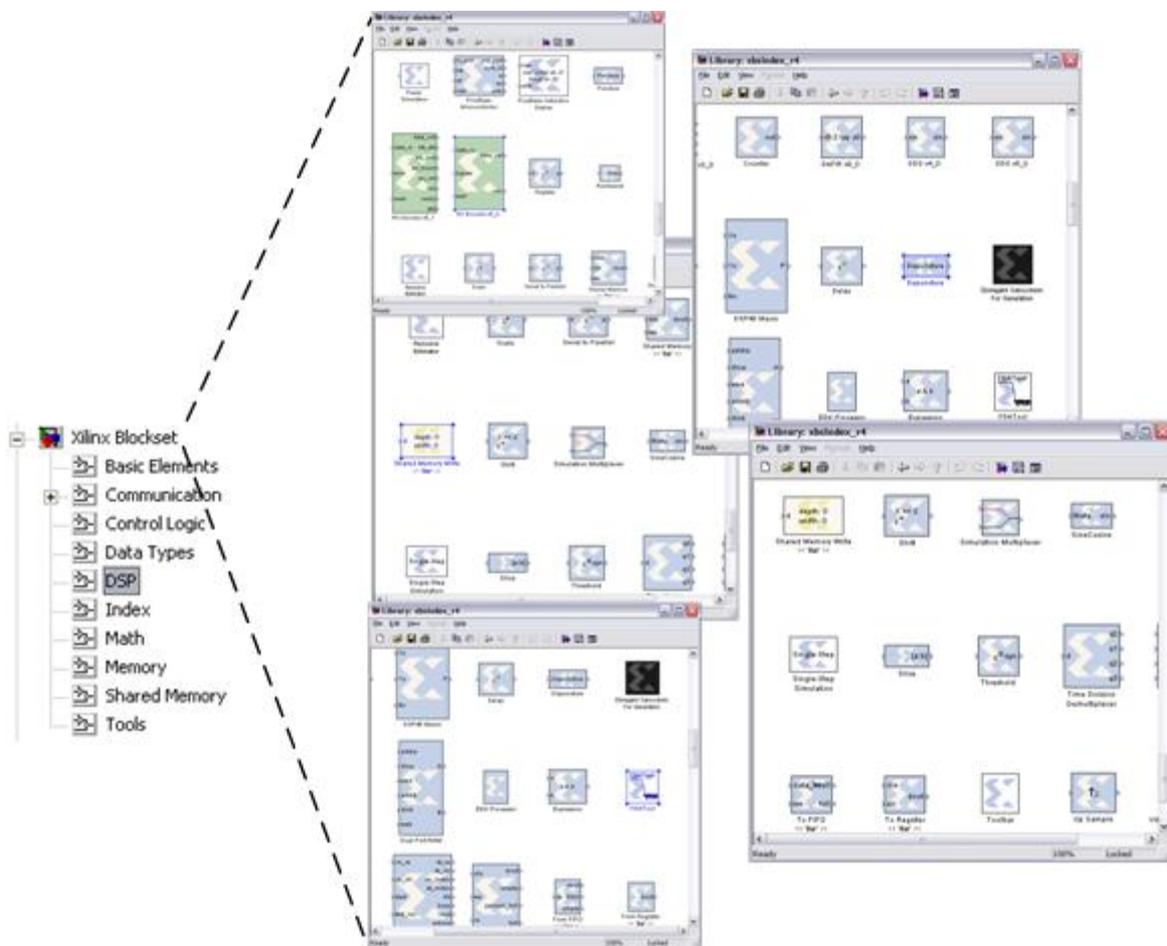


Figura 4.2 Conjunto de Bibliotecas de Blocos *Xilinx System Generator* [43]

Tabela 4.2: Conjunto de Blocos de Referência *Xilinx* [43]

Biblioteca	Descrição
Comunicação	Blocos comumente usados em sistemas de comunicação digital
Lógica de Controle	Blocos para controle de circuitos e estado de máquina
DSP	Blocos de processamento digital de sinais
Imagem	Blocos de processamento de imagem
Matemática	Blocos que implementam funções matemáticas

A conexão entre blocos *Xilinx* e blocos que não pertencem à biblioteca da *Xilinx* é feita com os blocos *gateway In* (bloco de entrada) e *gateway Out* (bloco de saída), como é apresentado na Figura 4.3.

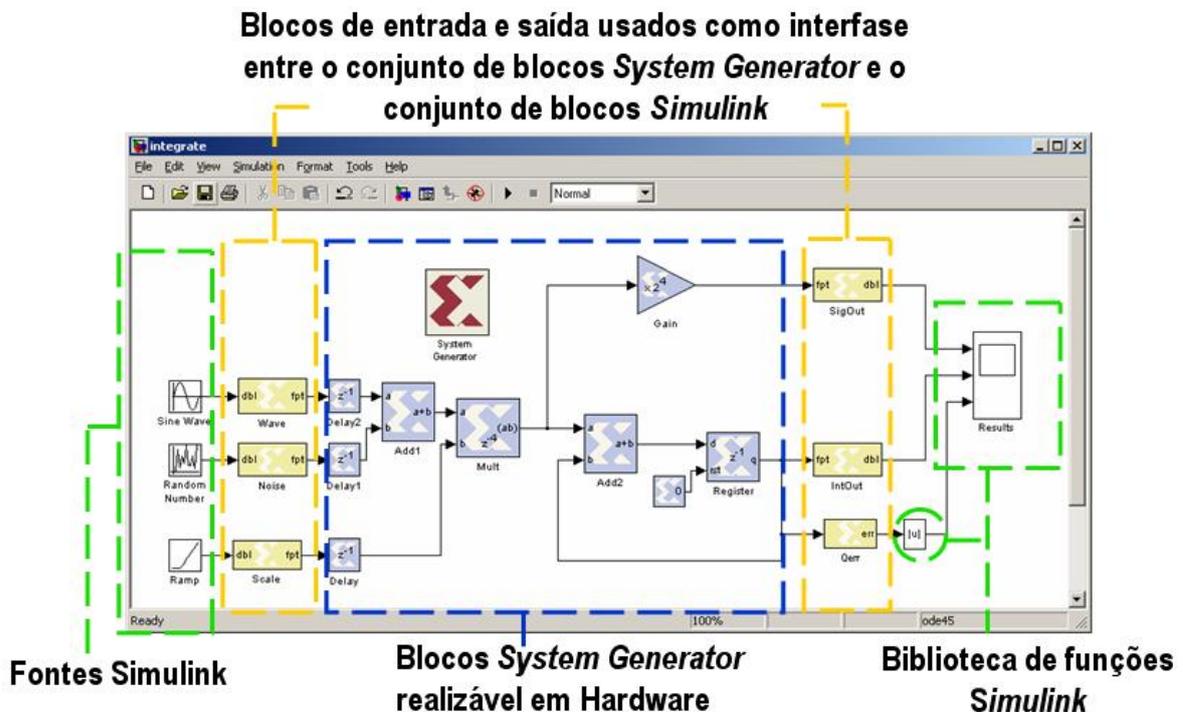


Figura 4.3 Conexão blocos da biblioteca *Xilinx System Generator* e os blocos da biblioteca do *SIMULINK* [44]

O bloco *gateway In* converte o sinal de dupla precisão (*double*) em um sinal binário que pode ser interpretado pelo conjunto de blocos da biblioteca *Xilinx*. O bloco *gateway Out* realiza o processo inverso.

Os blocos da biblioteca *Xilinx* são capazes de determinar o tipo apropriado de saída baseado nos seus tipos de entrada. A maioria dos blocos trabalha com dois tipos de precisão:

Precisão completa: *System Generator* escolhe o tipo de saída para garantir a precisão necessária para representar o valor.

- **Precisão definida pelo usuário:** permite ao usuário especificar o tipo de saída, como é mostrado na Figura 4.4, definindo a precisão através dos parâmetros: quantização e *overflow*. Na opção de quantização existem duas possibilidades: arredondamento e truncamento (*wrap*). Na opção de *overflow* as possibilidades são: saturação, truncamento e geração de erro quando ocorre um *overflow*.

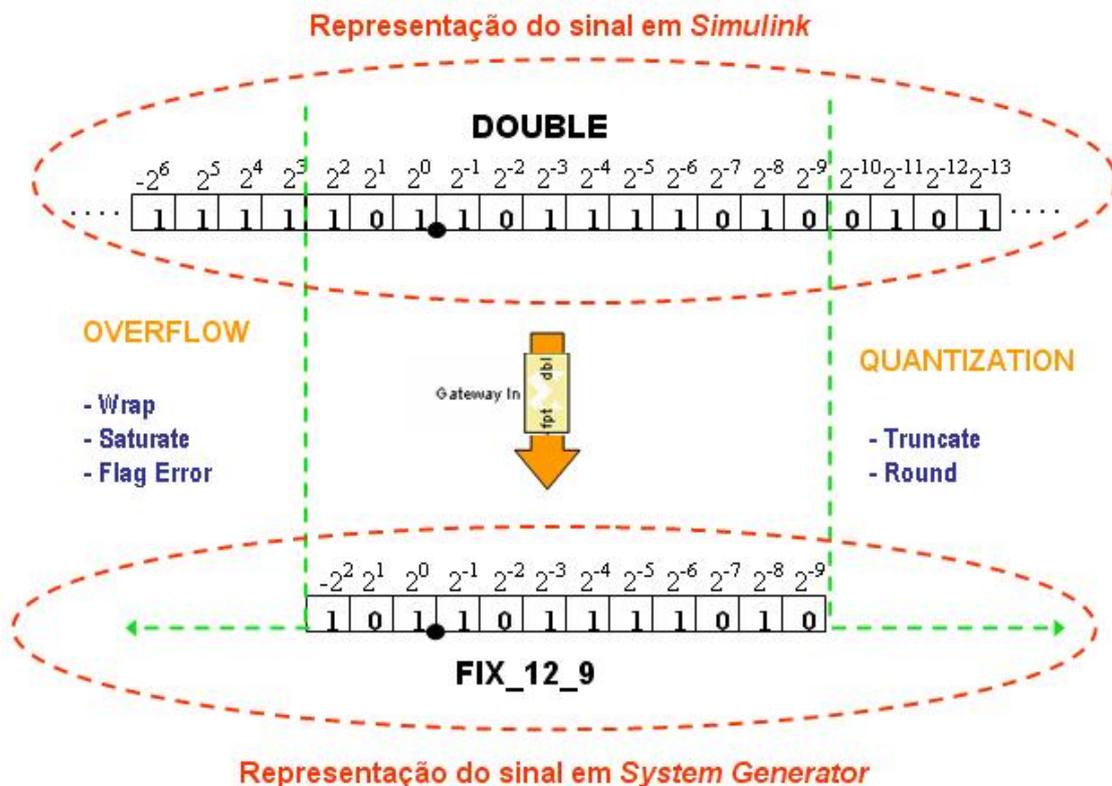


Figura 4.4 Representação do sinal em *SIMULINK* (Representação em ponto flutuante) e em *System Generator* (Representação em ponto fixo) [44]

4.2 Co-Simulação em *Hardware*

O *System Generator* produz um bloco de co-simulação em *hardware* associado a um *bitstream* (configuração de FPGA que está disponível para funcionar na plataforma de hardware da FPGA). Este bloco pode participar das simulações em *SIMULINK*. É funcionalmente equivalente na porção do projeto do qual foi derivado. Em simulação, o bloco

entrega os mesmos resultados com a diferença de que os dados são processados em *hardware*. As Figuras 4.5 e Figura 4.6 descrevem os passos para realizar uma co-simulação.

Na próxima seção, faz-se considerações importantes para a implementação de filtros FIR em *System Generator*.

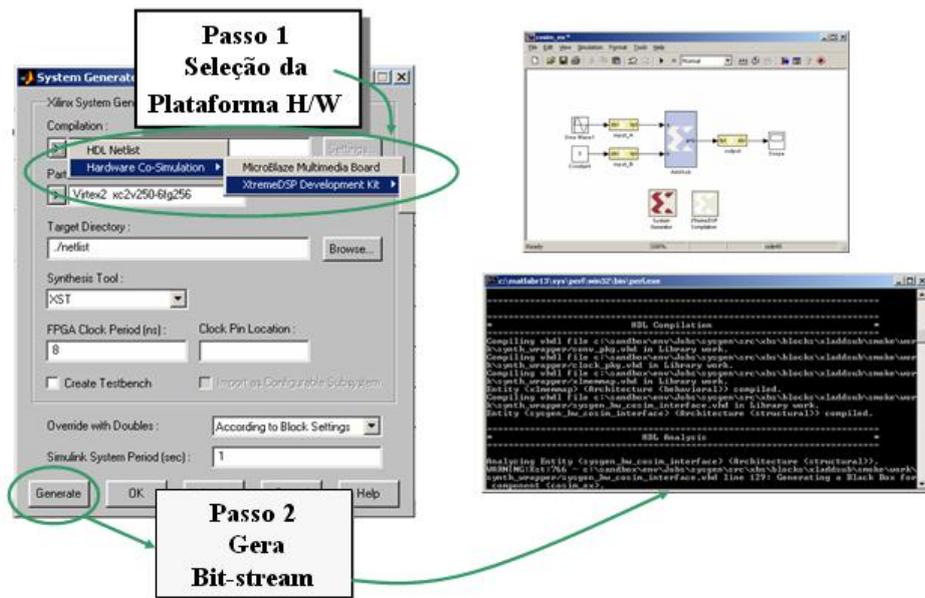


Figura 4.5 Passos para realizar uma co-simulação I [44]

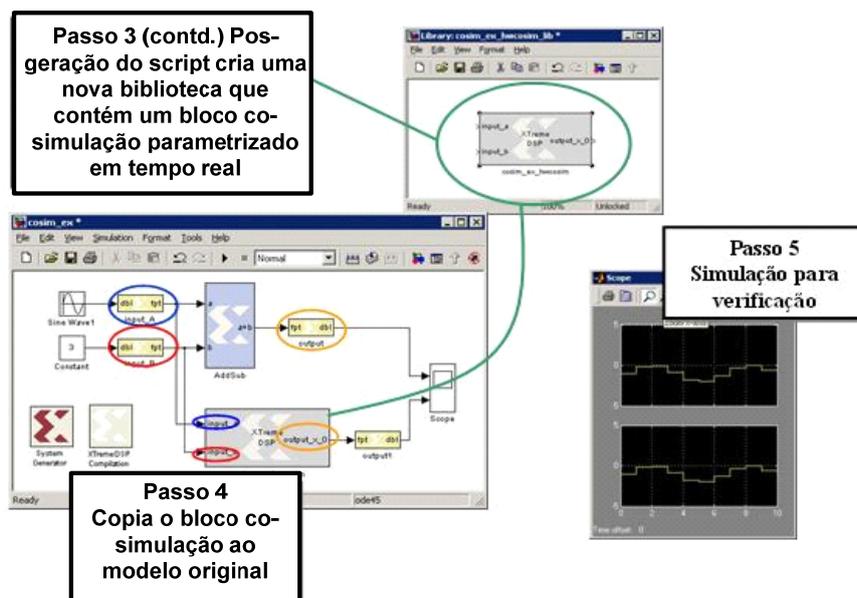


Figura 4.6 Passos para realizar uma co-simulação II [44]

4.3 Considerações de Implementação de filtros FIR seqüenciais (ou filtros FIR MAC)

O MAC (*Multiplication and Accumulate*) FIR de multiplicador único, é uma das estruturas mais simples de filtragem em DSP. A estrutura MAC usa um único multiplicador e acumulador, para implementar um filtro FIR seqüencial em lugar de um filtro FIR totalmente paralelo (estrutura convencional de filtragem transversal). Esta troca reduz o *hardware* por um fator de N (o número de coeficientes do filtro), porém também reduz a vazão de dados do filtro pelo mesmo fator N . A equação geral de um filtro FIR é uma soma de produtos, definida como [5]:

$$y_n = \sum_{i=0}^{N-1} x_{n-i} h_i, \quad (4.1)$$

onde:

- N – número de coeficientes
- x – sinal de entrada
- h – resposta ao impulso do filtro
- y – sinal de saída.

Nesta equação, as N amostras dos dados de entrada são multiplicados pelos N respectivos coeficientes do filtro e os produtos internos são somados ao mesmo tempo para formar um resultado individual. Os valores dos coeficientes determinam a característica do filtro (filtro passa baixa, filtro passa faixa ou filtro passa alta). A Equação (4.1) pode ser mapeada para muitas aplicações diferentes (seqüencial, semi-paralelo ou paralelo) nas diversas arquiteturas disponíveis [45].

O filtro MAC FIR simples é bem adequado para projetos onde os requerimentos são uma taxa de amostragem baixa e um número grande de coeficientes. A Figura 4.7 mostra a estrutura deste filtro seqüencial.

A estrutura do filtro seqüencial esta composta por um *buffer*, uma estrutura para controle de lógica, um acumulador e um multiplicador. Para implementar o *buffer* é utilizada uma memória RAM (*Random Access Memory*) de porta dupla (Figura 4.7). A leitura da porta de endereços é sincronizada por relógio, N vezes mais rápida que as amostras de entrada que são escritas na porta de dados. Os coeficientes do filtro também são armazenados no mesmo bloco RAM. Portanto, a RAM é usada numa configuração mista. A leitura e a escrita do dado

são pela porta A (modo RAM), e os coeficientes lido somente pela porta B (modo ROM – *Read Only Memory*).

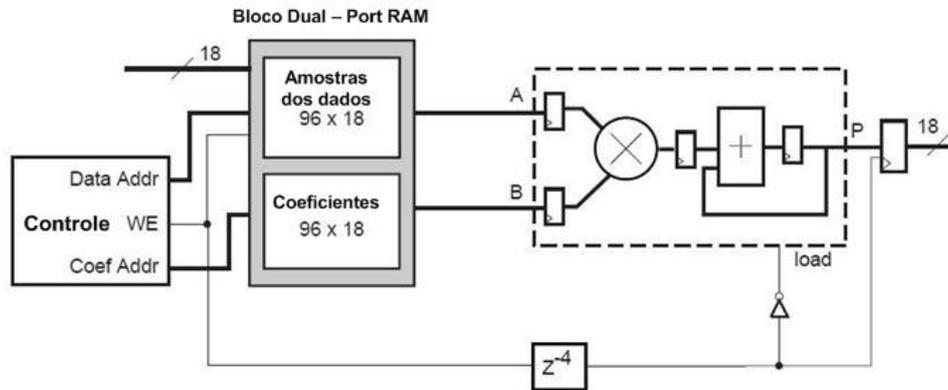


Figura 4.7 Filtro MAC FIR de um único multiplicador [45]

O controle de lógica consiste de dois contadores. Um contador controla os endereços dos coeficientes no bloco RAM, enquanto o outro controla os endereços dos dados na memória. Um comparador controla a habilitação do contador da memória de dados, o qual é feito com o objetivo de ter um controle da escritura e leitura dos dados na memória a cada N ciclos. Um diagrama simplificado da lógica de controle e da memória é mostrado na Figura 4.8.

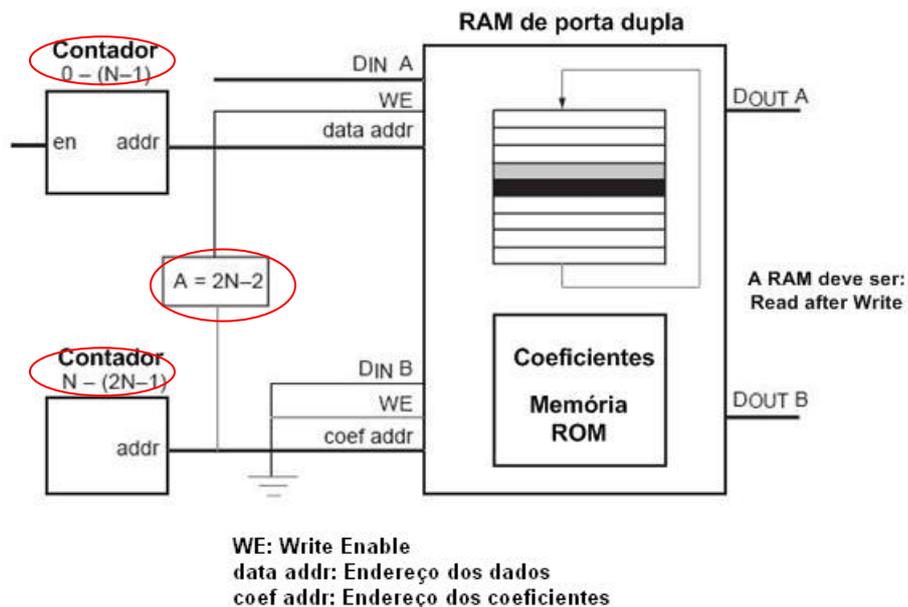


Figura 4.8 Lógica de Controle e Memória [45]

O desempenho do filtro MAC FIR é calculado pela seguinte equação:

$$\text{Max. Taxa Amostr.de Entrada} = \text{Veloc. do Relógio} / \text{Num de Coef.} \quad (4.2)$$

4.3.1. Aumento do número de bits na implementação de filtros FIR

A natureza de um filtro FIR, com numerosos multiplicadores e somadores, faz com que o número de bits da saída seja maior que o número de bits da entrada. Este efeito é conhecido como o “aumento dos bits” ou “*ganho*” de um filtro. A quantidade de bits resultantes não pode ser mantida através do sistema, devido às implicações de custo. Então, a precisão total resultante é tipicamente arredondada ou quantizada para garantir o nível desejado de precisão. No entanto, é importante calcular a precisão total da saída para conhecer o número de bits correto da saída do MAC. As duas técnicas seguintes ajudam a determinar a precisão total da quantidade dos bits de saída [45].

Nível de saturação genérico

Esta técnica assume que cada valor dos coeficientes do filtro pode atingir o pior caso possível, para o tamanho dos números especificados com uma representação em potência de dois. Esta técnica é recomendável em aplicações onde os coeficientes do filtro não são conhecidos, por exemplo, num filtro adaptativo o comprimento da saída é dado por:

$$\text{Comprimento da saída} = \text{ceil}(\log_2(N2^{b-1}2^{c-1}))+1 \quad (4.3)$$

onde:

- ceil*: arredonda para cima até o inteiro mais próximo;
- b*: número de bits para representação de amostras dos dados;
- c*: número de bits para representação de coeficientes.

Nível de saturação específica dos coeficientes

Esta técnica usa só o valor absoluto da soma dos valores atuais dos coeficientes do filtro e se aplica ao pior caso das amostras de dados. O comprimento da saída em bits é dado por:

$$\text{Comprimento da saída} = \text{ceil}\left(\log_2\left(N2^{b-1}\left|\sum h_i\right|\right)\right)+1 \quad (4.4)$$

onde:

ceil : arredonda ate o inteiro mais próximo;

h_i : coeficiente do filtro;

b : número de bits para representação de amostras dos dados.

4.3.2. Arredondamento

Como mencionado na Seção 4.3.1, o número de bits da saída do filtro é muito maior que o número de bits da entrada, e deve ser reduzido a um comprimento razoável. A saída pode ser truncada simplesmente pela seleção dos bits mais significativos requeridos pelo filtro. No entanto, o truncamento introduz um nível constante indesejável, deslocando os dados devido à natureza dos números em complemento dois. Este deslocamento pode ser melhorado com uso de um arredondamento simétrico, isto é, quando os números são positivos o arredondamento é para cima, e quando os números forem negativos para baixo. A Tabela 4.3 mostra exemplos de arredondamento simétrico [45].

Tabela 4.3: Exemplos arredondamento simétrico [45]

Valor Decimal	Valor Binário	Adição de arredondamento	Truncando: final	Valor arredondado
2.4375	0010.0111	0010.1111	0010	2
2.5	0011.0000	0011.0000	0011	3
2.5625	0011.0001	0011.0001	0011	3
-2.4375	1110.0000	1110.0000	1110	-2
-2.5	1101.1111	1101.1111	1101	-3
-2.5625	1101.1110	1101.1110	1101	-3

Na próxima seção, faremos uma descrição das considerações de implementação de filtros FIR paralelos em *System Generator*.

4.4 Considerações de Implementação de filtros FIR paralelos

Uma ampla variedade de arquiteturas de filtros é disponível em FPGA devido à flexibilidade desta tecnologia. O tipo de arquitetura é determinado tipicamente pela quantidade de processamento requerida no número de ciclos de relógio disponível. Os fatores mais importantes são: a taxa de amostragem e o número de coeficientes.

A Figura 4.9 mostra como o incremento na taxa de amostragem e o incremento no número de coeficientes de filtro influenciam na escolha de uma estrutura determinada. A estrutura paralela básica é mostrada na Figura 4.10, a qual é denominada forma direta de tipo I [46].

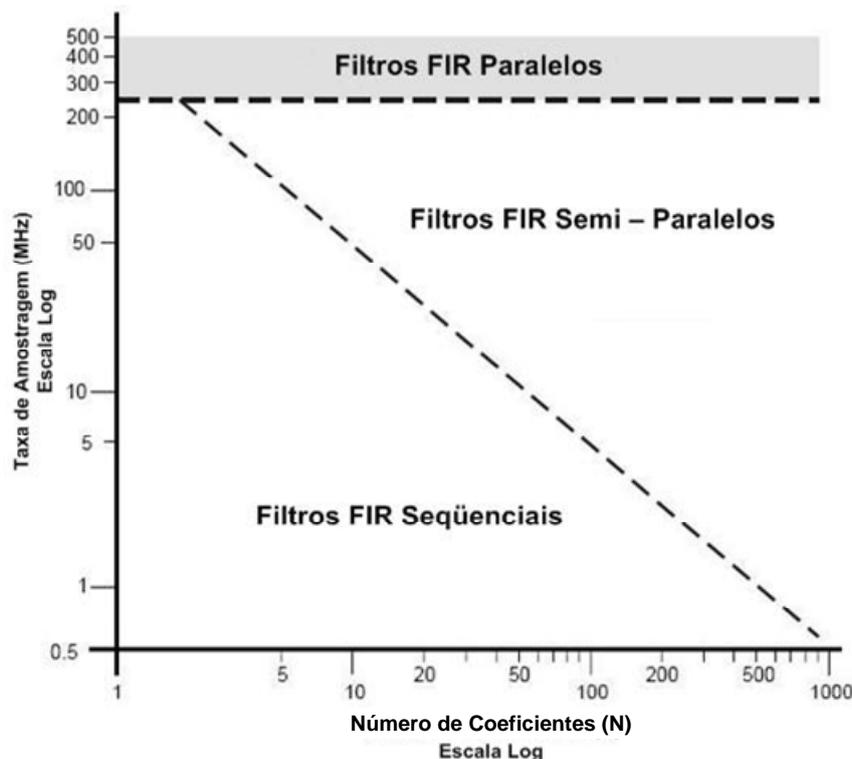


Figura 4.9 Gráfico que permite a seleção da estrutura do filtro mais eficiente [45]

Esta estrutura implementa a equação geral de filtros FIR, baseada em somas e produtos, como definida na Equação 4.1. Cada ciclo de relógio produz um novo resultado completo e todas as multiplicações e operações aritméticas ocorrem simultaneamente. Os algoritmos com estrutura paralela são geralmente, mais rápidos e demandam menor

capacidade de memória, mas a largura de banda da memória é incrementada dramaticamente já que os N coeficientes são processados ao mesmo tempo [45].

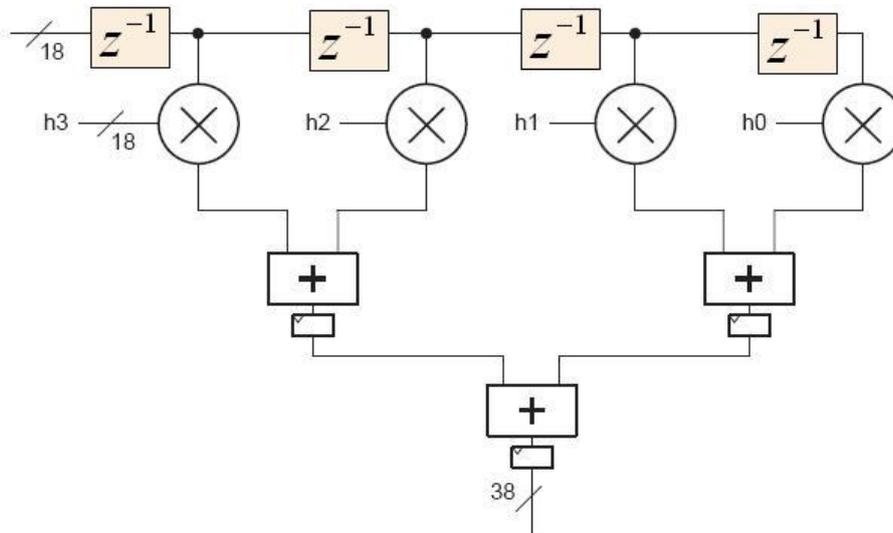


Figura 4.10 Filtro FIR de forma direta de tipo I [45]

Em um filtro FIR totalmente paralelo, a máxima taxa de amostragem na entrada é igual à velocidade do relógio.

O aumento do número bits na implementação e os critérios de arredondamento através de um filtro são os mesmos para todos os filtros FIR, já descritos nas Seções 4.3.1 e 4.3.2 respectivamente.

De acordo como apresentado anteriormente, pode-se fazer as seguintes considerações:

- i.- A estrutura de filtro seqüencial (filtro MAC FIR) tem a vantagem de ocupar um menor espaço em FPGA que a estrutura totalmente paralela. A estrutura paralela ocupa maior espaço em FPGA na medida em que o número de coeficientes do filtro aumenta.
- ii.- A estrutura paralela tem um melhor desempenho em termos de processamento que a estrutura seqüencial. Isto devido ao fato de que a estrutura paralela requer um ciclo de relógio para realizar todas as operações aritméticas e, ao mesmo tempo, produzir o resultado final.

4.5 Conclusões

Este capítulo apresenta uma descrição das características mais importantes do *System Generator*, ferramenta instalada no conjunto de bibliotecas de *Matlab*, a qual permite fazer uma co-simulação em nível de hardware. Discute ainda, as considerações que devem ser tomadas no projeto de filtros FIR em *System Generator*.

O próximo capítulo apresenta equalizadores adaptativos para compensar o efeito produzido pelo canal SUI (modelado no Capítulo 3). Utilizam para tal, o algoritmo LMS (*Least mean square*) para adaptar os coeficientes da estrutura de filtro FIR que será implementada em *System Generator* e, posteriormente, no FPGA em nível de co-simulação.

CAPÍTULO 5

Implementação de Equalizadores Adaptativos em FPGA

Os capítulos anteriores apresentam: os conceitos básicos de equalização adaptativa, realizam a modelagem do canal SUI, introduzem ferramentas que facilitam a implementação de sistemas em FPGA, e discutem a implementação de filtros FIR. Neste capítulo apresenta-se uma breve discussão dos problemas de implementação do algoritmo LMS em *hardware*, especificamente em FPGA. Posteriormente, realiza-se a implementação dos equalizadores adaptativos apresentados no Capítulo 2 em *System Generator* e, finalmente, é realizada a equalização de um sinal transmitido, através de um sistema de comunicação de portadora única utilizando o modelo de canal SUI.

Este capítulo se inicia com uma breve discussão dos efeitos do arredondamento numérico na implementação do algoritmo LMS em *hardware*.

5.1 Efeitos do arredondamento numérico

A implementação de filtros digitais, incluídos os filtros adaptativos, compreendem a realização de operações aritméticas. Existem dois processos envolvidos em sistemas adaptativos: a convolução da resposta ao impulso do filtro (o vetor de coeficientes) atualizada com o sinal de entrada e o processo de adaptação que atualiza o vetor de coeficientes. As operações que executam estes processos são: a multiplicação e acumulação.

Um filtro FIR adaptativo que usa o algoritmo LMS na adaptação realiza $(M+1)$ operações de multiplicação e acumulação para realizar o processo de convolução, onde M é a ordem do filtro. A equação $\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{u}(n) e^*(n)$ que atualiza cada coeficiente

requer $(M+1)$ operações MAC. Portanto, $2(M+1)$ operações MAC são requeridas por um filtro FIR adaptativo com algoritmo LMS.

Num projeto de equalizadores adaptativos, caso uma representação em ponto fixo seja utilizada, a quantização somente precisa ser aplicada após os multiplicadores. Portanto, neste caso, a fonte de ruído de quantização é gerada pelos multiplicadores utilizados no processo de adaptação e convolução.

Os efeitos produzidos pela quantização do produto serão discutidos nas próximas seções.

5.2.1 Efeitos do arredondamento no produto

Considere a operação MAC de ponto fixo mostrada na Figura 5.1, onde dois números A e B representados por N-bit são multiplicados. O resultado é arredondado para N-bit, pelo processo de quantização, e então acumulado com outros números de N-bit da operação anterior, produzindo uma operação MAC de N-bit.

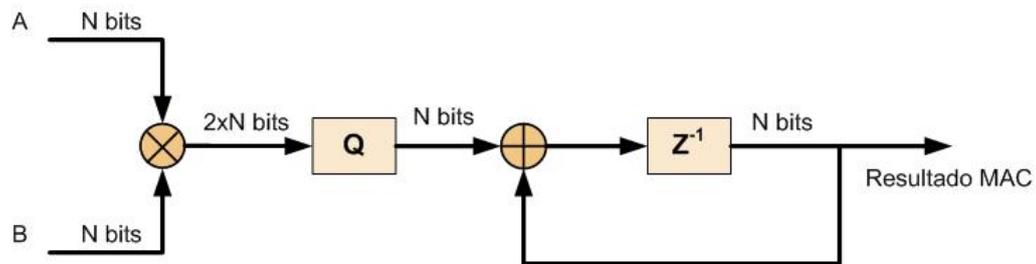


Figura 5.1 Operação MAC (*Multiplication and Accumulate*)

A função densidade de probabilidade do erro de arredondamento é uniforme e definida por [47]:

$$p_r(x) = \begin{cases} \frac{1}{q} & \text{se } |x| \leq \frac{q}{2} \\ 0 & \text{se } |x| > \frac{q}{2} \end{cases}, \quad (5.1)$$

onde q é o passo de quantização. O valor médio é nulo e a variância é igual a $\frac{q^2}{12}$.

Por exemplo, num filtro FIR adaptativo LMS com $2(M+1)$ operações MAC, a variância total do erro (ε_p) produzido pelo processo de quantização do resultado do produto é

$$\varepsilon_p = \frac{(M+1)q^2}{6}.$$

5.2.2 Efeitos do arredondamento dos coeficientes

Como já discutido, o algoritmo LMS atualiza os coeficientes do filtro de acordo com a seguinte equação [5]:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{u}(n) e^*(n). \quad (5.2)$$

O parâmetro de atualização $\mu \mathbf{u}(n) e^*(n)$ deve ser quantizado para um valor menor ou igual que o comprimento da palavra de $\mathbf{w}(n)$, de maneira a produzir um resultado apropriado para atualizar os coeficientes. A quantização dos coeficientes é executada antes da convolução. Assim, o ruído de quantização associado aos coeficientes é também processado pelo processo de convolução. Por isso, os sistemas adaptativos são mais sensíveis à quantização dos coeficientes.

A quantização do parâmetro de atualização origina um ruído de quantização (descrito na seção anterior). Assim, para um filtro de ordem M , o ajuste dos coeficientes gera um ruído com potência igual a $\frac{(M+1)q^2}{12}$.

A quantização dos coeficientes pode provocar os fenômenos de *slowdown* ou *stalling*. Na próxima seção, descreve-se estes fenômenos que afetam a taxa de convergência do algoritmo LMS.

5.2.3 Slowdown e Stalling

O fenômeno de *Stalling* ou *lock-up* ocorre quando o gradiente estimado não é suficientemente ruidoso. De maneira mais específica, uma implementação digital do algoritmo LMS pode parar o processo de adaptação, sempre que a adição do termo $\mu e_q(n)u_q(n-i)$ para a i -ésima atualização do coeficiente for menor, em magnitude, que o LSB (*Least Significant Bit*) [5], isto é

$$|\mu e_q(n_0)u_q(n_0-i)| \leq LSB, \quad (5.3)$$

onde n_0 é o tempo discreto no qual o i -ésimo coeficiente atualizado detém a adaptação. Assumindo que a condição (5.3) é inicialmente satisfeita, para o i -ésimo coeficiente adaptado, substituindo $u_q(n_0-i)$ pelo seu valor rms (*root mean square*), A_{rms} e utilizando (5.3), obtem-se o valor rms do erro de estimação quantizado, quando a adaptação, numa implementação digital do algoritmo LMS, é interrompida, isto é,

$$|e_q(n)| \leq \frac{LSB}{\mu A_{rms}} = e_D(\mu), \quad (5.4)$$

onde $e_D(\mu)$, é denominado erro digital residual. Para prevenir o fenômeno de *stalling*, $e_D(\mu)$ deve ser o menor possível.

Na literatura propõem-se outras técnicas para prevenir o fenômeno de *stalling*. Por exemplo, em [48] se propõe o *algoritmo do sinal* e em [5] propõe-se o método *dithering*, que consiste em adicionar ao sinal de entrada uma seqüência aleatória que garanta que o sinal de entrada seja maior do que o passo de quantização. Quando o *dithering* é utilizado, deve-se minimizar o seu efeito na operação do algoritmo LMS, formatando o espectro de potência da seqüência aleatória, de modo que seja efetivamente rejeitado pelo algoritmo na sua saída.

A implementação digital do algoritmo LMS (precisão finita), também pode apresentar o fenômeno *slowdown*, onde o efeito da quantização provoca uma diminuição na taxa de convergência, quando comparada ao caso de precisão infinita. O *slowdown* pode ser

minimizado alocando mais bits para os coeficientes do que para os dados, como é mostrado em [49].

5.2.4 Saturação

O tamanho dos registradores internos do *hardware*, utilizado para implementar um filtro, devem ser fixados. Desta forma, um resultado de uma operação aritmética pode levar a *overflow*, onde o número de bits para representar a parte inteira do resultado da adição ou multiplicação, não tem tamanho suficiente. Este fenômeno é chamado de *saturação*.

A saturação introduz uma maior distorção na saída do sistema, fazendo com que grande quantidade de informação tenda a zero, devido à perda dos bits mais significativos no resultado das operações. A solução para resolver o problema de saturação é incrementar o número de bits que representam os sinais de entrada [50].

Na próxima seção, é realizada a escolha da estrutura do filtro, que será utilizado na implementação dos equalizadores adaptativos apresentados no Capítulo 2.

5.3 Estrutura do Filtro

Nesta seção, discute-se a implementação dos equalizadores adaptativos apresentados no Capítulo 2. O primeiro passo é a escolha do tipo de estrutura. Como mencionado nas Seções 4.3 e 4.4, existem duas possíveis estruturas para o filtro, que serão utilizadas na implementação dos equalizadores adaptativos em FPGA utilizando *System Generator* (ferramenta apresentada no Capítulo 4): a estrutura FIR seqüencial e a estrutura FIR paralela.

Os equalizadores adaptativos, que compensaram o efeito distorcivo do canal SUI são de um comprimento (número de coeficientes) elevado, devido às características dos modelos de canal SUI. Porém, de acordo com as características das estruturas de filtro estudadas e considerando que a implementação será feita numa placa FPGA, a estrutura mais adequada é a estrutura FIR seqüencial. Neste trabalho, será utilizada a placa FPGA *Virtex 4 xc4vsx35 – 10ff668*, onde as principais características estão especificadas em [39] e [40].

A Tabela 5.1 mostra o resultado de uma estimacão de recursos de FPGA *Virtex 4 xc4vsx35 – 10ff668*, realizada tanto para o equalizador FIR adaptativo com estrutura seqüencial quanto para aquele com estrutura paralela, cada uma com 4 coeficientes.

De acordo com os resultados obtidos na estimacão de recursos, pode-se observar que o equalizador FIR adaptativo seqüencial  mais eficiente em termos de espaço ocupado na FPGA, mas em termos de tempo de processamento fica mais lento  medida que o número de coeficientes aumenta, como  ilustrado na Figura 4.9.

Tabela 5.1: Recursos de Estimacão

FPGA Virtex 4 xc4vsx35 – 10ff668		
	Filtro FIR Seqüencial	Filtro FIR Paralelo
Slices	1566	9223
Flip Flops	1783	14852
BRAMs	2	0
LUTs	1275	14054
IOBs	0	0
Bem. Mults.	20	0
TBUFs	0	0

A próxima seo descreve a implementaco dos equalizadores adaptativos apresentados no Capítulo 2 utilizando o *System Generator*.

5.4 Implementaco de equalizadores adaptativos em *System Generator*

De acordo com as características do *System Generator* discutidas no Capítulo 4, não  possível trabalhar com sinais complexos. Portanto, todos os sinais complexos envolvidos no processo de equalizaco devem ser separados em suas partes, em fase e quadratura, como  exemplificado na Figura 5.2. Por isso, o equalizador adaptativo implementado  também dividido em duas partes, uma trabalhando com a componente em fase $\mathbf{u}_I(n)$ e a outra com a componente em quadratura $\mathbf{u}_Q(n)$.

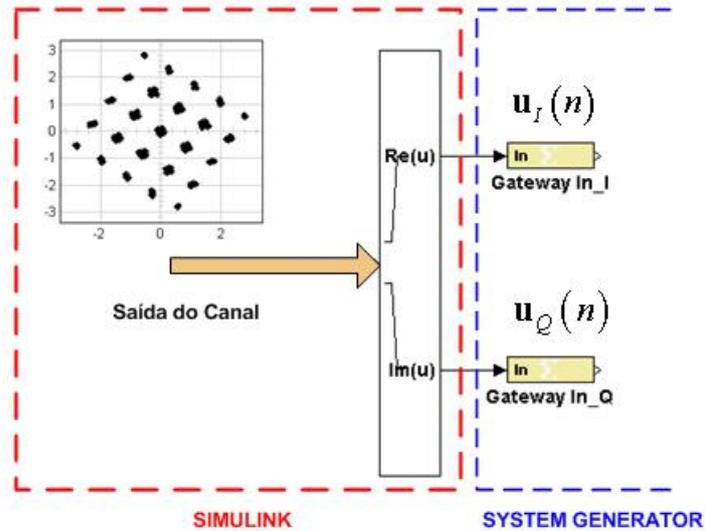


Figura 5.2 Sinal de entrada do equalizador adaptativo implementado em *System Generator*

Todas as implementações apresentadas a seguir foram realizadas em *System Generator*. Primeiramente, serão apresentados os procedimentos para realizar a implementação dos equalizadores adaptativos lineares (treinado-LMS e autodidata-CMA, apresentados no Capítulo 2), onde será descrita a operação da componente em fase do equalizador, já que a parte em quadratura é semelhante. Os passos para a implementação dos equalizadores FIR treinado e cego são descritos pelas Figuras 5.3 a 5.7, enquanto que as Figuras 5.8 e 5.9 resumem a implementação do DFE. Em seguida, apresentam-se os resultados das implementações e discussões sobre os mesmos.

A Figura 5.3 mostra como foi implementada a atualização dos coeficientes do filtro FIR. Nesta operação é utilizada uma memória RAM para guardar os coeficientes do filtro atualizado. A saída da memória RAM alimenta um filtro seqüencial (discutido no Capítulo 4), como é mostrado na Figura 5.4, onde é determinado o sinal equalizado $y(n)$. A estrutura interna do filtro FIR indicado na Figura 5.4 é ilustrada na Figura 5.5. O sinal de erro para o equalizador adaptativo treinado é determinado como mostra a Figura 5.6, e o sinal de erro para o equalizador adaptativo cego é obtido como mostrado na Figura 5.7..

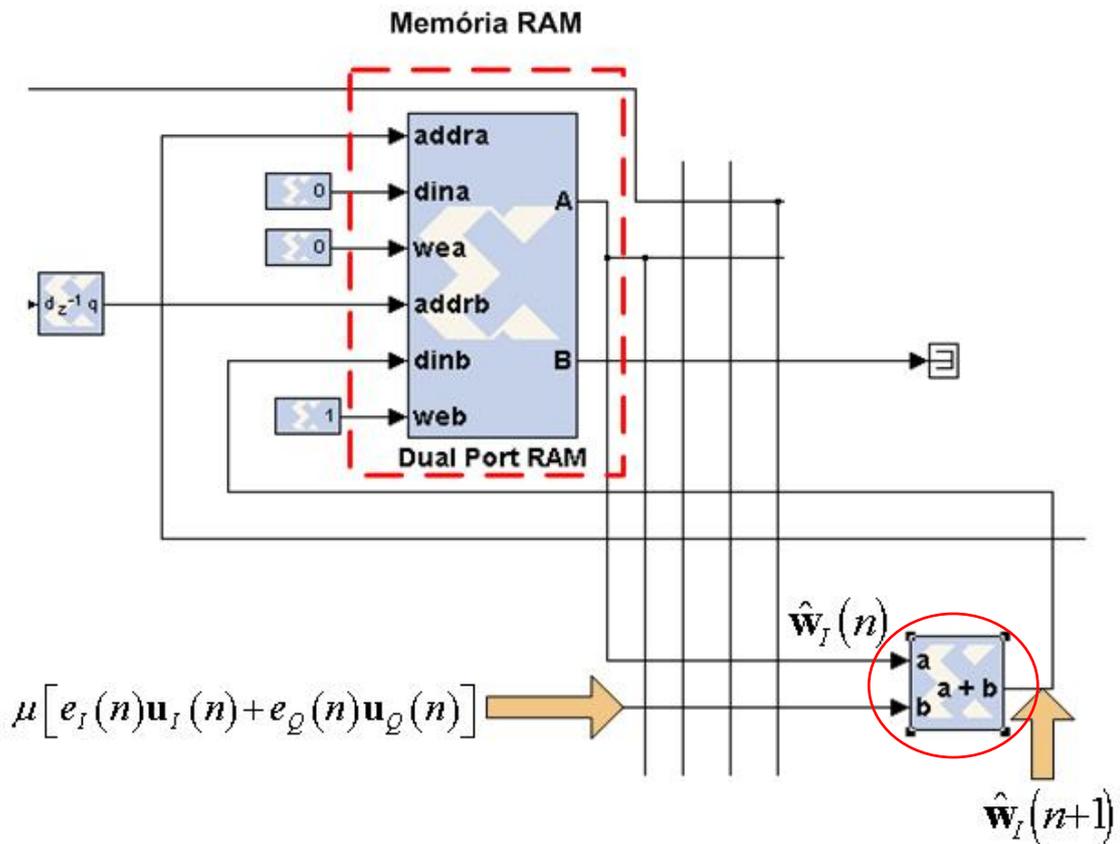


Figura 5.3 Atualização dos coeficientes do filtro.

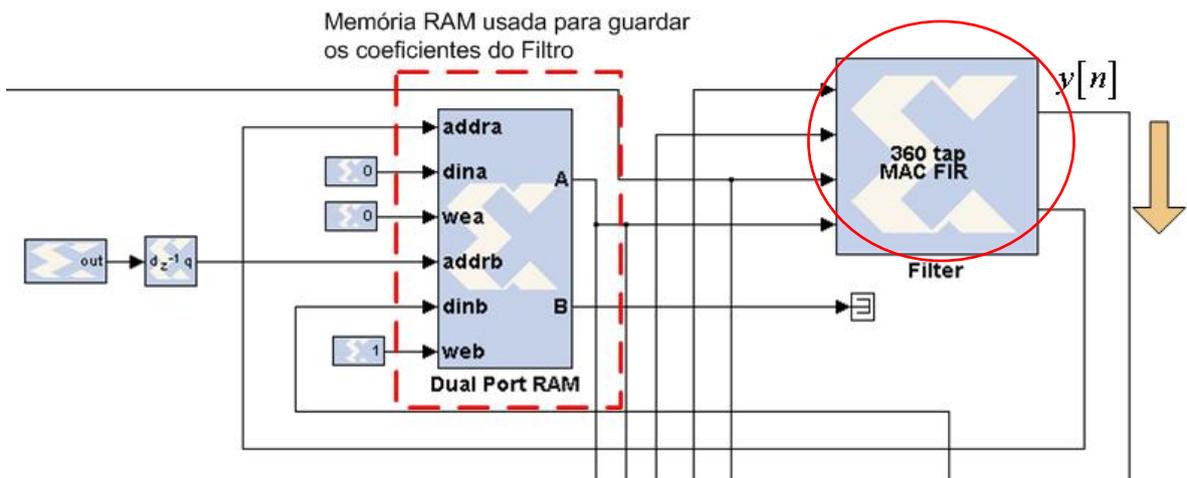


Figura 5.4 Filtro FIR seqüencial alimentado pela memória RAM.

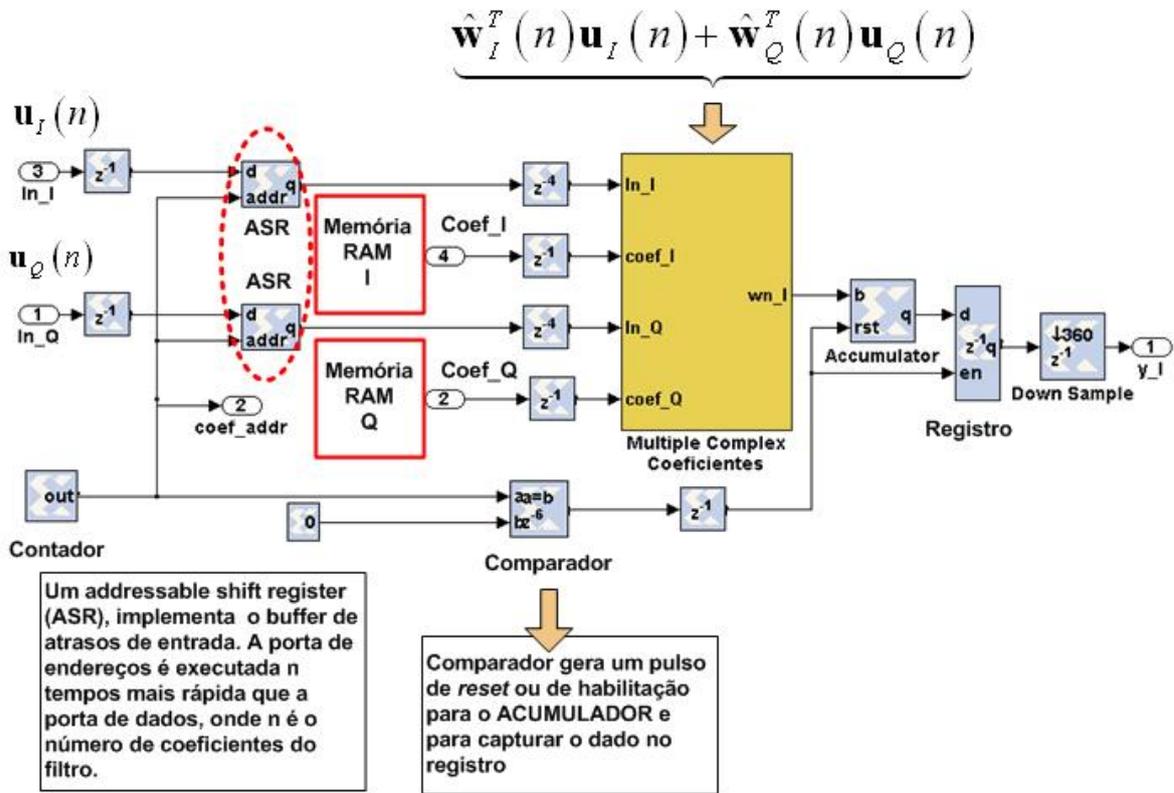


Figura 5.5 Estrutura do Filtro.

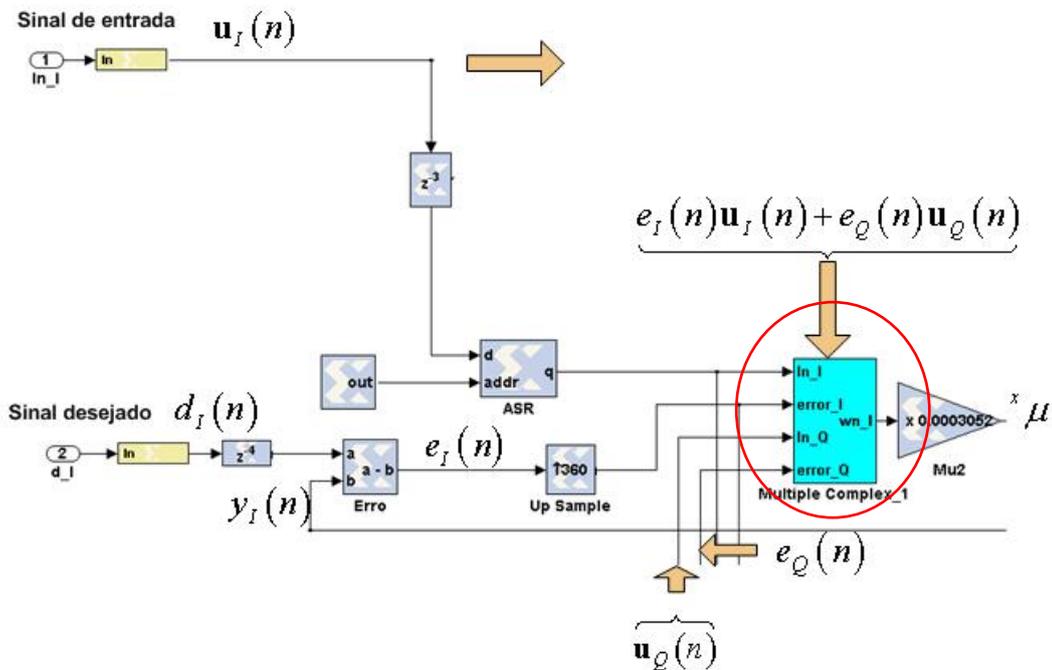


Figura 5.6 Determinação do sinal de erro do equalizador treinado.

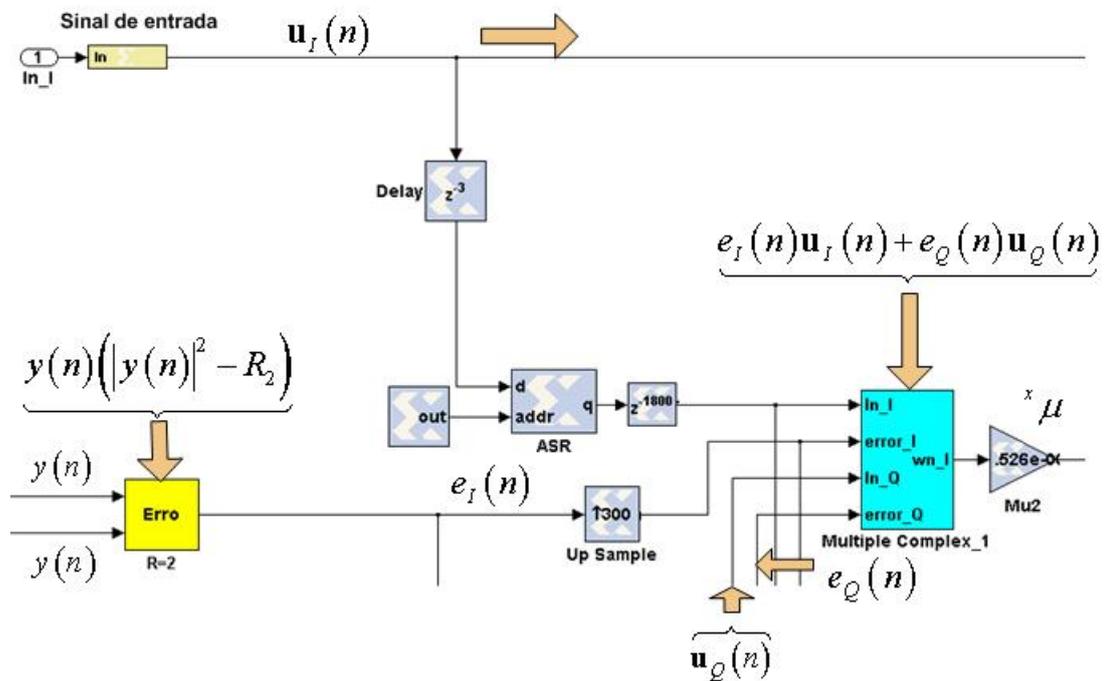


Figura 5.7 Determinação do sinal de erro do equalizador autodidata.

Para realizar a implementação do equalizador DFE, considera-se a estrutura ilustrada na Figura 2.9. As Figura 5.8 e Figura 5.9 detalham a implementação do equalizador DFE treinado e autodidata (CMA), respectivamente. A única diferença das estruturas está na obtenção do sinal de erro. Para ambos casos, o filtro FIR adaptativo corresponde à estrutura descrita na Figura 5.5.

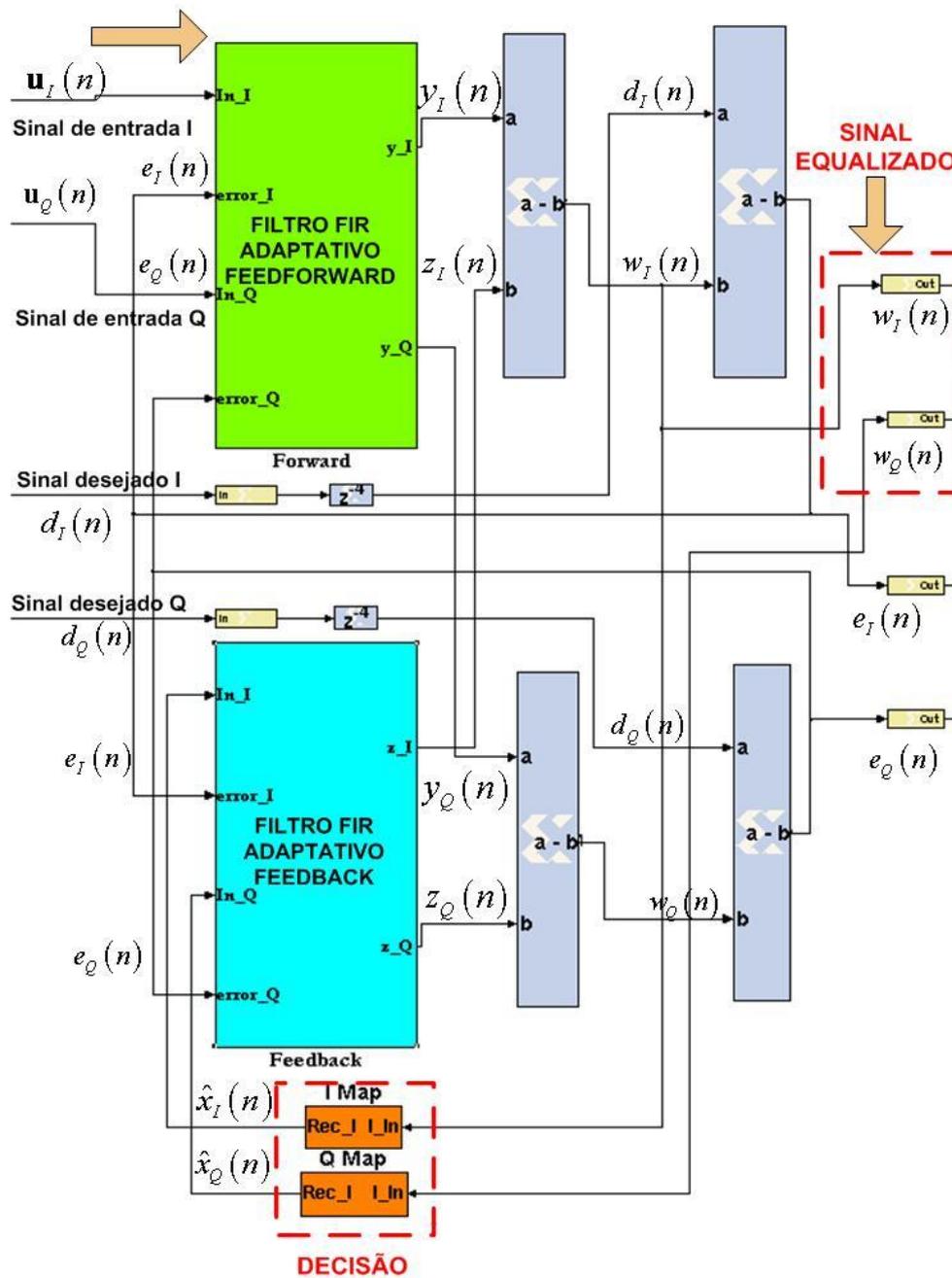


Figura 5.8 Implementação do equalizador DFE-LMS (treinado)

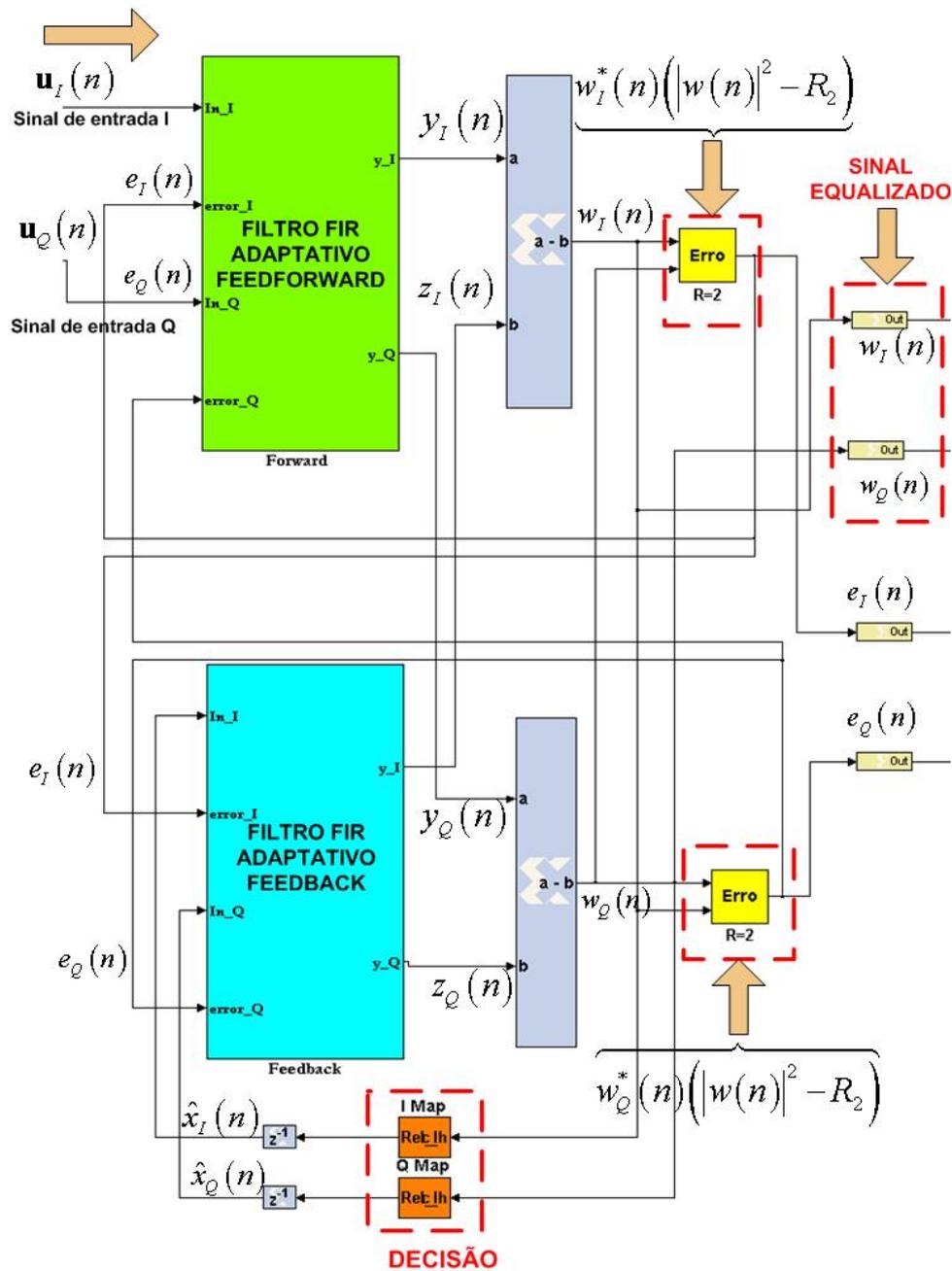


Figura 5.9 Implementação do equalizador DFE-CMA (autodidata)

A próxima seção apresenta os resultados obtidos da implementação em *System Generator* dos equalizadores aplicados a um sistema de comunicação de portadora única, usando os modelos de canal SUI implementados em *SIMULINK*.

5.5 Simulações e discussão de resultados obtidos

A Figura 5.10 mostra o sistema de comunicação que foi utilizado na simulação. O sistema corresponde a uma transmissão *WiMax* (padrão *IEEE 802.16a*) em banda base, com as seguintes características:

- constelação : 4QAM;
- canal : SUI-1, SUI-2, SUI-3, SUI-4, SUI-5 e SUI-6;
- SNR: 30 dB;
- taxa de amostragem: 16 MHz;
- equalizadores: FIR LMS e CMA, DFE LMS e CMA.

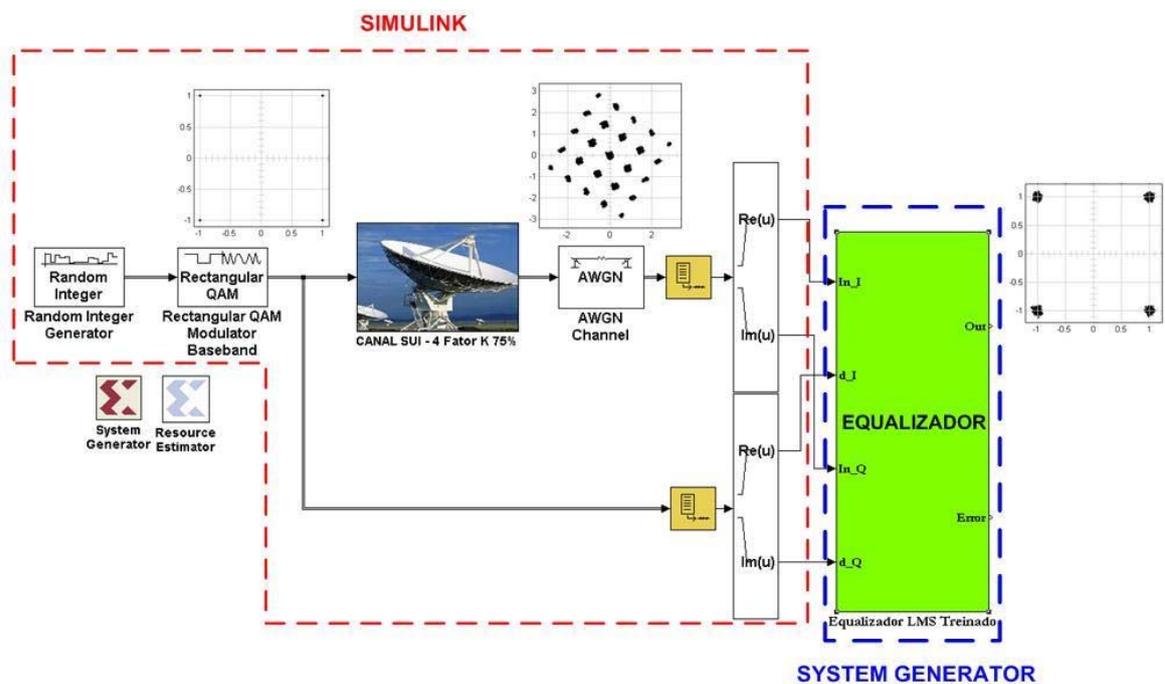


Figura 5.10 Sistema de Comunicação implementado

Como os equalizadores baseados no algoritmo CMA não possuem a informação de fase do sinal, é necessária a utilização de um circuito de compensação de fase. A estrutura utilizada para compensar o efeito do não conhecimento da fase é mostrada na Figura 5.11

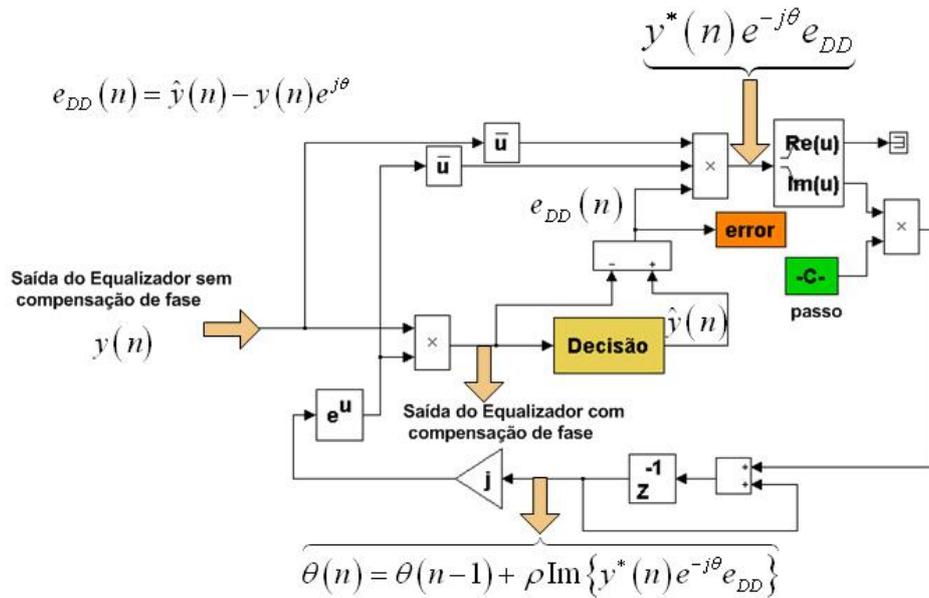


Figura 5.11 Compensação de fase para os equalizadores autodidatas

Nas simulações realizadas, todos os equalizadores obtiveram êxito na compensação da distorção linear produzida pelos canais SUI's. A seguir, são mostradas as constelações de entrada e saída, apenas para o caso dos equalizadores FIR LMS. São mostradas também tabelas que contêm os parâmetros utilizados no projeto dos equalizadores e as curvas do erro médio quadrático de decisão direta (DD), mediadas sobre 250 realizações, para os quatro tipos de equalizadores utilizados.

Canal SUI – 1

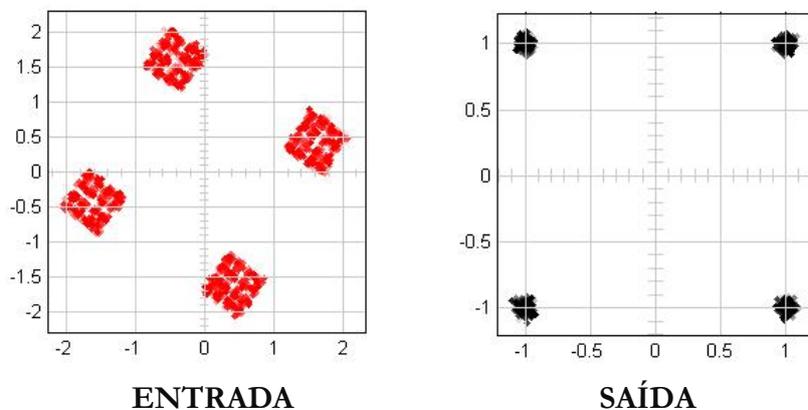


Figura 5.12 Constelação de entrada e saída do equalizador, Canal SUI-1

Equalizador FIR LMS

Tempo	Num. Coef.	Passo
3500	31	0,001

Equalizador DFE LMS

Tempo	Num. Coef. FFF	Num.Coef. FBF	Passo FFF	Passo FBF
3500	20	4	0,001	0,00001

FFF(Feedforward Filter), FBF(Feedback Filter)

Equalizador FIR CMA

Tempo	Num. Coef.	Passo	Passo fase
3500	31	0,0003	0,01

Equalizador DFE CMA

Tempo	Num. Coef. FFF	Num.Coef. FBF	Passo FFF	Passo FBF	Passo fase
3500	20	4	0,0005	0,00001	0,01

FFF(Feedforward Filter), FBF(Feedback Filter)

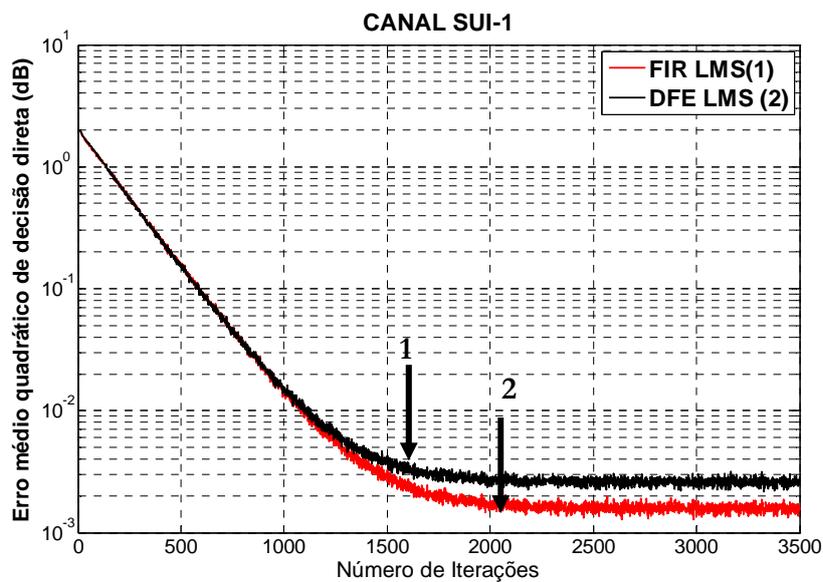


Figura 5.13 Erro médio quadrático DD do equalizador treinado (canal SUI-1)

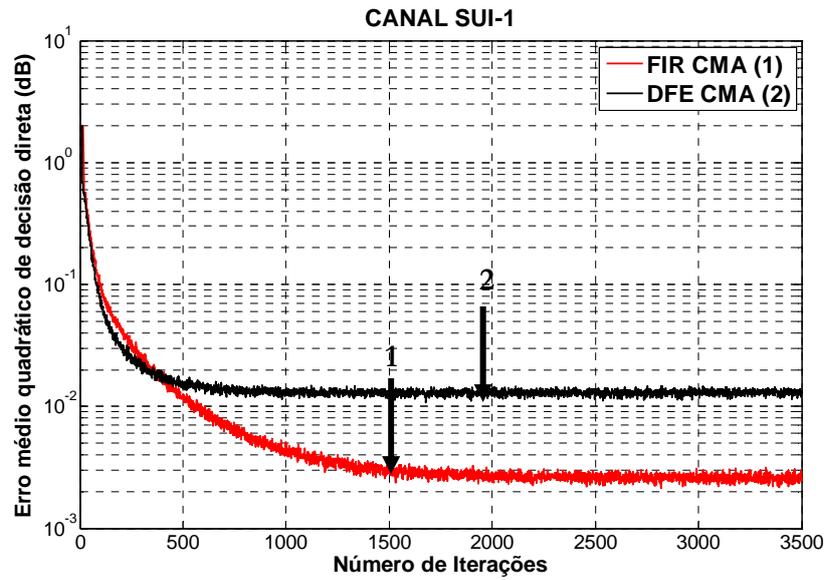


Figura 5.14 Erro médio quadrático DD do equalizador autoidata (canal SUI-1)

Canal SUI – 2

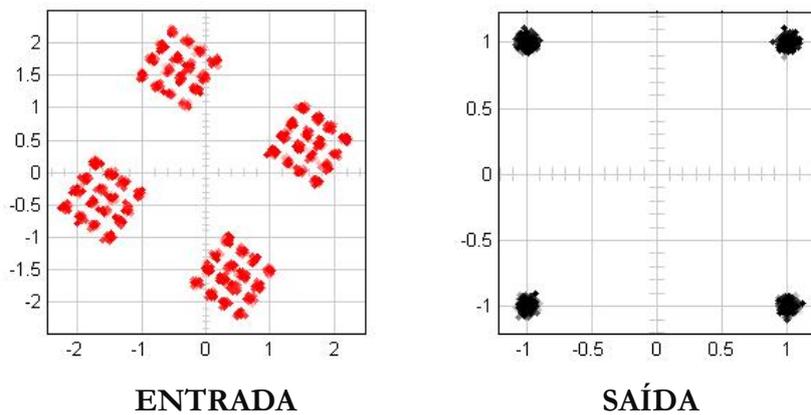


Figura 5.15 Constelação de entrada e saída do equalizador, Canal SUI-2

Equalizador FIR LMS

Tempo	Num. Coef.	Passo
5000	41	0,001

Equalizador DFE LMS

Tempo	Num. Coef. FFF	Num.Coef. FBF	Passo FFF	Passo FBF
5000	36	12	0,001	0,00001

FFF(Feedforward Filter), FBF(Feedback Filter)

Equalizador FIR CMA

Tempo	Num. Coef.	Passo	Passo fase
5000	41	0,0005	0,01

Equalizador DFE CMA

Tempo	Num. Coef. FFF	Num.Coef. FBF	Passo FFF	Passo FBF	Passo fase
5000	36	12	0,0005	0,00001	0,01

FFF(Feedforward Filter), FBF(Feedback Filter)

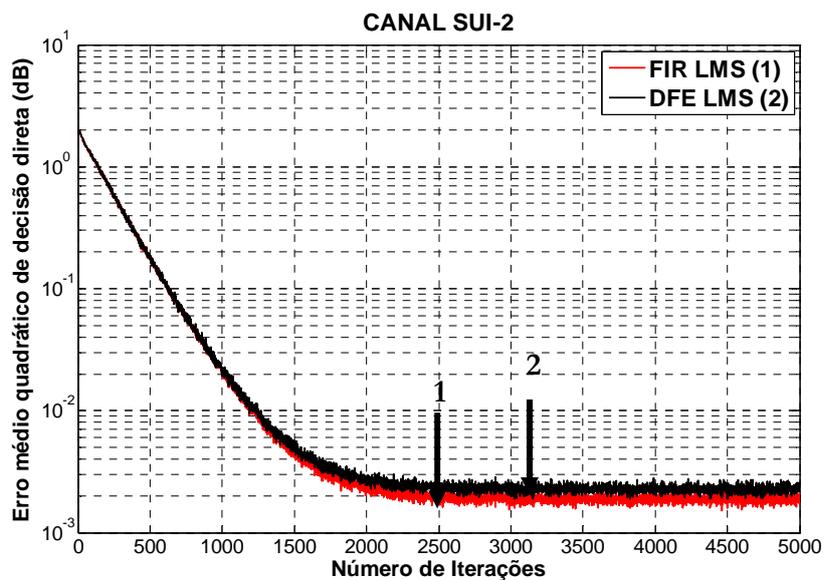


Figura 5.16 Erro médio quadrático DD do equalizador treinado (canal SUI-2)

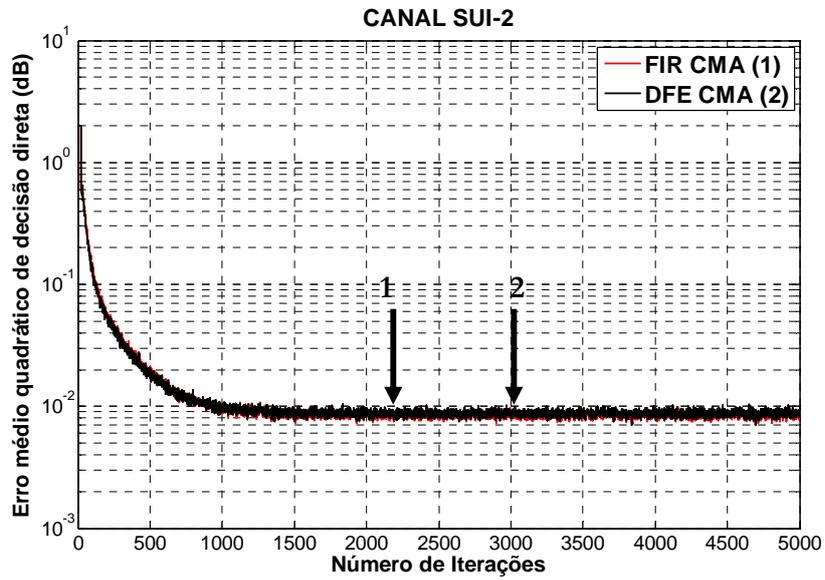


Figura 5.17 Erro médio quadrático DD do equalizador autodidata (canal SUI-2)

Canal SUI – 3

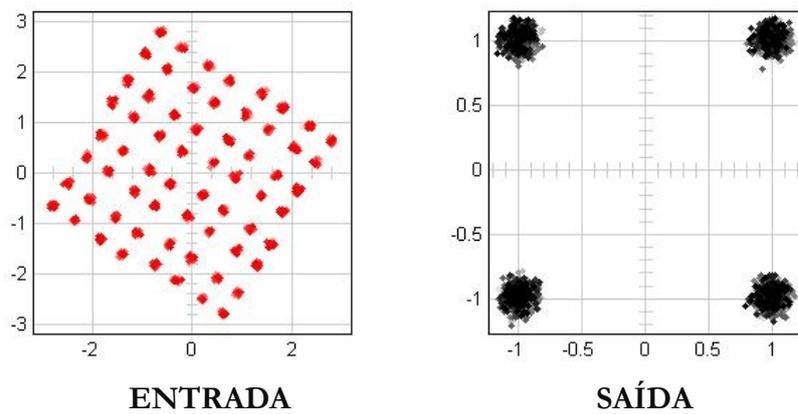


Figura 5.18 Constelação de entrada e saída do equalizador, Canal SUI-3

Equalizador FIR LMS

Tempo	Num. Coef.	Passo
7000	51	0,0005

Equalizador DFE LMS

Tempo	Num. Coef. FFF	Num.Coef. FBF	Passo FFF	Passo FBF
7000	45	15	0,0008	0,00001

FFF(Feedforward Filter), FBF(Feedback Filter)

Equalizador FIR CMA

Tempo	Num. Coef.	Passo	Passo fase
8000	91	0,0004	0,001

Equalizador DFE CMA

Tempo	Num. Coef. FFF	Num.Coef. FBF	Passo FFF	Passo FBF	Passo fase
8000	60	15	0,0005	0,00001	0,001

FFF(Feedforward Filter), FBF(Feedback Filter)

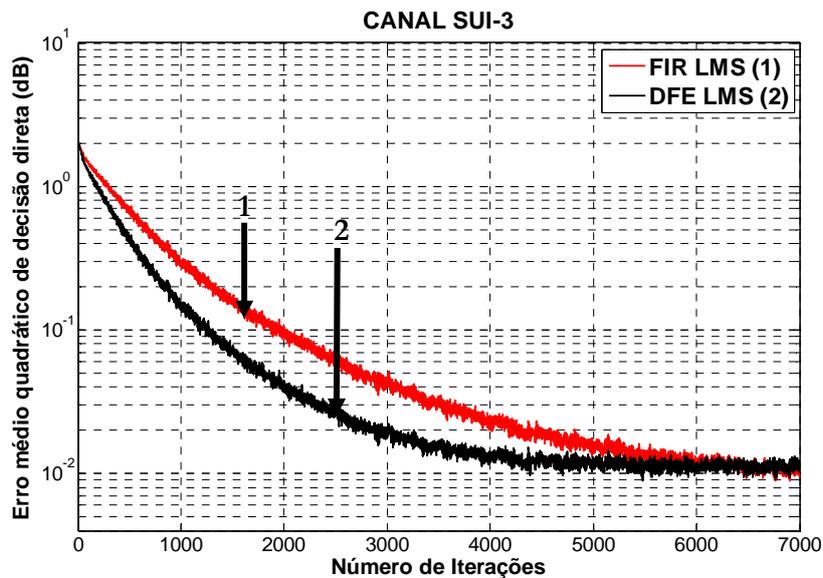


Figura 5.19 Erro médio quadrático DD do equalizador treinado (canal SUI-3)

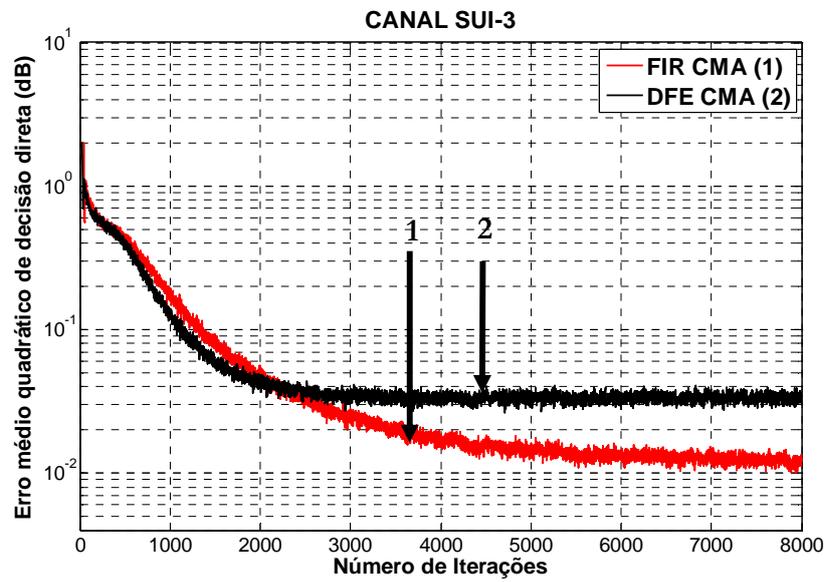


Figura 5.20 Erro médio quadrático DD do equalizador autodidata (canal SUI-3)

Canal SUI – 4

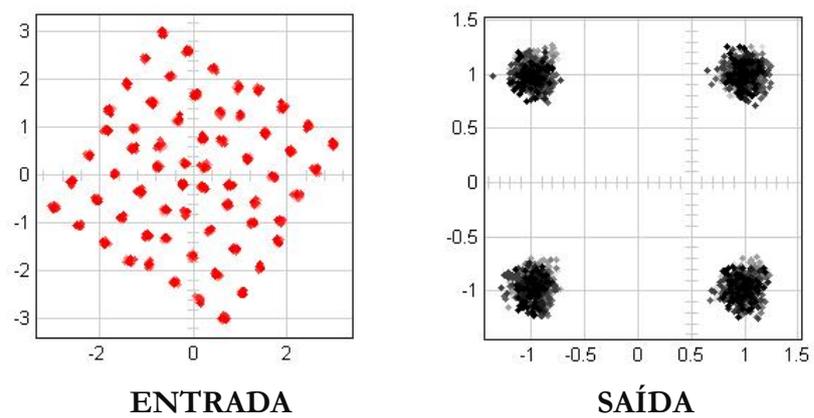


Figura 5.21 Constelação de entrada e saída do equalizador, Canal SUI-4

Equalizador FIR LMS

Tempo	Num. Coef.	Passo
20000	256	0,0003

Equalizador DFE LMS

Tempo	Num. Coef. FFF	Num.Coef. FBF	Passo FFF	Passo FBF
20000	200	25	0,0005	0,0000007

FFF(Feedforward Filter), FBF(Feedback Filter)

Equalizador FIR CMA

Tempo	Num. Coef.	Passo	Passo fase
30000	281	0,00008	0,001

Equalizador DFE CMA

Tempo	Num. Coef. FFF	Num.Coef. FBF	Passo FFF	Passo FBF	Passo fase
30000	200	25	0,0001	0,0000007	0,001

FFF(Feedforward Filter), FBF(Feedback Filter)

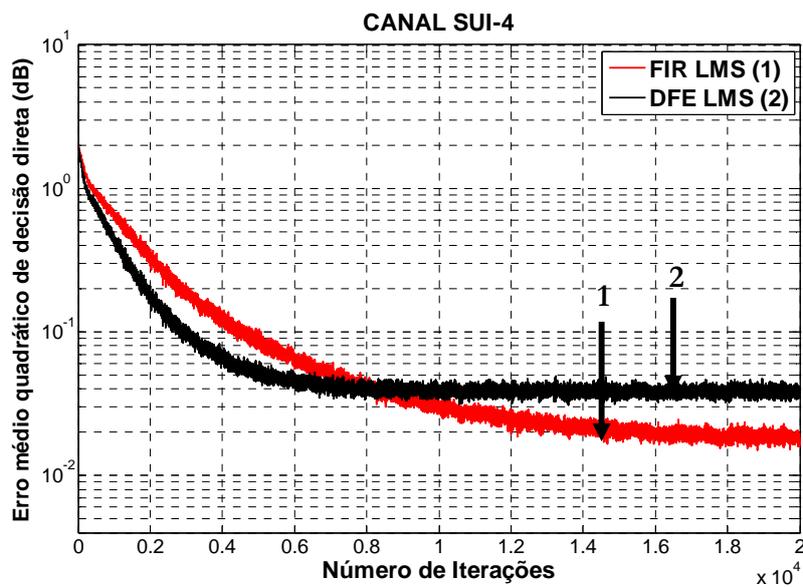


Figura 5.22 Erro médio quadrático DD do equalizador treinado (canal SUI-4)

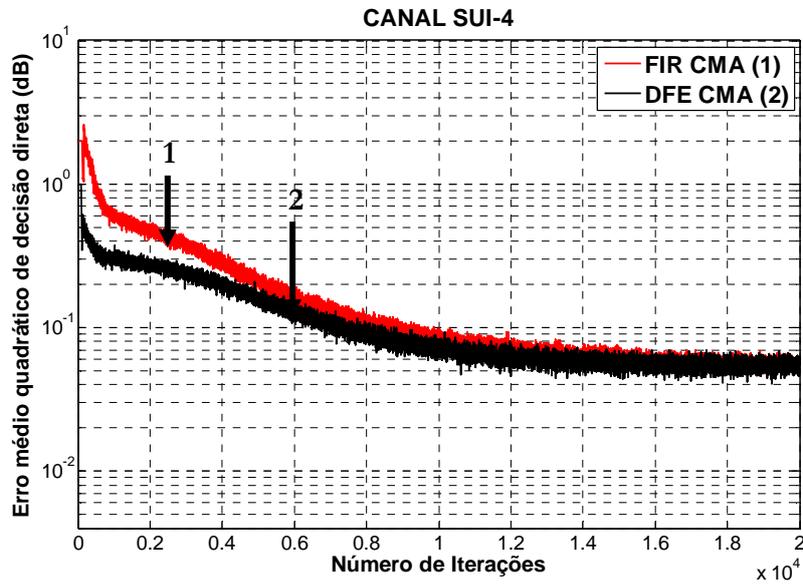


Figura 5.23 Erro médio quadrático DD do equalizador autodidata (canal SUI-4)

Canal SUI – 5

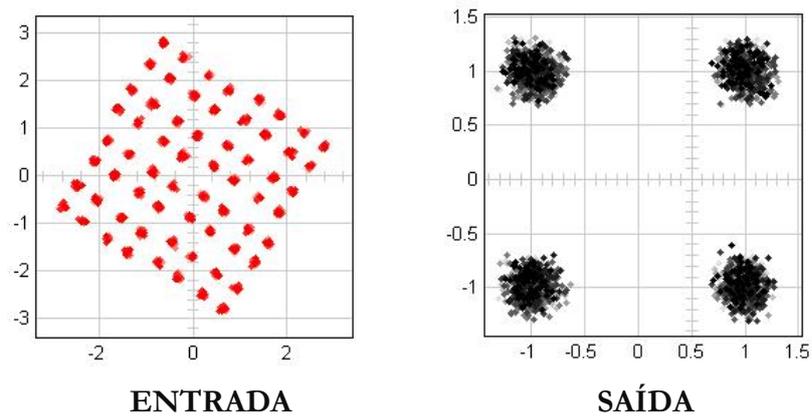


Figura 5.24 Constelação de entrada e saída do equalizador, Canal SUI-5

Equalizador FIR LMS

Tempo	Num. Coef.	Passo
20000	360	0,0003

Equalizador DFE LMS

Tempo	Num. Coef. FFF	Num.Coef. FBF	Passo FFF	Passo FBF
20000	260	26	0,0005	0,0000007

FFF(Feedforward Filter), FBF(Feedback Filter)

Equalizador FIR CMA

Tempo	Num. Coef.	Passo	Passo fase
30000	360	0,00005	0,001

Equalizador DFE CMA

Tempo	Num. Coef. FFF	Num.Coef. FBF	Passo FFF	Passo FBF	Passo fase
30000	260	26	0,0001	0,0000007	0,001

FFF(Feedforward Filter), FBF(Feedback Filter)

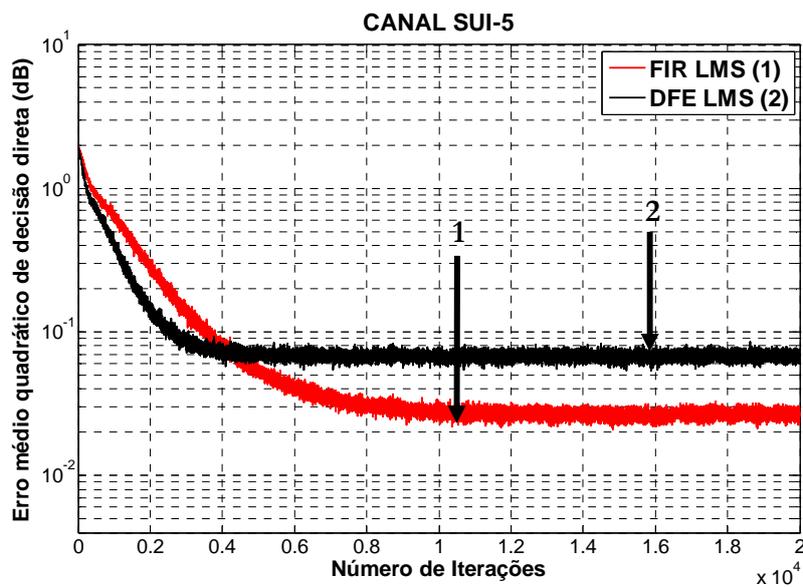


Figura 5.25 Erro médio quadrático DD do equalizador treinado (canal SUI-5)

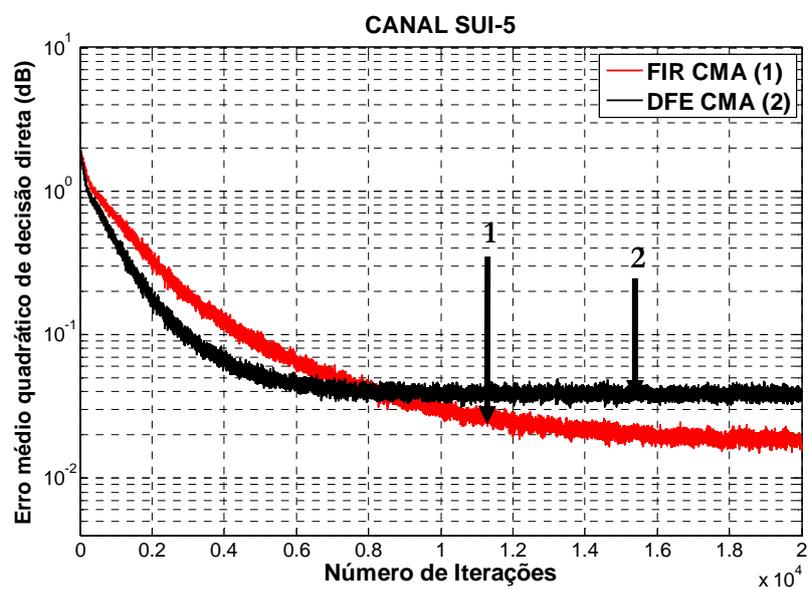


Figura 5.26 Erro médio quadrático DD do equalizador autodidata (canal SUI-5)

Canal SUI – 6

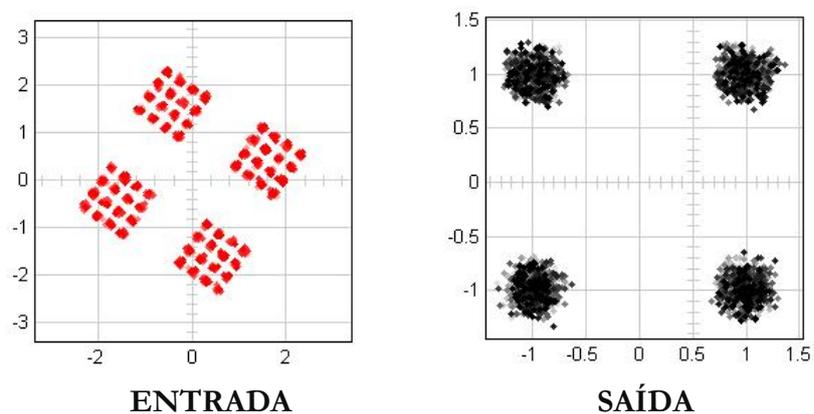


Figura 5.27 Constelação de entrada e saída do equalizador, Canal SUI-6

Equalizador FIR LMS

Tempo	Num. Coef.	Passo
20000	360	0,0003

Equalizador DFE LMS

Tempo	Num. Coef. FFF	Num.Coef. FBF	Passo FFF	Passo FBF
20000	320	80	0,0008	0,00001

FFF(Feedforward Filter), FBF(Feedback Filter)

Equalizador FIR CMA

Tempo	Num. Coef.	Passo	Passo fase
30000	360	0,00005	0,001

Equalizador DFE CMA

Tempo	Num. Coef. FFF	Num.Coef. FBF	Passo FFF	Passo FBF	Passo fase
30000	260	26	0,000001	0,0000007	0,001

FFF(Feedforward Filter), FBF(Feedback Filter)

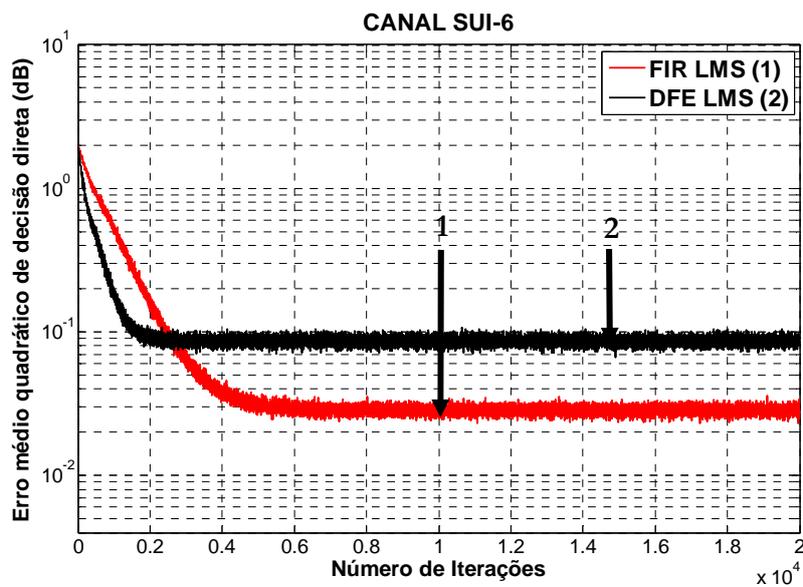


Figura 5.28 Erro médio quadrático DD do equalizador treinado (canal SUI-6)

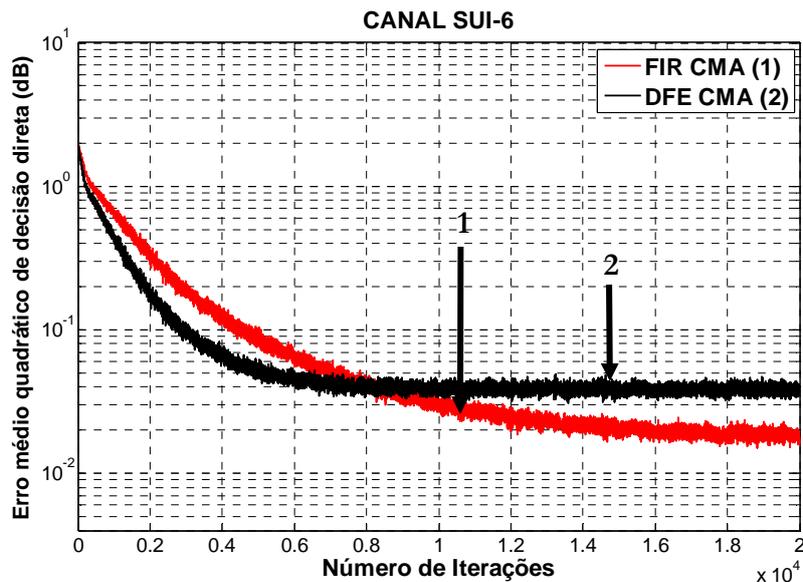


Figura 5.29 Erro médio quadrático DD do equalizador autoidadta (canal SUI-6)

Note que o objetivo das implementações não foi comparar o desempenho dos diferentes equalizadores utilizados, mas sim de discutir, demonstrar e aprender todos os meandros de uma implementação utilizando placas de FPGA. Por isso, não houve um empenho no sentido de obter os parâmetros que levassem a um desempenho otimizado dos equalizadores.

A Figura 5.30 apresenta o gráfico que permite escolher a estrutura ótima do filtro FIR, considerando a taxa de amostragem e o número de coeficientes do filtro como parâmetros. O sistema de comunicação utilizado na simulação tem uma taxa de amostragem de 16 MHz de acordo como esta especificado no padrão *IEEE 802.16a*. O número de coeficientes especificado para os equalizadores adaptativos implementados em *System Generator* foi baseado, de maneira que o número de coeficientes do filtro FIR deve ser maior ou igual ao máximo atraso (o atraso esta normalizado pela taxa de amostragem) produzido pelo canal.

Pode-se observar na Figura 5.30 e de acordo ao apresentado anteriormente que a estrutura ótima do filtro FIR utilizado para projetar o equalizador adaptativo, é semi-paralelo.

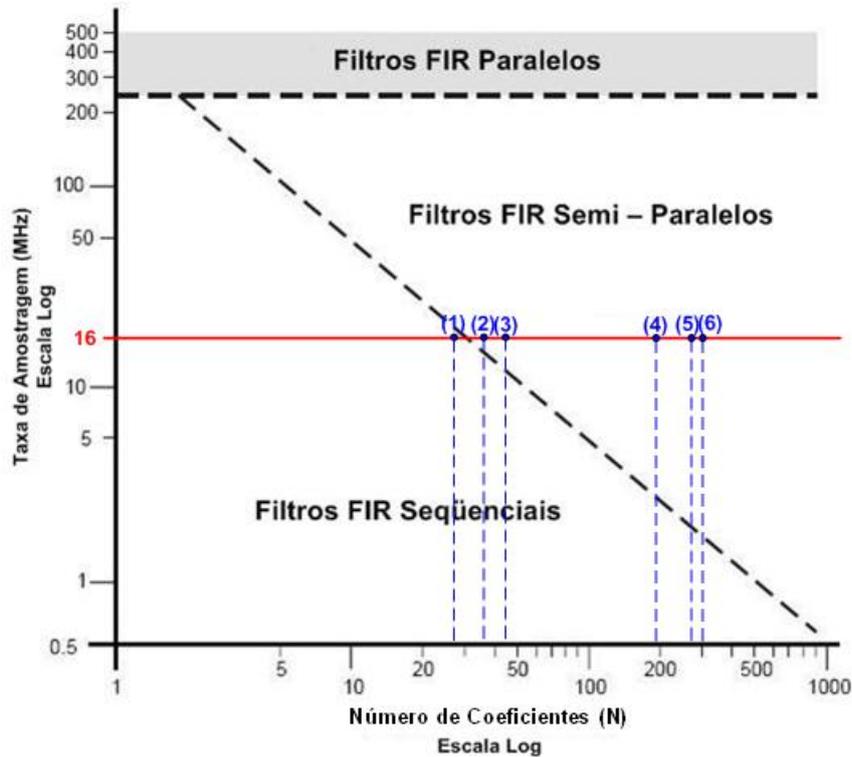


Figura 5.30 Seleção da arquitetura do filtro mais eficiente, considerando que a taxa de amostragem é 16 MHz [45]

Na implementação dos equalizadores adaptativos em *System Generator* observou-se:

- Alguns dos elementos utilizados na implementação tem atrasos, que devem ser considerado para manter a sincronização do sistema. Estes atrasos são necessários para realizar a compilação, permitindo a co-simulação.
- A precisão necessária para representar os sinais envolvidos é uma parte crítica da implementação, já que deve ser considerado o “aumento no número de bits” (como foi apresentado na Seção 4.3.1). Idealmente, pode-se projetar um sistema com uma precisão plena, mas devido à capacidade limitada da FPGA isto não é possível. Na implementação dos equalizadores foi utilizada uma precisão controlada no sentido de que foram identificados os pontos onde é necessária uma precisão maior, por exemplo, o somador indicado na Figura 5.3 e os multiplicadores indicados na Figura 5.6.
- A falta de precisão na representação dos sinais envolvidos pode produzir os “efeitos de arredondamento numérico” apresentados na Seção 5.1.

5.6 Conclusões

Neste capítulo foi realizada a implementação em *System Generator* dos equalizadores adaptativos apresentados no Capítulo 2. As simulações foram realizadas com êxito para todos os modelos de canal SUI. Os resultados obtidos mostram que os canais SUI-4 e SUI-5 provocam uma maior distorção no sinal transmitido. Devido às características dos canais SUI, foi necessário utilizar equalizadores com um grande número de coeficientes. Realiza-se também, uma estimação de recursos de FPGA, onde a estrutura FIR seqüencial é mais eficiente do que a estrutura FIR paralela, em termos da utilização de espaço na FPGA.

CAPÍTULO 6

Conclusões e Trabalhos Futuros

Conclusões Finais

Inicialmente, o Capítulo 2 apresentou de maneira sucinta algumas técnicas de equalização adaptativa utilizando as estruturas FIR e DFE. Os algoritmos de adaptação utilizados foram o LMS nos modos: treinado, decisão direta (DD) e autodata (CMA). O algoritmo LMS foi descrito, considerando as componentes de fase e quadratura dos sinais envolvidos na adaptação. Esta descrição foi necessária vis-à-vis à implementação em placas de FPGA dos equalizadores. O objetivo desse capítulo foi proporcionar ao leitor uma fundamentação básica sobre teoria de equalização, sem nenhuma preocupação em relação à análise de desempenho dos diferentes tipos de equalizadores.

O Capítulo 3 apresentou a modelagem de canais de comunicações móveis. Foram discutidos os principais parâmetros que caracterizam os canais com desvanecimento Rayleigh e Rice. Em seguida, propomos uma nova técnica para a simulação do espectro Doppler característico de canais *WiMax* (*IEEE 802.16a*), também conhecidos como canais SUI. Este novo método facilita a implementação computacional do espectro Doppler. Os modelos dos canais SUI foram, então, implementados em *SIMULINK* com o objetivo de utilizá-los para validar as implementações das técnicas de equalizações propostas na literatura em placas de FPGA.

Um dos focos principais desta dissertação está centrado na implementação dos equalizadores adaptativos (apresentados no Capítulo 2) em placas de FPGA. Assim, no Capítulo 4 apresentamos algumas considerações e ferramentas para a implementação de filtros FIR nessas placas. Iniciamos esse capítulo, apresentando uma breve descrição da ferramenta utilizada para a modelagem de sistemas, nas placas de FPGAs fornecida pela *Xilinx*, conhecida

como *System Generator*. Esta ferramenta trabalha conjuntamente com o *MatLab* e permite uma iteração direta com as placas de FPGA em nível de co-simulação. Finalmente, encerra-se esse capítulo realizando uma discussão sobre as estruturas seqüenciais e paralelas de implementação de filtros FIR nessas placas.

O Capítulo 5 contém uma breve discussão dos problemas ocasionados pelo efeito do arredondamento no processo de filtragem e adaptação, via algoritmo LMS, e as estruturas utilizadas na implementação dos equalizadores adaptativos em *System Generator*. Inicialmente, foram analisados os efeitos do arredondamento no produto e dos coeficientes dos filtros FIR utilizados nos projetos dos equalizadores. Em seguida, discutiu-se os fenômenos de “*Slowdown*” e “*Stalling*”, os quais afetam a convergência do algoritmo LMS. Foi, também, realizada uma estimação dos recursos necessários para a implementação dos equalizadores na placa de FPGA, onde concluiu-se que a estrutura seqüencial é a mais eficiente em termos de área ocupada. Esse capítulo termina com a apresentação das estruturas de implementação, propostas para os equalizadores adaptativos em *System Generator*, e os resultados obtidos da equalização dos canais SUI.

Neste trabalho não foi possível utilizar os conversores ADC e DAC da placa FPGA, devido à falta de um equipamento adequado para a realização de testes com sinais externos.

Como principais contribuições desta dissertação podemos destacar: a proposta do novo método para a simulação do espectro Doppler e a implementação de um simulador, baseado em *SIMULINK/System Generator*, do sistema de comunicação *WiMax (IEEE 802.16a)*, utilizando uma única portadora

Partes dos resultados obtidos nesta dissertação foram apresentados no *5th International Information and Telecommunication Technologies Symposium* em 2006 [51]. Novos trabalhos deverão ser submetidos para publicação ainda no decorrer deste ano.

Trabalhos Futuros

Como sugestões para novos trabalhos, enumeramos as seguintes possibilidades:

1. Utilizar a técnica de simulação do espectro Doppler, proposta neste trabalho para implementar os modelos de canal SUI em *System Generator*.
2. Implementar os equalizadores adaptativos discutidos no Capítulo 2 em *System Generator* utilizando uma estrutura semi-paralela para o projeto do filtro.
3. Implementar em *System Generator* o padrão *IEEE 802.16a* PHY OFDM256.
4. Implementar em *System Generator* o modelo de canal SUI, considerando a transmissão através de um sistema de comunicação MIMO (*Multiple Input Multiple Output*).
5. Implementar em *System Generator* o padrão *IEEE 802.16e* PHY OFDM256.

Referências Bibliográficas

- [1] LYSAGHT, P; DUNLOP, J. Dynamic Reconfiguration of Field Programmable Gate Arrays. Proceedings of the 3rd International Workshop on Field Programmable Logic and Applications (FPL'93), Oxford, UK Abingdon EE&CS Books, p. 82-94, 1993.
- [2] ALDEN J.; DOYLE, K.; HAN, S.; NADKARNI, K.; SESHADRINATHAN, R. SIMHA; IAN C. "Performance Evaluation of the IEEE 802.16a PHY Layer Using Simulation", EE381K-11 (14980) wireless communications project report.
- [3] LEGG, G. "Wireless Gets a Boost from WiMax", <http://www.techonline.com/community/home/33185> (acessado em Setembro/2006)
- [4] HAYKIN, S. *Communications Systems*. 4th ed.: John Wiley & Sons Inc., 2001.
- [5] HAYKIN, S., *Adaptive Filter Theory*. 4. ed. Upper Saddle River N.J.: Prentice-Hall, 2002.
- [6] MAGALHÃES, Cristiano Panazio. *Utilização conjunta de equalização adaptativa e códigos corretores de erro em processamento espacial e temporal*. Campinas, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Eng. Elétrica da Universidade Estadual de Campinas.
- [7] da ROCHA, C.A.F. *Técnicas Preditivas para equalização autodidata*. Campinas, 1996. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Eng. Elétrica da Universidade Estadual de Campinas.
- [8] IEEE 802.16a BROADBAND WIRELESS ACCESS WORKING GROUP; Channel Models for Fixed Wireless Applications, *IEEE 802.16.3c – 01 /29r4*, 2001
- [9] APARECIDO DA SILVA, Vanderlei. Modelagem Computacional de Canais de Comunicação Móvel. São Paulo, 2004. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.
- [10] SAMPEI, S., *Applications of digital Wireless Technologies to Global Wireless Communication*. New Jersey: Prentice Hall PTR, 1997.
- [11] STEELE, R., *Mobile Radio Communications*. New York: IEEE Press, 1992.
- [12] TRANTER H. WILLIAN; SHANMUGAN SAM K.; RAPPAPORT THEODORE S.; KOSBAR KURT L. *Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications*. 1a ed. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 2004.
- [13] RAPPAPORT, T. S. *Wireless Communications*. 2nd ed. New York: Prentice Hall, 2002.
- [14] AULIN, T. A modified model for the fading signal at a mobile radio channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-28, no 3. p. 182-203, Aug. 1979.

- [15] PÄTZOLD, M.; et al. A new and optimal method for the derivation of deterministic simulation models for mobile radio channels. *IEEE 46th Vehicular Technology Conference*, 'Mobile Technology for the Human Race', vol. 3, no 28, p. 1423-1427, May 1996.
- [16] PRASAD, R.; KEGEL, A. Effects of Rician faded and log-normal shadowed signals on spectrum efficiency in microcellular radio. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 42, no 3, p. 274-281, Aug. 1993.
- [17] BULTITUDE, R.; BEDAL K. Propagation characteristics on microcellular urban mobile radio channels at 910 MHz. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 7, no. 1, p. 31-39, Jan. 1989.
- [18] SECORD, N.; et al. Analysis and measurement of FM click rate in slow Rician fading. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 42, no 2, p. 197-204, May 1993.
- [19] GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. 1a ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [20] HATA, M. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-29, no. 3, p. 317-325, Aug. 1980.
- [21] DAMOSSO, E.; CORREIA, L. M. Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems-Cost 231 Final Report. COST Telecom Secretariat European Commission, Brussels, Belgium, 1999.
- [22] XIA, H. H. A simplified analytical model for predicting path loss in urban and suburban environments. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 46, no. 4, p. 1040-1044, Nov. 1997.
- [23] OKUMURA, Y. et al. Field Strength and its variability in UHF and VHF land-mobile radio service. *Rev. Elec. Commun. Lab.*, vol. 16, 1968. Apud [20]
- [24] MOGENSEN, P. E. et al. Urban area radio propagation measurements at 955 and 1845 MHz for small and micro cells. *IEEE Global Commun. Conf.*, Phoenix, AZ, p. 1297-1302, Dec. 1991.
- [25] WALFISCH, J.; BERTONI, H. L. A theoretical model of UHF propagation in urban environments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, no. 12, p. 1788-1796, Dec. 1988.
- [26] XIA, H. H.; BERTONI, H. L. Diffraction of cylindrical and plane waves by an array of absorbing half screens. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, p. 170-177, Feb, 1992. Apud [29]
- [27] XIA H. H. Multiple knife-edge diffraction and radio propagations in urban environments. Ph.D. dissertation, Polytech. Univ., Brooklyn, NY, Sept 1990. Apud [29].
- [28] MACIEL, L. R.; BERTONI, H. L., XIA, H.H. Unified approach to prediction of propagations over buildings for all ranges of base station antenna height. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 42, p. 41-45, Feb. 1993. Apud [29].

- [29] XIA, H. H. A simplified analytical model for predicting path loss in urban and suburban environments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, no. 12, p. 1788-1796, Dec. 1988.
- [30] ERCEG V.; et al. Na empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. *IEEE JSAC*, vol. 17, no. 7, p. 1205-1211, July 1999.
- [31] GREENSTEIN, L. J.; ERCEG, V. Gain reductions due to scatter on wireless paths with directional antennas, *IEEE Communications Letters*, Vol. 3, No. 6, June 1999.
- [32] PROAKIS, J. *Digital Communications*. 2nd ed.: McGraw Hill, 1989.
- [33] WETZKER, G.; KAAGE, U.; JONDRAL, F. A Simulation Method for Doppler Spectra. *IEEE 5th International Symposium*, Vol.2, p.517 – 521, Sept. 1998.
- [34] DENT, P.; BOTTOMLEY, G.E.; CROFT, T. Jakes Fading Model Revisited. *Electronics Letters*, Vol. 29, No 13, p. 1162-1163, June 1993.
- [35] GUSTAVO CORRÊA LIMA, Estudo de Técnicas de Formatação de Feixe para transmissão OFDM. Florianópolis 2004. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [36] PROAKIS, J.G.; SALEHI, M. *Contemporary Communication System Using MatLab*.1a ed. Boston: PWS Publishing Company, 1998.
- [37] KIUSALAAS, J.; *Numerical Methods in Engineering with MatLab*.1a ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [38] PRESS, W.; TEUKOLSKY, S.; VETTERLING, W.; FLANNERY, B. *Numerical Recipes in C*. 2da. Ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2002.
- [39] XILINX Inc. Achieving Breakthrough Performance in Virtex-4 FPGAs. White Paper:Virtex-4 FPGAs, May. 2006.
- [40] XILINX Inc. Achieving Higher System Performance with the Virtex-5 Family of FPGAs. White Paper: Virtex-5 Family of FPGAs. July. 2006.
- [41] <http://www.mathworks.com/>
- [42] XILINX Inc. Implementing DSP Algorithms in FPGAs. *Xcell Journal DIGITAL SIGNAL PROCESSING*, Winter. 2004.
- [43] XILINX Inc. *System Generator for DSP* version 8.1. ed. San Jose California : XILINX Inc. , 2005. p. 51-67
- [44] XILINX Inc. DSP Design Flows in FPGA. ed. San Jose California : XILINX Inc., 2003
- [45] XILINX Inc. DSP: Designing for Optimal Results ed. 1.0: XILINX Inc., March 2005. p. 63-74

- [46] OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. *Discrete-Time Signal Processing*. 1. ed. Englewood Cliffs N.J.: Prentice-Hall, 1989.
- [47] PAPOULIS, A. and PILLAI, S.U..*Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [48] MATHEWS, V. J.; CHO, S. H. Improved Convergence Analysis of Stochastic Gradient Adaptive Filters Using the Sign Algorithm. *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, vol. 35, issue 4, pp. 450-454, April 1987.
- [49] GUPTA, R.; HERO, A.O. Transient Behavior of Fixed Point LMS Adaption. *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 1, pp. 376-379, April 2000.
- [50] DINIZ, P.S.R.; DA SILVA, E.A.B.; NETTO, S.L. *Digital Signal Processing – System Analysis and Design*. Cambridge U.K.: Cambridge University Press, 2002.
- [51] AQUINO, F. J. A.; VARGAS, V. C.H.; da ROCHA, C.A.F.; An FPGA Implementation of the Widely Linear LMS Adaptive Filter for Channel Equalization, *Proceedings of the International Information and Telecommunication Technologies Symposium*, 2006.