

Marcelo Augusto Costa Fernandes

Técnicas de Equalização e Antenas Adaptativas para Sistemas CDMA e OFDM

Tese de Doutorado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Dalton Soares Arantes

Campinas, SP
2010

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

F391t Fernandes, Marcelo Augusto Costa
Técnicas de equalização e antenas adaptativas para sistemas CDMA e OFDM / Marcelo Augusto Costa Fernandes. –Campinas, SP: [s.n.], 2010.

Orientador: Dalton Soares Arantes.
Tese de Doutorado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Sistemas de comunicação móvel. 2. Televisão digital. 3. Equalizadores (Eletrônica). 4. Antenas. 5. Telefonia celular. I. Arantes, Dalton Soares. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Equalization and adaptive antenna techniques for CDMA and OFDM systems
Palavras-chave em Inglês: Mobile communication systems, Digital television, Equalizers (Electronics), Antennas, Cellular
Área de concentração: Telecomunicações e Telemática
Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica
Banca Examinadora: Luciano Leonel Mendes, Sandro Adriano Fasolo, Fabbryccio A. Chaves Machado Cardoso, Max Henrique Machado Costa
Data da defesa: 09/04/2010
Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

Marcelo Augusto Costa Fernandes

Técnicas de Equalização e Antenas Adaptativas para Sistemas CDMA e OFDM

Tese de Doutorado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Aprovação em 09/04/2010

Orientador: Prof. Dr. Dalton Soares Arantes

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes (Orientador) - UNICAMP

Prof. Dr. Fabbryccio A. C. Machado Cardoso - UNICAMP

Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes - INATEL

Prof. Dr. Max Henrique Machado Costa - UNICAMP

Prof. Dr. Sandro Adriano Fasolo - UFSJ

Campinas, SP
2010

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Marcelo Augusto Costa Fernandes

Data da Defesa: 9 de abril de 2010

Título da Tese: "Técnicas de Equalização e Antenas Adaptativas para Sistemas CDMA e OFDM"

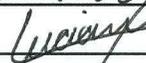
Prof. Dr. Dalton Soares Arantes (Presidente):



Prof. Dr. Sandro Adriano Fasolo:



Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes:



Dr. Fabbryccio Akkazzha Chaves Machado Cardoso:



Prof. Dr. Max Henrique Machado Costa:



Resumo

Nesta tese são investigadas e propostas diferentes técnicas de equalização e antenas adaptativas para sistemas CDMA e OFDM. No caso de sistemas CDMA, duas técnicas de equalização, em nível de chip, e um esquema de recepção com base em equalização e antenas inteligentes, também em nível de chip, são propostos. Este último esquema, denominado MT-STR (Multi-Target Space-Time Receiver), baseia-se na utilização de um conjunto de múltiplos objetivos em um receptor espaço-temporal. Para aplicações em sistemas OFDM, propõe-se uma técnica de equalização no domínio do tempo e uma outra técnica com antenas adaptativas também no domínio do tempo. As técnicas apresentadas para sistemas CDMA foram testadas e simuladas em uma plataforma de simulação especialmente desenvolvida para sistemas celulares de terceira geração (WCDMA- UMTS). Por outro lado, as técnicas propostas para OFDM foram testadas em uma plataforma de simulação desenvolvida para o Sistema Brasileiro de Televisão Digital - SBTVD. No contexto dos trabalhos de desenvolvimento do SBTVD, desenvolveu-se também nesta tese um sub-sistema de sincronização para o Sistema Brasileiro de Televisão Digital, implementado em dispositivos FPGA e integrado ao Sistema MI-SBTVD - Modulação Inovadora para o SBTVD.

Palavras-chave: Antenas Inteligentes, CDMA, Comunicação Móvel, Equalização Adaptativa, Espalhamento Espectral, FPGA, OFDM, TV Digital.

Abstract

Different techniques for equalization and adaptive antenna arrays for CDMA and OFDM systems are investigated and proposed in this thesis. For CDMA systems, two equalization techniques at chip level and a reception scheme based on joint equalization and smart antennas, also at chip level, are proposed. The latter scheme, a Multi-Target Space-Time Receiver - MT-STR, is based on a set of multiple objectives in a space-time receiver. For applications in OFDM systems, an equalization technique and an adaptive antenna array scheme, both in the time domain, are proposed. The techniques presented for CDMA systems have been tested and simulated on a software platform specifically designed for third generation cellular systems (WCDMA, UMTS). On the other hand, the proposed techniques for OFDM have been tested in a simulation platform specially developed for the Brazilian Digital Television System - SBTVD. In the context of the developments for the SBTVD project, an OFDM synchronization technique for an advanced DTV system has also been implemented in this thesis. This subsystem was implemented in FPGA devices and integrated to the MI-SBTVD (Innovative Modulation for the SBTVD) platform.

Keywords: Adaptive Equalization, CDMA, Digital TV, FPGA, Mobile Communication, OFDM, Smart Antennas, Spreading Spectrum.

Agradecimentos

Em especial agradeço ao meu amigo e orientador, Prof. Dr. Dalton S. Arantes, pela orientação, amizade, exemplo de dedicação, competência e responsabilidade. Obrigado pelos ensinamentos transmitidos que foram indispensáveis para o meu amadurecimento e crescimento profissional.

À equipe do projeto UNI-35, Professores Dalton S. Arantes, Max H. M. Costa, José G. Chiquito e o colega Fabbryccio A. C. M. Cardoso, pelo esforço conjunto neste projeto de três anos (2000-2002) desenvolvido com suporte da Ericsson Research.

Ao colega Fabbryccio A. C. M. Cardoso com quem trabalhei mais ativamente para o desenvolvimento do simulador SimMT-STR versão 1.0 e pelas valiosas contribuições e sugestões ao meu trabalho de pesquisa.

Aos pesquisadores da Ericsson Research, Dr. Sören S. Andersson, Mikael Hook, Henrik Asplund e Pål Frenger, pelos comentários, sugestões e pelos programas Matlab do modelo de canal COST-259.

Ainda à Ericsson Research Brazilian Branch, em especial a Eduardo Luccato Oliva, Marcelo Fontes Neves, Maria Valéria Marquezini, Dirceu Ferreira e Andréa Ribeiro Barros agradeço o financiamento e suporte ao projeto UNI-35 ("Smart Antenna Algorithms for Mobile Station Receivers") que foi coordenado pelo Prof. Dalton S. Arantes e do qual resultou, entre outros trabalhos, esta tese de doutorado.

À equipe do projeto Modulação Inovadora, MI-SBTVD, desenvolvido ao longo de um ano no âmbito do consórcio de Modulação do SBTVD, envolvendo o Inatel, Unicamp, UFSC, UFTPR e Linear equipamentos eletrônicos Ltda. À FINEP pelo apoio financeiro concedido durante o desenvolvimento deste projeto.

Às agências de fomento à pesquisa, que vêm promovendo o desenvolvimento científico e tecnológico do país. Em especial agradeço ao CNPq, que financiou esta tese de doutorado através da concessão de uma bolsa de estudo

À Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Unicamp que possibilitou a realização deste trabalho.

Aos professores João Marcos Romano, Max H. M. Costa, José G. Chiquito, João Baptista Destro e Maria D. Miranda que me ajudaram nas disciplinas e me deram a oportunidade de me familiarizar com áreas avançadas de filtragem adaptativa, sistemas CDMA e OFDM.

Aos amigos Fabbryccio, Fábio Lumertz, Fábio Lisboa, Flávia Gigli, Lais Macêdo, Cristiano Pannazio, Marco Antonio Garcia, Michel Yamagishi, Vicente Sablón e Zaida Aguila pelo constante incentivo, amizade e apoio.

À Barbosa e Donatila pelo carinho e apoio durante todos estes anos.

Agradeço a minha mãe Maria Bernadete (in memoriam), meu pai, Raimundo Fernandes e meu irmão Augusto, pelo constante incentivo e apoio em todos os momentos.

À minha família, Raquel, Gabriel e Mateus pelo simples fato de existirem e fazerem parte de minha vida em todos os momentos, nós conseguimos!

Enfim, agradeço a todos aqueles que contribuíram de alguma forma com a execução deste trabalho e que confiaram em mim.

"Dedico este trabalho..."

À minha mãe, Maria Bernadete (in memoriam). Obrigado por sempre acreditar em mim e por todo o incentivo, amor, sacrifícios e pelas orações. A senhora dedicou a sua vida à minha educação e nos mostrou, de forma intensa, que os problemas se tornam pequenos quando temos fé e pessoas amadas ao nosso lado, esta tese é uma vitória sua mãe!

Ao meu Pai, Raimundo. Agradeço pela dedicação, apoio e paciência principalmente nestes últimos dias.

A minha esposa, Raquel. Obrigado por sua compreensão, paciência, amor e carinho durante todos estes anos. Você me fez acreditar que tudo isto seria possível mesmo nos momentos mais difíceis. Esta tese também é uma vitória sua Quel!

Aos meus filhos, Gabriel e Mateus. Que foram a fonte de inspiração na conclusão deste trabalho."

Sumário

Lista de Figuras	xvii
Lista de Tabelas	xxi
Glossário	xxiii
Trabalhos Publicados Pelo Autor	xxvii
1 Introdução	1
1.1 Objetivo da Tese	1
1.2 Motivação	2
1.2.1 Sistemas CDMA e o Receptor Rake	2
1.2.2 Receptor OFDM e o Intervalo de Guarda	2
1.3 Principais Contribuições	3
1.4 Organização da Tese	4
2 Equalização e Antenas Adaptativas	7
2.1 Introdução	7
2.2 Canal de Comunicação com Multi-percurso	7
2.3 Equalizadores Adaptativos	11
2.3.1 Equalização Linear	11
2.3.2 Equalizador DFE	12
2.3.3 Estrutura Adaptativa	15
2.4 Antenas Adaptativas	17
2.5 Algoritmos de Adaptação	19
2.5.1 Algoritmo do Gradiente	19
2.5.2 Algoritmos de Adaptação Cega	20
2.6 Conclusões	21
3 CDMA e OFDM	23
3.1 Introdução	23
3.2 Espalhamento Espectral e CDMA	23
3.2.1 Espalhamento Espectral	23
3.2.2 Acesso Múltiplo por Divisão de Código - CDMA	28
3.2.3 Receptor <i>Rake-Finger</i>	33

3.3	OFDM	35
3.3.1	Transmissor e Receptor OFDM	35
3.4	Conclusões	39
4	Equalização e Antenas Adaptativas Aplicados a Sistemas CDMA	41
4.1	Introdução	41
4.2	Equalização Adaptativa Aplicada a Sistemas CDMA	42
4.3	Equalização Adaptativa em Chip com PDMT	42
4.3.1	Cenário de Simulação	45
4.3.2	Resultados	47
4.4	Equalização Adaptativa em Chip com PCMT	49
4.4.1	Cenário de Simulação	50
4.4.2	Resultados	52
4.5	Proposta de um Receptor Espaço-Temporal com DFE e PDMT	52
4.5.1	Cenário de Simulação	57
4.5.2	Resultados	58
4.6	Conclusões	58
5	Equalização e Antenas Adaptativas Aplicados a Sistemas OFDM	65
5.1	Introdução	65
5.2	Equalização Adaptativa e Antenas Inteligentes Aplicada a Sistemas OFDM	65
5.3	Cenários de Simulação	67
5.4	Resultados	67
5.5	Conclusões	69
6	Sistema de Sincronismo para o MI-SBTVD	87
6.1	Introdução	87
6.2	Sincronização para receptores OFDM	88
6.2.1	Perdas Causadas pelos Erros de Sincronização	89
6.3	Parâmetros do Processo de Sincronização para a Implementação	89
6.3.1	Detalhes de Implementação	91
6.4	Testes de Desempenho	92
6.5	Aspectos da Implementação em FPGA	94
6.6	Conclusões	95
7	Conclusões Finais	97
	Referências bibliográficas	99

Lista de Figuras

2.1	Ilustração do fenômeno de multi-percurso	8
2.2	Sistema de comunicação discreto em banda base com ISI e AWGN.	8
2.3	Perfil de atrasos de um canal com 5 percursos: dois pré-ecos, dois pós-ecos e o percurso principal	10
2.4	Resposta em frequência do canal apresentado na Figura 2.3.	10
2.5	Estrutura de um equalizador linear de comprimento M	11
2.6	Resposta em frequência do equalizador linear, com 64 coeficientes, para o canal apresentado na Figura 2.3.	12
2.7	Curva de desempenho para um sistema QPSK, simulada, de um equalizador linear de 64 coeficientes para o canal apresentado na Figura 2.3. O equalizador foi parametrizado com um passo de adaptação de 0, 1 e atraso de equalização de 16 amostras.	13
2.8	Estrutura do DFE.	13
2.9	Curva de desempenho para um sistema QPSK, simulada, de um equalizador DFE com FFf e FFb de 32 coeficientes para o canal apresentado na Figura 2.3. O equalizador foi parametrizado com um passo de adaptação de 0, 1 e atraso de equalização de 31 amostras.	15
2.10	Estrutura de um equalizador linear adaptativo de comprimento M	16
2.11	Estrutura de um DFE adaptativo com algoritmo supervisionado.	16
2.12	Estrutura de um DFE adaptativo com algoritmo cego.	17
2.13	Estrutura de um vetor linear de M -antenas igualmente espaçadas.	18
2.14	Estrutura de um processador espacial adaptativo com M antenas	20
3.1	Esquema de transmissor que utiliza a técnica de espalhamento espectral DS-SS.	24
3.2	Exemplo do processo de espalhamento por DS-SS. Cada símbolo $a(n)$ é espalhado pela seqüência de chips $+1, +1, -1, -1, -1, -1, +1, +1$	24
3.3	Esquema de receptor para a técnica de espalhamento espectral DS-SS.	25
3.4	Curva de desempenho, obtida por de simulação, para vários tamanhos de espalhamento espectral. Este resultado foi obtido para o canal ilustrado na Figura 2.3, utilizando modulação QPSK e espalhamento direto com códigos <i>gold</i>	28
3.5	Representação esquemática do espaço de código em relação aos espaços de tempo e frequência.	29
3.6	Estrutura simplificada de um transmissor CDMA, para o canal direto, com SF canais.	29
3.7	Detalhe de um Finger.	31

3.8	Curva de desempenho, obtida por de simulação, para vários números de canais simultâneos. Este resultado foi obtido para o canal ilustrado na Figura 2.3, utilizando modulação QPSK e espalhamento direto com $SF = 256$	32
3.9	Curva de desempenho, obtida por de simulação, para vários números de canais simultâneos. Este resultado foi obtido para o canal ilustrado na Figura 2.3, utilizando modulação QPSK e espalhamento direto com $SF = 32$	33
3.10	Esquema de um receptor do tipo <i>Rake-Finger</i> com B <i>Fingers</i>	34
3.11	Curva de desempenho, obtida por de simulação, para vários números de <i>Fingers</i> . Este resultado foi obtido para o canal ilustrado na Figura 2.3, utilizando modulação QPSK e espalhamento direto com $SF = 32$	35
3.12	Diagrama de blocos de um transmissor em banda base OFDM.	36
3.13	Diagrama de blocos de um receptor em banda base OFDM.	38
4.1	Proposta de receptor para técnica CDMA com equalizador do tipo DFE com o PDMT.	42
4.2	Proposta de receptor para técnica CDMA com equalizador do tipo DFE com o PDMT. Detalhe do equalizador.	43
4.3	Gerador da seqüência de treinamento para o equalizador.	43
4.4	Exemplo do processo de transmissão dos canais e multiplexação do PDMT. Os quadros (slots) são sincronizados e possuem o mesmo espalhamento.	44
4.5	Diagrama de blocos do esquema de simulação utilizado para testar a equalização com PDMT. O sistema simulado foi o UMTS, no qual o PDMT é o DPDCH. O sinal multi-usuário é passado pelo modelo de canal variante no tempo COST-259 e em seguida é adicionado um ruído Gaussiano.	46
4.6	Curva de desempenho do receptor com equalizador DFE e PDMT proposto, comparado com o <i>Rake-Finger</i> em um sistema UMTS. Na simulação foram utilizados como parâmetros: $SF = 32$, quadro Número 13, canal móvel do tipo TU (<i>Typical Urban</i>) à 5km/h e comprimento do equalizador $FF_r = 64$ coeficientes e $FF_b = 32$ coeficientes. Neste caso, o <i>Rake-Finger</i> trabalha com estimação ideal de canal.	47
4.7	Curva de desempenho do receptor com equalizador DFE e PDMT proposto, comparado com o <i>Rake-Finger</i> em um sistema UMTS. Na simulação foram utilizados como parâmetros: $SF = 32$, quadro Número 13, canal móvel do tipo TU (<i>Typical Urban</i>) à 120Km/h e comprimento do equalizador $FF_r = 64$ coeficientes e $FF_b = 32$ coeficientes. Neste caso, o <i>Rake-Finger</i> trabalha com estimação ideal de canal.	48
4.8	Exemplo do processo de multiplexão do PCMT. Todos os canais possuem um mesmo piloto.	49
4.9	Proposta de receptor para técnica CDMA com equalizador linear utilizado o PCMT.	50
4.10	Proposta de receptor para técnica CDMA com equalizador linear com o PCMT. Detalhe do equalizador	50
4.11	Diagrama de blocos do esquema de simulação utilizado para testar o esquema de equalização linear com PCMT. O sistema simulado foi o UMTS no qual o PCMT é o mesmo DPCCCH para todos os usuários. O sinal multi-usuário é passado pelo modelo de canal variante no tempo COST-259 e em seguida é adicionado um ruído Gaussiano.	51
4.14	Estrutura em diagramas de blocos do receptor espaço-temporal MT-STR.	52

4.12	Curva de desempenho do receptor com equalizador linear e PCMT proposto, comparado com o <i>Rake-Finger</i> em um sistema UMTS. Na simulação foram utilizados como parâmetros: $SF = 32$, quadro Número 13, canal móvel do tipo TU (<i>Typical Urban</i>) à 5km/h e comprimento do equalizador igual 40 coeficientes. Neste caso, o <i>Rake-Finger</i> trabalha com estimação ideal de canal.	53
4.13	Curva de desempenho do receptor com equalizador linear e PCMT proposto comparado com o <i>Rake-Finger</i> em um sistema UMTS. Na simulação foram utilizados como parâmetros: $SF = 32$, quadro número 13, canal móvel do tipo TU (<i>Typical Urban</i>) à 120km/h e comprimento do equalizador igual 40 coeficientes. Neste caso, o <i>Rake-Finger</i> trabalha com estimação ideal de canal.	54
4.15	Estrutura do banco de N processadores espaciais, os quais estão associados a N equalizadores.	55
4.16	Banco de equalizadores do tipo DFE utilizados no MT-STR.	56
4.17	Estrutura do Combinador Adaptativo utilizado no MT-STR.	57
4.18	Diagrama de blocos do esquema de simulação utilizado para testar a estrutura MT-STR. O sistema simulado foi o UMTS, onde o PDMT é o DPCCH. O sinal multi-usuário é passado pelo modelo de canal variante no tempo COST-259 e em seguida adicionado um ruído Gaussiano.	59
4.19	Diagrama de radiação do processador alinhado aos percurso apresentados na Tabela 4.2. Nesta simulação foram utilizados um $E_b/N_0 = 9\text{dB}$ e os parâmetros apresentados na Tabela 4.2.	60
4.20	Taps do equalizador DFE alinhado aos percursos apresentados na Tabela 4.2. O comprimento do equalizador foi de $FF_r = 20$ coeficientes e $FF_b = 20$ coeficientes. . . .	61
4.21	Curva de desempenho do receptor MT-STR comparado com o <i>Rake-Finger</i> em um sistema UMTS. Na simulação foram utilizados como parâmetros: $SF = 32$, quadro Número 13, canal móvel do tipo TU (<i>Typical Urban</i>) à 50km/h e comprimento do equalizador $FF_r = 64$ coeficientes e $FF_b = 32$ coeficientes. Neste caso, o <i>Rake-Finger</i> e o MTS-STR trabalham com estimação ideal de canal.	62
4.22	Curva de desempenho do receptor MT-STR comparado com o <i>Rake-Finger</i> em um sistema UMTS. Na simulação foram utilizados como parâmetros: $SF = 32$, quadro Número 13, canal móvel do tipo TU (<i>Typical Urban</i>) à 50km/h e comprimento do equalizador $FF_r = 64$ coeficientes e $FF_b = 32$ coeficientes. Neste caso, o <i>Rake-Finger</i> e o MT-STR trabalham com estimação real de canal.	63
5.1	Diagrama de blocos do esquema de equalização adaptativa proposto para o sistema OFDM.	66
5.2	Diagrama de blocos do esquema de antenas adaptativas para o sistema OFDM. . . .	67
5.3	Cenário de simulação para os testes do equalizador temporal proposto.	70
5.4	Cenário de simulação para os testes do equalizador temporal proposto.	71
5.5	Curva do Erro Quadrático Médio por Símbolos OFDM para o canal Brasil A. Esta curva foi obtida com $SNR = 17\text{dB}$ e um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.	72

5.6	Curva de desempenho para BER em função de SNR para o canal Brasil A. Os pontos desta curva foram obtidos depois de 400 símbolos OFDM com um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.	73
5.7	Curva do Erro Quadrático Médio para Símbolos OFDM para o canal Brasil B. Esta curva foi obtida com $SNR = 35\text{dB}$ e um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.	74
5.8	Curva de desempenho de BER em função de SNR para o canal Brasil B. Os pontos desta curva foram obtidos depois de 2000 símbolos OFDM com um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.	75
5.9	Curva do Erro Quadrático Médio para Símbolos OFDM para o canal Brasil C. Esta curva foi obtida com $SNR = 30\text{dB}$ e um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.	76
5.10	Curva de desempenho de BER em função de SNR para o canal Brasil C. Os pontos desta curva foram obtidos depois de 1600 símbolos OFDM com um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.	77
5.11	Curva do Erro Quadrático Médio para Símbolos OFDM para o canal Brasil D. Esta curva foi obtida com $SNR = 34\text{dB}$ e um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.	78
5.12	Curva de desempenho de BER em função de SNR para o canal Brasil D. Os pontos desta curva foram obtidos depois de 2000 símbolos OFDM com um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.	79
5.13	Curva do Erro Quadrático Médio para Símbolos OFDM para o canal Brasil A, usando quatro antenas.	80
5.14	Diagrama de radiação para o Canal Brasil A, usando 4 antenas.	81
5.15	Curva de desempenho de BER em função de SNR para o canal Brasil A, usando quatro antenas.	82
5.16	Curva do Erro Quadrático Médio para Símbolos OFDM para o canal Brasil E, usando quatro antenas.	83
5.17	Diagrama de radiação para o Canal Brasil E, usando quatro antenas.	84
5.18	Curva de desempenho de BER em função de SNR para o canal Brasil E, usando quatro antenas.	85
6.1	Diagrama de blocos do transmissor STC-OFDM.	88
6.2	Diagrama de blocos do receptor STC-OFDM.	88
6.3	Técnica de correlação do prefixo cíclico.	90
6.4	Esquema de sincronismo da FFT-WT.	90
6.5	Esquema de sincronismo do CFO.	91
6.6	Proposta da técnica de correlação.	92
6.7	Índice de tempo detectado para um símbolo OFDM, utilizando o somador de blocos com quatro símbolos OFDM.	93
6.8	Variância estimada do tempo.	93
6.9	Variância estimada da frequência.	94

Lista de Tabelas

4.1	Restrições impostas para o funcionamento do algoritmo de adaptação proposto nesta seção.	44
4.2	Parâmetros utilizados para a simulação do esquema de recepção proposto que compreende um equalizador DFE associado a um Finger.	45
4.3	Perfil de canal utilizado para ilustrar a precisão do MT-STR quanto a sua diretividade.	58
5.1	Parâmetros utilizados para a simulação.	67
5.2	Perfil de potência dos canais simulados, Brasil A, B, C, D e E.	68
5.3	Ângulos de chegada (AOA) utilizados na simulação para os canais Brasil A e E.	68
6.1	Recursos de FPGA utilizados pelo protótipo desenvolvido.	94

Glossário

2G	Sistemas celulares de segunda geração.
3G	Sistemas celulares de terceira geração.
4G	Sistemas celulares de quarta geração.
A/D	<i>Analog to Digital Converter.</i>
AOA	<i>Angle of Arrival</i>
ASK	<i>Amplitude-Shift Keying.</i>
ATSC	<i>Advanced Television Systems Committee.</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise.</i>
BER	<i>Bit Error Rate.</i>
BRAM	<i>Block RAM.</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access.</i>
CDMA2000	Como o WCDMA, é um dos padrões de interface de rádio de terceira geração aprovados pelo ITU para o modelo IMT-2000. CDMA2000 é uma marca registrada da <i>Telecommunications Industry Association</i> (TIA-USA) nos Estados Unidos e sucessor da tecnologia 2G CDMA (IS-95).
CFO	<i>Carrier Frequency Offset</i>
CMA	<i>Constant Modulus Algorithm.</i>
COST	<i>COperation européenne dans le domaine de la recherche Scientifique et Technique.</i>
COST-259	<i>COST action 259.</i>
CPICH	<i>Common Pilot Channel.</i> Trata-se de um sinal piloto que é multiplexado em código com os sinais de dados. Este piloto utiliza código de Walsh 0 e está presente todo o tempo.
D/A	<i>Digital to Analog Converter.</i>

DD	<i>Decision-Direct</i>
DDC	<i>Digital Down-converter.</i>
DDS	<i>Direct Digital Synthesizer.</i>
DFE	<i>Decision Feedback Equalizer.</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform.</i>
DOA	<i>Direction of Arrival</i>
DPLL	<i>Digital Phase Locked Loop.</i>
DS-SS	<i>Direct Sequence - Spreading Spectrum</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor.</i>
DVB	<i>Digital Video Broadcasting.</i>
ERB	<i>Estação Rádio Base.</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access.</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform.</i>
FFT-WT	<i>FFT Window Timing</i>
FH-SS	<i>Frequency Hopping</i>
FI	<i>Frequência de Intermediária.</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response.</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array.</i>
FSK	<i>Frequency-Shift Keying.</i>
HSDPA	<i>High Speed Downlink Packet Access.</i>
ICI	<i>Inter-Carrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform.</i>
ISDB-T	<i>Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial.</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference.</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union.</i>
LDPC	<i>Low-Density Parity-Check.</i>
LMS	<i>Least Mean Square.</i>
MAI	<i>Multiple-access interference.</i>
Mcps	<i>Mega Chip per Second.</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output.</i>
MISO	<i>Multiple-Input Single-Output</i>

MRC	<i>Maximal Ratio Combiner.</i>
MSE	<i>Mean Squared Error.</i>
MT-STR	<i>Multi-Target Space-Time Receiver.</i>
NC	Número de canais simultâneos.
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing.</i>
PCMC	<i>Piloto Comum Multiplexado em Código</i>
PCMT	<i>Piloto Comum Multiplexado no Tempo.</i>
PDMT	<i>Piloto Dedicado Multiplexado no Tempo.</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying.</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation.</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase-Shift Keying.</i>
<i>Rake-Finger</i>	Técnica de recepção que utiliza vários correlatores em banda-básica (<i>Fingers</i>) para processar individualmente as componentes de multipercurso do sinal recebido.
SBTVD	<i>Sistema Brasileiro de Televisão Digital.</i>
SC	<i>single carrier</i>
SCR	<i>scrambling.</i>
SF	<i>Spreading Factor.</i>
SimMT-STR	<i>Simulador do sistema WCDMA/HSDPA.</i>
SNR	<i>Signal noise rate.</i>
SS	<i>Spreading Spectrum</i>
STC-OFDM	<i>Space-Time Code.</i>
TCM	<i>Trellis Coded Modulation.</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access.</i>
TU	<i>Typical Urban</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications.</i>
UNI-35	Projeto sobre Algoritmos de Antenas Inteligentes para Receptores Móveis (<i>Smart Antenna Algorithms for Mobile Station Receivers</i>) desenvolvido ao longo de dois anos em parceria com a <i>Ericsson Research</i> (Contrato ERICSSON-UNICAMP UNI.35, Emenda 19/2000) sob a coordenação do Prof. Dalton S. Arantes.
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator.</i>
VSB	<i>Vestigial Sideband Modulation.</i>

WCDMA *Wideband Code Division Multiple Access.*

Trabalhos Publicados Pelo Autor

1. Marcelo A. C. Fernandes, Cristiano M. Panazio e Sandro A. Fasolo, "Projeto, Simulação e Implementação em Hardware de um Sistema de Sincronismo para o MI-SBTVD", *REVISTA CIENTÍFICA PERIÓDICA - TELECOMUNICAÇÕES - INATEL*, Volume 9, Número 2, Páginas 19–24, Julho, 2007.
2. Marcelo A. C. Fernandes, Cristiano M. Panazio, Sandro A. Fasolo and Fábio Lumertz, "Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: Synchronization Techniques", *2006 IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Pages 208–212, Manaus-AM, August, 2006.
3. Fabricio C. A. Oliveira, Dayan A. Guimarães, Geraldo G. R. Gomes, Fabbryccio A. C. M. Cardoso, Fábio A. Lisboa and Marcelo A. C. Fernandes, "Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: Performance Evaluation", *2006 IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Pages 213–217, Manaus-AM, August, 2006.
4. Fabbryccio A. C. M. Cardoso, Marcelo A. C. Fernandes, José G. Chiquito and Dalton S. Arantes, "Effects of Mutual Coupling and Amplitude/Phase Mismatch on a WCDMA Downlink Receiver with Multiple Antennas", *XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Belém-PA, Setembro, 2004.
5. Fabbryccio A. C. M. Cardoso, Marcelo A. C. Fernandes and Dalton S. Arantes, "Performance of an adaptive space-time processing receiver for the user terminal of 3G WCDMA systems under COST 259 channel models", *Proceedings Vehicular Technology Conference*, Volume: 1 , Issue: 4, Pages 57–61, Vancouver, CA, 2002.
6. Fabbryccio A. C. M. Cardoso, Marcelo A. C. Fernandes and Dalton S. Arantes, "Space-time processing for smart antennas in advanced receivers for the user terminal in 3G WCDMA systems", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Volume: 48 , Issue: 4, Pages 1082–1090 , November 2002.
7. Flávia M. Gigli, Lais R. Macedo, Marcelo A. C. Fernandes, Dalton S. Arantes e João M. T. Romano, "Desempenho de equalizadores autoditatas não-lineares em receptores 8-VSB ATSC para TV Digital", *XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Gramado-RS, Setembro, 2002.
8. Fernando C. C. de Castro, Maria C. F. de Castro, Marcelo A. C. Fernandes and Dalton S. Arantes, "8-VSB channel coding analysis for DTV broadcast", *IEEE Transactions on Consumer Electronics* , Volume: 46 , Issue: 3, Pages 539–547, August, 2000.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Objetivo da Tese

Esta tese tem como objetivo investigar e desenvolver novas técnicas de recepção baseados em filtros temporais e espaço-temporais para receptores de sistemas CDMA (*Code Division Multiple Access*) e OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) [1][2][3][4][5][6] [7][8][9][10][11] [12].

Tendo como referência o sistema CDMA, esta tese apresenta três esquemas de recepção, dois deles fazendo uso de um equalizador adaptativo do tipo DFE (*Decision Feedback Equalizer*) como alternativa ao Rake-Finger (receptor convencional para o sistema CDMA) [13][14][15][16][17][18] e o terceiro utilizando um receptor espaço-temporal de múltiplos alvos chamado de MT-STR (*Multi-target Space-Time Receiver*), que adiciona ao Rake-Finger a capacidade de explorar a diversidade espacial [19][20] [21][22][23][24][25]. É importante enfatizar que o receptor Rake-Finger tem seu desempenho bastante comprometido quando há necessidade de se aumentar o número de canais simultâneos no CDMA, objetivando o aumento da banda total do sistema [17][18][26][27][28]. Todos os dados obtidos, em se tratando da técnica CDMA, foram simulados tendo como referência o sistema UMTS em canal direto, mas podem ser aplicados sem muitas modificações em outros sistemas que utilizem a técnica CDMA. Resultados de simulação dos receptores propostos são apresentados, objetivando-se a avaliação e a comparação do seu desempenho frente a canais com multi-percurso. Na obtenção dos resultados foram empregados traços obtidos do modelo de canal COST-259 [29]. O COST-259 é um modelo de canal dinâmico, vetorial e de banda larga que possui informações de direção de chegada dos sinais, portanto, bastante apropriado para o estudo de antenas inteligentes em cenários de comunicações móveis de banda larga.

No caso do sistema OFDM, este trabalho propõe dois esquemas de recepção, um deles formado por um equalizador adaptativo e o outro por um conjunto de antenas adaptativas, ambos no domínio do tempo. Estas propostas oferecem ao sistema OFDM a possibilidade de trabalhar com intervalos de guarda pequenos ou nulos [8][11][10][30][31], viabilizando um aumento de sua capacidade de transmissão. Várias curvas de desempenho utilizando os canais estáticos brasileiros, Canal Brasil A, Brasil B, Brasil C, Brasil D e Brasil E, são apresentadas tendo como referência o SBTVD [32][33][34][35], objetivando a comparação do receptor proposto com os convencionais que aplicam o tempo de guarda combinados com os estimadores de canal.

No contexto dos trabalhos de desenvolvimento do SBTVD, esta tese também apresenta um sub-

sistema de sincronização para o Sistema Brasileiro de Televisão Digital, implementado em dispositivos FPGA (*Field Programmable Gate Arrays*) e integrado ao Sistema MI-SBTVD (Modulação Inovadora para o SBTVD) [33][34].

1.2 Motivação

1.2.1 Sistemas CDMA e o Receptor Rake

O CDMA é uma tecnologia de acesso criada na década de 50 e amplamente utilizada nos dias de hoje. Entre os sistemas de comunicação que utilizam esta tecnologia, estão os sistemas celulares de segunda e terceira geração, ou seja, sistemas IS-95 [6][36] e sistemas UMTS - *Universal Mobile Telecommunications System*) respectivamente [9][37]. O sistema CDMA utiliza a técnica de espalhamento espectral que é bastante utilizada em uma série de sistemas de transmissão de dados, entre eles destacando-se os sistemas de redes locais sem fio (WLAN - *Wireless Local Area Network*) [38] e os sistemas de transmissão de dados por rede elétrica (PLC - *Power Line Communicator*).

Durante muito tempo o receptor convencional do CDMA, o *Rake-Finger*, funcionou adequadamente mesmo levando-se em consideração que os sistemas implementados trabalham com uma capacidade de transmissão inferior à máxima teórica. Apesar disso, a prática mostrou o que o CDMA possui a capacidade de reuso de frequência igual um, favorecendo maiores e melhores alocações de canal por área quando comparado com as técnicas TDMA e FDMA, sendo assim considerada uma tecnologia vantajosa em relação às demais. Nos sistemas celulares de segunda geração, foi observada uma maior necessidade na capacidade de alocação de canal que a alocação de banda por canal mostrando que o receptor convencional é suficiente mesmo com as perdas em relação ao desempenho máximo teórico. Por outro lado, para os sistemas de terceira geração o foco e a prioridade voltaram-se para a alocação de banda por canal e área. Com isto o *Rake-Finger* mostrou-se limitado dado que seu desempenho diminuiu quando se faz necessário alocar mais canais para se obter uma maior banda em uma determinada área.

Diante dessa limitação, esta tese tem como objetivo propor novos esquemas de recepção com a utilização de filtros espaço-temporais para melhorar a recepção do sinal CDMA de banda larga frente ao receptor convencional, sem comprometer o número de canais por área para a obtenção de mais banda. Os esquemas de recepção propostos utilizam dados simulados no Sistema UMTS para o canal direto, isto é, para a transmissão da ERB (Estação Rádio Base) para a estação móvel. Todavia, as propostas podem ser úteis para outros sistemas que fazem uso da técnica CDMA, assim como para o canal reverso, isto é, canal da estação móvel para ERB.

1.2.2 Receptor OFDM e o Intervalo de Guarda

O sistema OFDM é considerado robusto frente ao efeito da interferência inter-simbólica, (*intersymbol interference-ISI*), devido a sua técnica de transmissão, que transforma os atrasos devido aos múltiplos percursos em simples deslocamentos de fase e de amplitude de sub-portadoras, combatidos por um esquema de filtros interpoladores complexos que ajustam seu ganho a partir de uma estimativa do canal [39][40].

A ISI no sistema OFDM pode ser dividida em interferência entre as amostras do símbolo OFDM, chamada de *Inter-Carrier Interference*, (ICI) e a interferência entre os símbolos OFDM. Os filtros interpoladores não conseguem resolver o problema da interferência entre os símbolos OFDM para isto, deve-se utilizar um intervalo de guarda (IG) com um tamanho pelo menos igual ao maior atraso dado pelo canal. Em sistemas práticos, como o SBTVD, o IG pode chegar a 20% do símbolo OFDM [39][40].

Na tentativa de compensar a perda de banda devida ao IG, faz-se uso de esquemas de modulação multi-nível, obrigando o receptor a trabalhar com uma relação sinal/ruído elevada. Outro ponto importante a se considerar, é necessidade de uma estimação eficiente do canal, exigindo do receptor OFDM o uso de técnicas avançadas de interpolação com pilotos espalhados ou agrupadas pelo símbolo [8][38][41][42].

Assim, no que se refere ao OFDM, esta tese propõe também a utilização de técnicas de equalização e antenas adaptativas para melhorar o desempenho do receptor OFDM. Diferentemente das técnicas de equalização para OFDM, encontradas na literatura, esta tese propõe um esquema simples onde o filtro adaptativo (Equalizador ou Processador Espacial) trabalha independente do estimador de canal, descorrelacionando as amostras do símbolo OFDM [39][40][43][44].

1.3 Principais Contribuições

Os trabalhos apresentados nesta tese foram desenvolvidos no âmbito de três convênios de pesquisa:

- *Sistemas de Televisão Digital e metodologia de testes de campo*, desenvolvido ao longo de dois anos em parceria com a fundação CPqD (Convênio FEEC/Unicamp/CPqD).
- *Smart Antenna Algorithms for Mobile Station Receivers*, desenvolvido ao longo de três anos em parceria com a Ericsson Research (Contrato ERICSSON-UNICAMP UNI.35, Anexo 19/2000).
- *Modulação Inovadora para o SBTVD-MI-SBTVD*, desenvolvido ao longo de um ano no âmbito do consórcio de Modulação do SBTVD, envolvendo o Inatel, Unicamp, UFSC, UFTPR e Linear equipamentos eletrônicos Ltda.

Dentre as principais contribuições desta tese, as seguintes se destacam:

1. *Desenvolvimento de uma estrutura de recepção com equalizador DFE adaptativo supervisionado para sistemas CDMA*. Trata-se de uma nova estrutura de recepção que insere um equalizador DFE ao receptor convencional *Rake-Finger*. O equalizador opera a uma taxa de chip e utiliza símbolos pilotos multiplexados no tempo para seu treinamento. Para validar a proposta foram feitas simulações tendo como base o sistema UMTS, utilizando traços de canal do COST-259.
2. *Nova proposta de multiplexação de pilotos para receptores CDMA com equalizadores*. Trata-se de uma nova forma de multiplexar os pilotos em sistemas CDMA com o objetivo de melhorar o treinamento do equalizador DFE. O mesmo processo de validação, com simulação em sistema UMTS, também foi utilizado nesta proposta.

3. *Estudo e proposta de um receptor MT-STR.* Trata-se de uma nova estrutura de receptor espaço-temporal acoplado ao *Rake-Finger*, com o intuito de melhorar seu desempenho. O sistema foi simulado com traços gerados pelo COST-259 em ambientes estáticos. Este estudo mostra o efeito dos algoritmos sobre o diagrama de radiação do arranjo de antenas para cada finger do receptor. Analisando estes diagramas de radiação para cada finger é possível verificar visualmente se o receptor está utilizando eficientemente a diversidade espacial.
4. *Análise de desempenho do MT-STR frente a estimadores reais.* Embora o MT-STR necessite de uma estimação dos atrasos do canal para seu funcionamento, em algumas das simulações aqui apresentadas, foi considerado um estimador de atrasos ideal, ou seja, os atrasos eram conhecidos a priori. Entretanto, para validar o MT-STR em uma situação mais realista, foi desenvolvido um estimador de canal convencional, utilizado em sistemas CDMA, e realizadas várias simulações para se avaliar este estimador. O estimador de canal desenvolvido utiliza o piloto comum multiplexado em código.
5. *Desenvolvimento de uma estrutura de equalização adaptativa, no domínio do tempo, para sistemas OFDM.* Trata-se de um novo esquema de equalização temporal para receptores OFDM que utiliza um equalizador por blocos e processa de forma paralela todo símbolo OFDM. O equalizador trabalha no domínio da frequência para obter uma maior eficiência de processamento. Para validar a proposta foram feitas simulações tendo como base o SBTVD.
6. *Desenvolvimento de uma estrutura de antenas adaptativas no domínio do tempo para sistemas OFDM.* Trata-se de um novo esquema de processadores espaciais temporal para receptores OFDM que utiliza um processador espacial por blocos e processa de forma paralela todo símbolo OFDM. A validação desta proposta foi realizada também por meio de simulações no sistema SBTVD.
7. *Desenvolvimento de um sub-sistema de sincronização para o MI-SBTVD.* Trata-se da construção de um esquema de sincronização no domínio do tempo, em FPGA, para o MI-SBTVD. Resultados de simulação do sistema utilizando os canais ITU-Brazil A e ITU-Brazil B são apresentados, bem como os detalhes de implementação em FPGA.

1.4 Organização da Tese

Esta tese foi organizada da seguinte forma. O Capítulo 2 apresenta uma fundamentação teórica sobre equalização adaptativa e antenas inteligentes, bem como o modelo de um canal com multipercurso, os tipos de estruturas de equalização, de processador espacial e os tipos de algoritmos. Alguns dados de simulação também são mostrados com o objetivo de melhor esclarecer os temas.

Como as propostas são direcionadas aos sistemas CDMA e OFDM, o Capítulo 3 mostra de forma detalhada o funcionamento desses dois sistemas, caracterizando o sinal transmitido e recebido. No caso do CDMA, será apresentado o problema do receptor e a necessidade de se aumentar o número de canais simultâneos espalhados em código. No caso do OFDM, serão apresentadas as limitações do receptor e a necessidade de se utilizar o IG.

O Capítulo 4 mostra as propostas de receptores para o sistema CDMA. É apresentada uma estrutura com base no equalizador adaptativo DFE, na qual se utiliza um conjunto de símbolos pilotos

dedicados e multiplexados no tempo para o treinamento. Estes símbolos pilotos são chamados, nesta tese, de PDMT (Piloto Dedicado Multiplexado no Tempo). Ainda nesse capítulo, apresenta-se a estrutura do MT-STR utilizando o DFE. Todos os resultados gerados foram frutos de simulação do sistema UMTS com os modelos de canal do COST-259.

No Capítulo 5 são apresentadas as propostas de equalização e antenas adaptativas para a técnica OFDM. São apresentadas duas propostas, uma utilizando um equalizador no domínio do tempo para minimizar, ou até mesmo cancelar, o intervalo de guarda na técnica OFDM. A segunda proposta consiste em um esquema com antenas adaptativas, também no domínio do tempo, para recepção OFDM.

O Capítulo 6 mostra os detalhes do desenvolvimento de um sub-sistema de sincronização para o MI-SBTVD, implementado em FPGA.

Finalmente, o Capítulo 7 apresenta as conclusões finais da tese e as perspectivas de evolução e aplicação destes trabalhos de pesquisa.

Capítulo 2

Equalização e Antenas Adaptativas

2.1 Introdução

Em sistemas de comunicação digital, os sinais são corrompidos por diversos fatores, entre os mais comuns estão o ruído térmico e o multi-percurso [45]. O ruído térmico, que é modelado por variáveis aleatórias com uma certa distribuição de probabilidade, pode ser combatido de forma eficiente pelos codificadores de canal [46] [47] [48]. Todavia, o fenômeno do multi-percurso, que é causado pelas diversas reflexões do sinal durante a transmissão, não é tratado de forma eficiente por estes codificadores. Este fenômeno provoca o efeito de interferência inter-simbólica (ISI) [46] [47] [48], que é caracterizado pela sobreposição de símbolos de uma mesma fonte no domínio do tempo. A ISI limita a capacidade de transmissão do canal e é um dos principais problemas dos sistemas atuais de comunicação digital [46] [47] [48] [49]. Visando minimizar o problema da ISI, podem ser empregados vários dispositivos no processo de recepção, entre eles os equalizadores e as antenas adaptativas [48][49]. Em canais móveis a ISI é dinâmica, sendo necessária a utilização de algoritmos adaptativos aplicados aos equalizadores e às antenas. Estes algoritmos manipulam os ganhos de filtros digitais objetivando a redução da ISI [49] [50] [51] [52].

O objetivo deste capítulo é apresentar a teoria que rege o funcionamento dos equalizadores e antenas adaptativas, bem como as estruturas e algoritmos de adaptação utilizados na tese. O capítulo é organizado da seguinte forma: a Seção 2.2 mostra o modelo em banda base de um sistema de comunicação com ISI; a Seção 2.3 apresenta as arquiteturas e o funcionamento dos equalizadores utilizados na tese; a Seção 2.4 descreve a arquitetura e o funcionamento das antenas adaptativas; a Seção 2.5 descreve os algoritmos de adaptação utilizados nos equalizadores e antenas e, finalmente, a Seção 2.6 apresenta as conclusões obtidas neste capítulo.

2.2 Canal de Comunicação com Multi-percurso

O fenômeno do multi-percurso é provocado por diferentes reflexões do sinal durante sua propagação. Quando o transmissor e receptor mudam de localização durante o tempo, no caso típico dos sistemas de comunicação móveis [9][45][49], o efeito do multi-percurso é dependente do tempo. A Figura 2.1 ilustra, de forma simples, o fenômeno do multi-percurso onde cada percurso pode ser

caracterizado por

$$\alpha_i(t)\delta(t - \tau_i(t)), \quad (2.1)$$

onde $\alpha_i(t)$ e $\tau_i(t)$ são, respectivamente, o ganho complexo e o atraso do i -ésimo percurso.

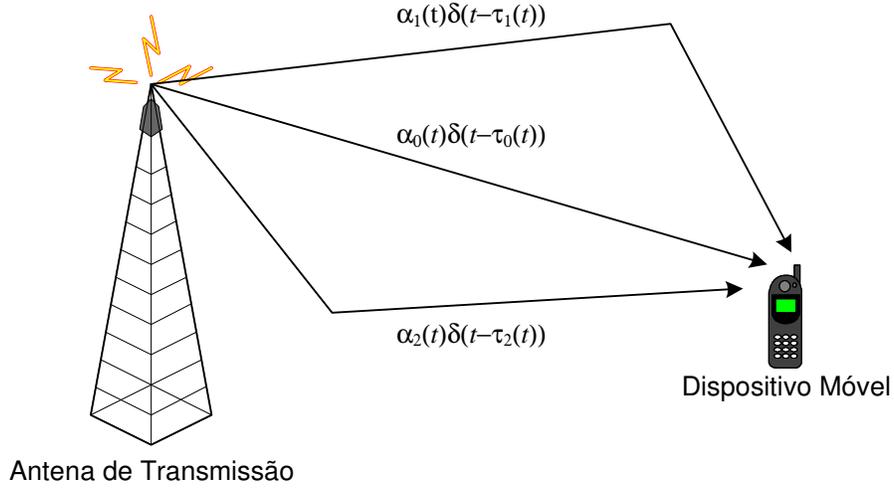


Fig. 2.1: Ilustração do fenômeno de multi-percurso

A Figura 2.2 apresenta a estrutura de um sistema em banda base discreto com ISI, ruído térmico e com uma fonte de informação transmitindo símbolos $a(n)$, sendo $M = a_0, a_1, \dots, a_{M-1}$ um alfabeto de M símbolos possíveis. Os símbolos são transmitidos a um período de T_s segundos e cada símbolo é representado por palavras de k bits. T_s é o período de amostragem dos símbolos ou intervalo de símbolo.

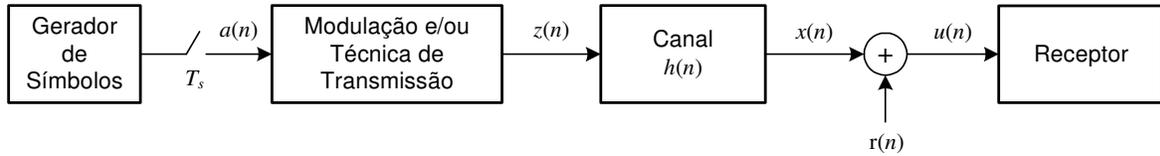


Fig. 2.2: Sistema de comunicação discreto em banda base com ISI e AWGN.

O símbolos complexos $a(n) = a_r(n) + a_{im}(n)$, ilustrados na Figura 2.2, são processados por alguma técnica de transmissão como CDMA ou OFDM e são transmitidos através de um canal, $h(n)$, sujeito ao fenômeno do multi-percurso e a um ruído aditivo gaussiano, $r(n)$, (*Additive White Gaussian Noise-AWGN*). A resposta ao impulso do canal, $h(n)$, com influência do ruído é dada por

$$h(n) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i(t)\delta(n - \tau_i(n)) = \sum_{i=0}^{L-1} \rho_i(n)e^{-j\theta_i(n)}\delta[n - \tau_i(n)] + r(n), \quad (2.2)$$

onde L é o número de percursos do canal, α_n é o ganho complexo do i -ésimo percurso, $\tau_i(n)$ é um valor inteiro que representa o atraso do i -ésimo percurso no instante n .

O receptor, apresentado na Figura 2.2, processa o sinal $u(nT)$, resultante do canal e expresso por

$$u(n) = \sum_{i=0}^{L-1} \rho_i(n) e^{-j\theta_i(n)} z(n - \tau_i(n)) + r(n) \quad (2.3)$$

onde $z(n)$ é símbolo processado por alguma técnica de transmissão como CDMA ou OFDM. Manipulando a Equação 2.3 tem-se

$$u(n) = \rho_0(n) e^{-j\theta_0(n)} z(n - \tau_0(n)) + \sum_{i=1}^{L-1} \rho_i(n) e^{-j\theta_i(n)} z(n - \tau_i(n)) + r(n), \quad (2.4)$$

onde a segunda parcela é chamada de ISI. As Equações 2.3 e 2.4 podem também ser escritas de forma vetorial, da seguinte forma

$$u(n) = \mathbf{h}_g^T(n) \mathbf{z}_d(n) + r(n), \quad (2.5)$$

onde $\mathbf{h}_g(n)$ é a vetor de ganhos complexos do canal, com ISI, de comprimento L dado por

$$\mathbf{h}_g(n) = \begin{bmatrix} \alpha_0(n) \\ \vdots \\ \alpha_i(n) \\ \vdots \\ \alpha_{L-1}(n) \end{bmatrix}_{L \times 1}, \quad (2.6)$$

onde

$$\alpha_i(n) = \rho_i(n) e^{-j\theta_i(n)}, \quad (2.7)$$

e $\mathbf{z}_d(n)$ é o vetor de atrasos do canal aplicado ao sinal transmitido $z(n)$, dado por

$$\mathbf{z}_d(n) = \begin{bmatrix} z(n - \tau_0(n)) \\ \vdots \\ z(n - \tau_i(n)) \\ \vdots \\ z(n - \tau_{L-1}(n)) \end{bmatrix}_{L \times 1}. \quad (2.8)$$

A ISI afeta todos os sistemas que utilizam modulação com base em pulsos digitais, tais como os esquemas de modulação em amplitude, *Amplitude-Shift Keying* (ASK), modulação em fase, *Phase-Shift Keying* (PSK), modulação em quadratura, *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM), entre outros [46][47][48].

O diagrama ilustrado na Figura 2.3 apresenta um exemplo de canal com um padrão de multipercursos também conhecido como perfil de atrasos (*delay profile*), que é muito útil para caracterizar o canal com ISI e a Figura 2.4 ilustra sua resposta em frequência.

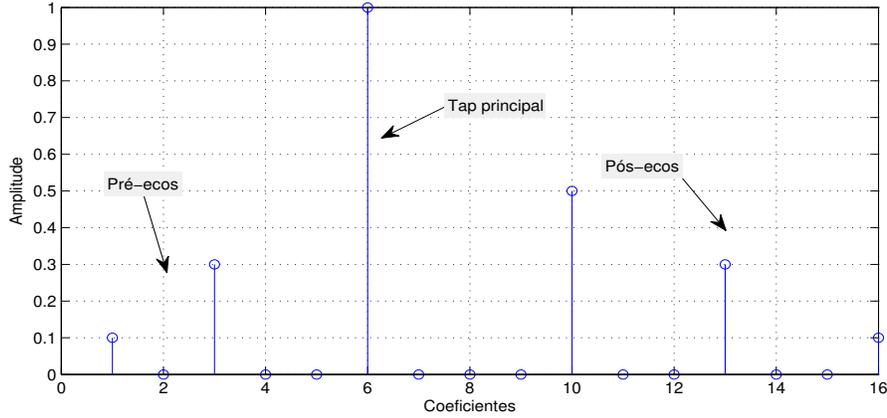


Fig. 2.3: Perfil de atrasos de um canal com 5 percursos: dois pré-ecos, dois pós-ecos e o percurso principal

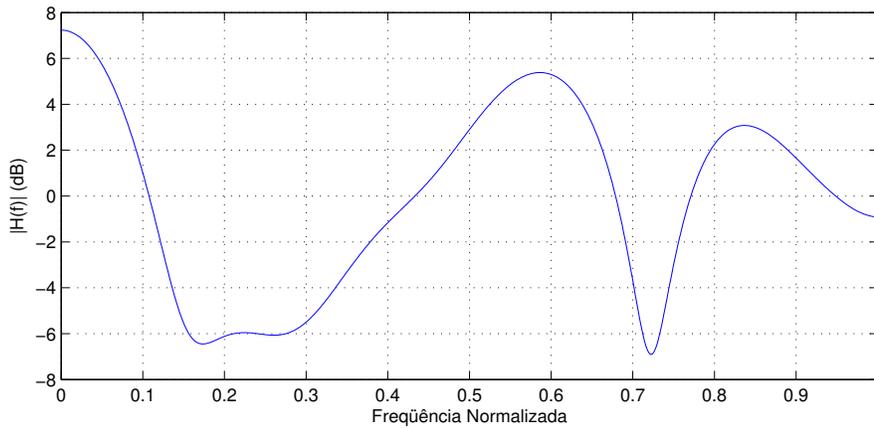


Fig. 2.4: Resposta em frequência do canal apresentado na Figura 2.3.

A banda de coerência [46][47][48] é uma das medidas utilizadas para caracterizar a ISI e seu valor é associado a faixa de frequência que o canal pode ser considerado plano, podendo ser calculada, para um coerência de 90% por

$$\Delta f = \frac{1}{50\sigma_t}, \quad (2.9)$$

onde σ_t é chamada de *Delay Spreading*. O desvanecimento seletivo em frequência (*fading* seletivo), ocorre quando a largura da banda de coerência é muito pequena comparada com a largura da banda do sinal transmitido.

O tempo de coerência [46][47][48] é outra medida importante para quantificar as variações de tempo do canal, sendo definido pela equação

$$\Delta T_c = \frac{1}{f_d}, \quad (2.10)$$

onde f_d é o máximo valor do deslocamento Doppler em Hz que pode ser calculado como

$$f_d = \frac{v}{\lambda}, \quad (2.11)$$

no qual v é a velocidade do móvel e λ a frequência da portadora. Quanto maior for o tempo de coerência de um canal, mais lentas são as variações temporais da ISI.

2.3 Equalizadores Adaptativos

2.3.1 Equalização Linear

Um equalizador linear [46][50][52] tem por objetivo reduzir a componente de ISI no sinal $u(n)$ recebido. A Figura 2.5 representa sua estrutura, sendo que o sinal estimado $\tilde{a}(n)$ é dado por

$$\tilde{a}(n) = \sum_{i=0}^{M-1} f_i u(n-i). \quad (2.12)$$

onde f_i é o i -ésimo ganho complexo do equalizador.

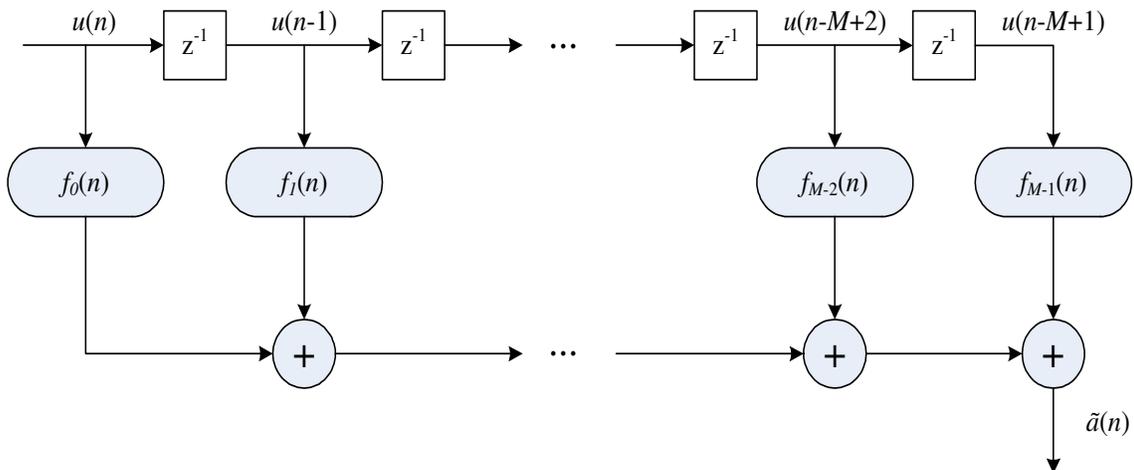


Fig. 2.5: Estrutura de um equalizador linear de comprimento M .

Supondo que o canal $h(n)$ possua uma função de transferência $C(z)$ e a do equalizador seja de $F(z)$, o processo de equalização ocorre quando $F(z)$ é o inverso de $C(z)$, ou seja,

$$H(z) = C(z)F(z) = z^{-d}, \quad (2.13)$$

onde $H(z)$ é a função de transferência conjunta do equalizador e canal no domínio da frequência e d é o atraso de equalização. Analogamente à resposta do canal, os equalizadores lineares são caracterizados como filtros do tipo FIR, necessitando de um comprimento infinito para equalizar completamente o canal $H(z)$. Portanto, equalizadores lineares práticos são geralmente apresentados como soluções sub-ótimas.

A Figura 2.6 mostra a resposta em frequência de um equalizador linear de 64 coeficientes, frente ao canal apresentado na Figura 2.3 enquanto a Figura 2.7 mostra a curva de taxa de erro de bit deste equalizador, estas curvas são apresentadas com o objetivo de ilustrar o funcionamento e o desempenho do equalizador linear. Observa-se, na Figura 2.6, que a resposta do equalizador, $F(z)$, tenta inverter a resposta do canal, $C(z)$. Os dados apresentados nas Figuras 2.6 e 2.7 foram obtidos através de simulação em sistema QPSK e o equalizador foi parametrizado com um passo de adaptação de 0,1 e um atraso de equalização de 16 amostras. A Figura 2.7 comprova a solução sub-ótima do equalizador linear que não consegue eliminar completamente a ISI, ficando com o desempenho comprometido em aproximadamente 3dB da curva teórica para um sistema QPSK.

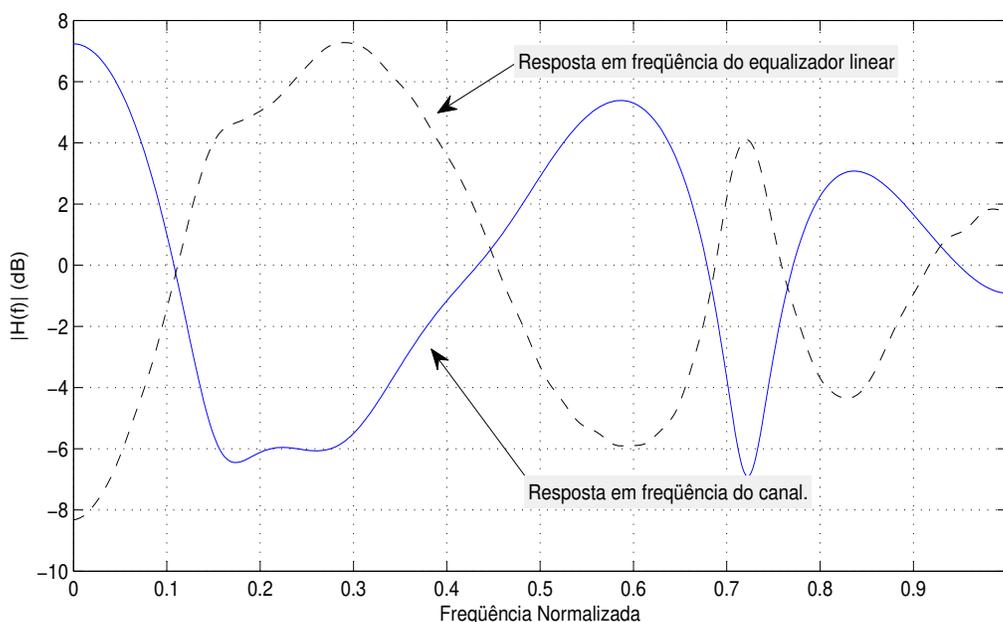


Fig. 2.6: Resposta em frequência do equalizador linear, com 64 coeficientes, para o canal apresentado na Figura 2.3.

2.3.2 Equalizador DFE

O equalizador DFE, cuja estrutura é ilustrada na Figura 2.8, tem como meta eliminar os pós-ecos através de um filtro de realimentação (FFb) e os pré-ecos a partir de um filtro FIR (FFr). A estrutura do FFr e a do FFb são semelhantes à apresentada na Figura 2.5.

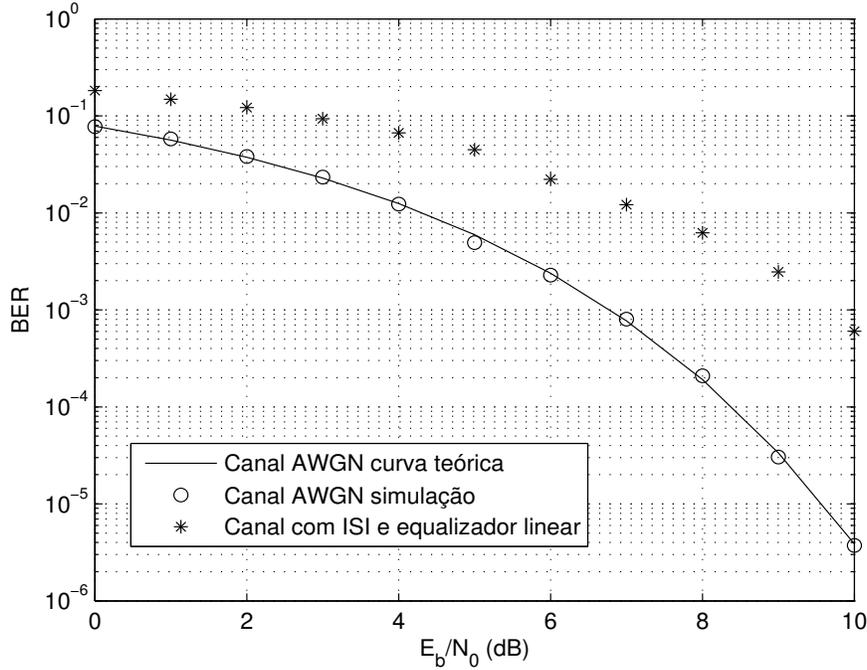


Fig. 2.7: Curva de desempenho para um sistema QPSK, simulada, de um equalizador linear de 64 coeficientes para o canal apresentado na Figura 2.3. O equalizador foi parametrizado com um passo de adaptação de 0,1 e atraso de equalização de 16 amostras.

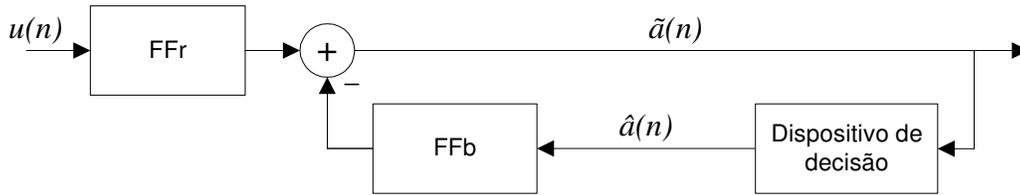


Fig. 2.8: Estrutura do DFE.

A saída do DFE pode ser descrita por

$$\tilde{a}(n) = \sum_{i=0}^{L_f-1} f_i u(n-i) - \sum_{k=1}^{L_b} b_k \hat{a}(n-k), \quad (2.14)$$

onde f_i são os coeficientes complexos do filtro FFf de comprimento L_f e b_i são os coeficientes complexos do filtro FFb de comprimento L_b .

Substituindo a Equação 2.3 na Equação 2.14, tem-se

$$\tilde{a}(n) = \sum_{p=0}^{L_f-1} f_p \left(\sum_{i=0}^{L-1} \rho_i(n-p) e^{-j\theta_i(n-p)} a(n-\tau_i(n)-p) + r(n-p) \right) - \sum_{k=1}^{L_b} b_k \hat{a}(n-k). \quad (2.15)$$

Simplificando a Equação 2.15, tem-se

$$\tilde{a}(n) = U_{FFr} + U_{FFb} + \sum_{p=0}^{L_f-1} f_p r(n-p), \quad (2.16)$$

onde

$$U_{FFr} = \sum_{p=1}^{L_f-1} \sum_{i=0}^{L-1} f_p \rho_i(n-p) e^{-j\theta_i(n-p)} a(n - \tau_i(n) - p) \quad (2.17)$$

e

$$U_{FFb} = f_0 \sum_{i=0}^{L-1} \rho_i(n+d_f) e^{-j\theta_i(n+d_f)} a(n - \tau_i(n) + d_f) - \sum_{k=0}^{L_b} b_k \hat{a}(n+d_b-k). \quad (2.18)$$

Observa-se que a U_{FFr} , apresentada na Equação 2.17, corresponde à resposta do FFr, que tenta eliminar os pré-ecos. A U_{FFb} , ilustrada na Equação 2.18, é a resposta do filtro FFb, que tenta eliminar os pós-ecos. A eliminação dos pós-ecos acontece quando o comprimento do FFb é maior que o comprimento do canal, ou seja, $L_b > L$, com $b_k = \rho_i(n+d_f) e^{-j\theta_i(n+d_f)}$ e quando as decisões são corretas, isto é, $\hat{a}(nTs) = a(n)$. Um dos problemas do DFE é a propagação de erro causada por decisões incorretas.

A Figura 2.9 mostra o desempenho do DFE para o canal ilustrado na Figura 2.3. Os dados apresentados na Figura 2.9 foram obtidos através de simulação em sistema QPSK e o equalizador foi parametrizado com um passo de adaptação de 0,1 e um atraso de equalização de 31 amostras. Comparando este resultado com curva da Figura 2.7, nota-se uma melhoria de desempenho para o DFE em relação ao equalizador linear de aproximadamente 2,5dB quando comparado com a curva teórica do QPSK.

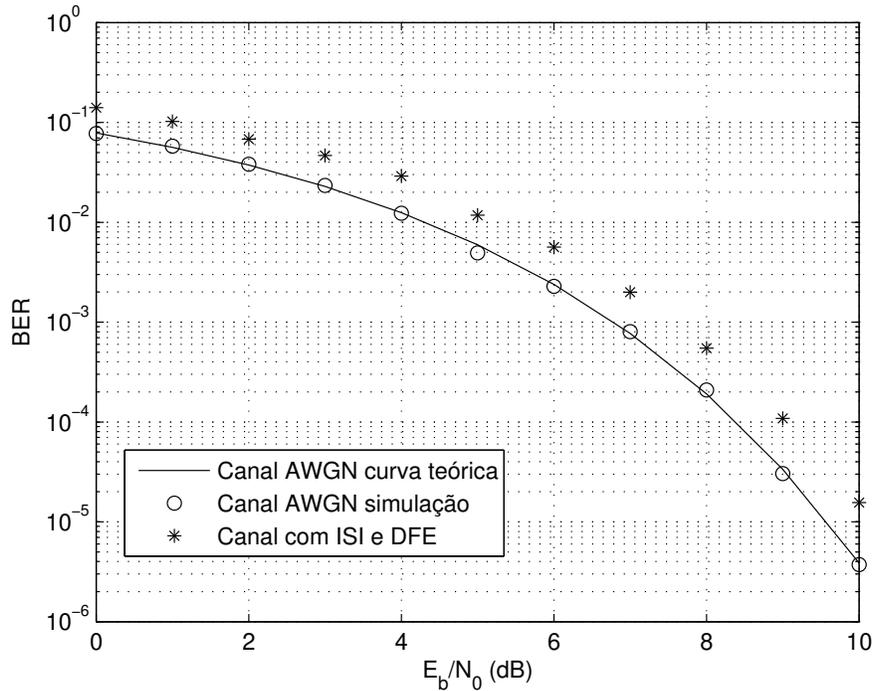


Fig. 2.9: Curva de desempenho para um sistema QPSK, simulada, de um equalizador DFE com FFf e FFb de 32 coeficientes para o canal apresentado na Figura 2.3. O equalizador foi parametrizado com um passo de adaptação de 0,1 e atraso de equalização de 31 amostras.

2.3.3 Estrutura Adaptativa

O equalizador adaptativo é um filtro digital que trabalha em conjunto com um algoritmo objetivando a adaptação de seus parâmetros, $\mathbf{w}(n)$, de acordo com a variação aleatória da resposta ao impulso do canal de comunicação. A adaptação se dá otimizando uma função $J(\mathbf{w}(n))$, onde

$$\mathbf{w}(n) = \begin{bmatrix} w_0(n) \\ \vdots \\ w_i(n) \\ \vdots \\ w_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1}. \quad (2.19)$$

Existem duas famílias de equalizadores adaptativos, os equalizadores supervisionados e os equalizadores cegos [53], que diferem na forma de trabalho do algoritmo de adaptação. Nos supervisionados, o algoritmo precisa de uma referência, também chamada de seqüência de treinamento, para o ajuste correto dos parâmetros do equalizador. As técnicas de equalização supervisionada perdem um pouco de eficiência de transmissão, dado que parte da banda deve ser utilizada para a transmissão dessa seqüência. Os algoritmos de equalização cega não precisam da seqüência de treinamento e utilizam métricas estatísticas do próprio sinal transmitido para ajuste dos parâmetros [54][55][56].

As Figuras 2.10 e 2.11 apresentam exemplos das estruturas de equalizadores adaptativos linear e DFE. Nota-se que a partir do sinal de erro $e(n)$, entre a referência $a_{tr}(n - d)$ e a saída, $\tilde{a}(n)$, o algoritmo calcula os novos parâmetros. A Figura 2.12 mostra a estrutura do DFE utilizando um algoritmo cego, onde o sinal de erro é gerado entre a saída $\tilde{a}(n)$ e uma estimativa do sinal desejado, $\hat{a}_{ref}(n)$.

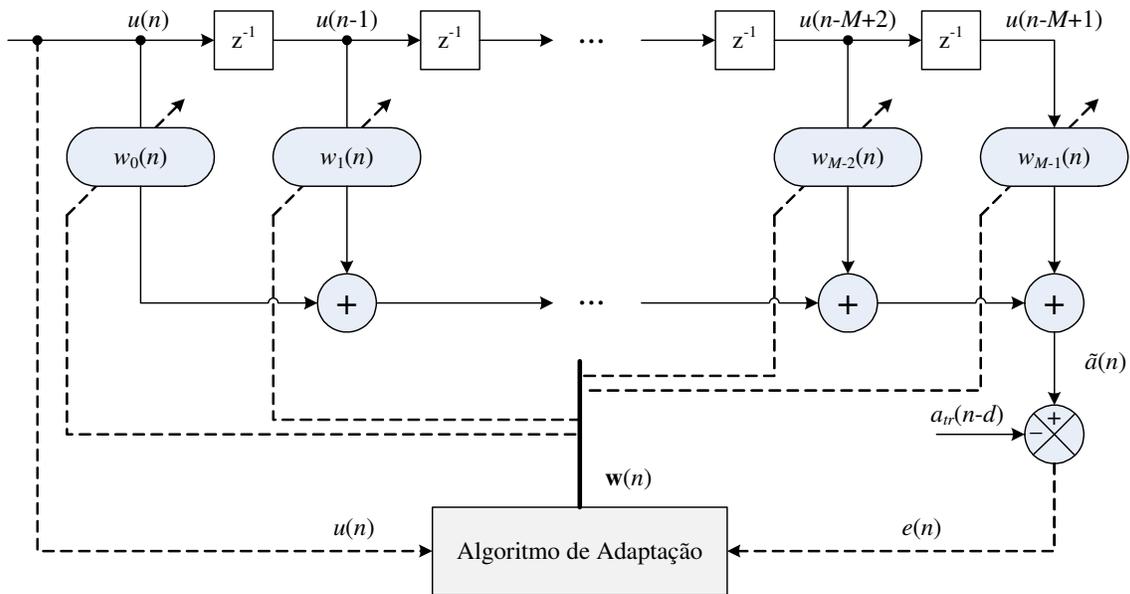


Fig. 2.10: Estrutura de um equalizador linear adaptativo de comprimento M.

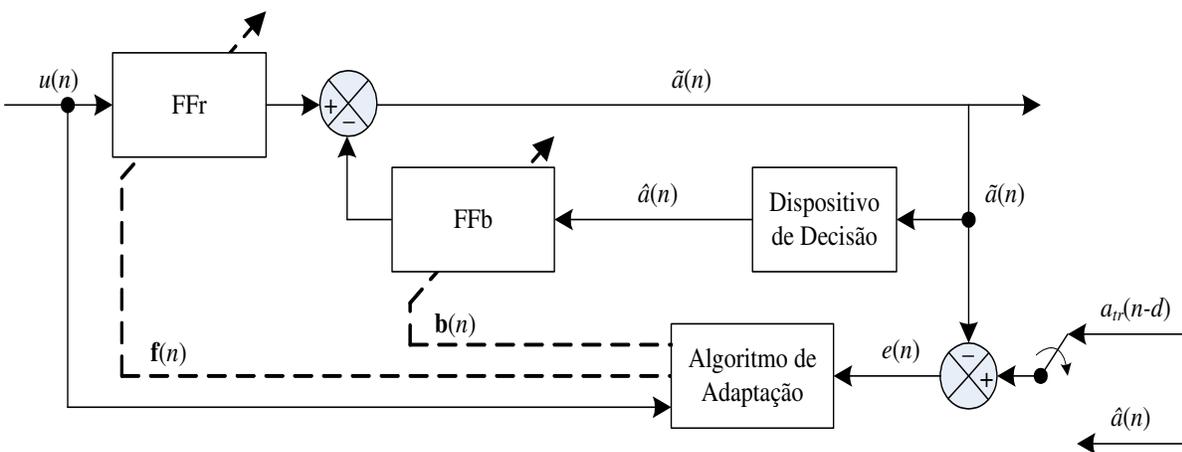


Fig. 2.11: Estrutura de um DFE adaptativo com algoritmo supervisionado.

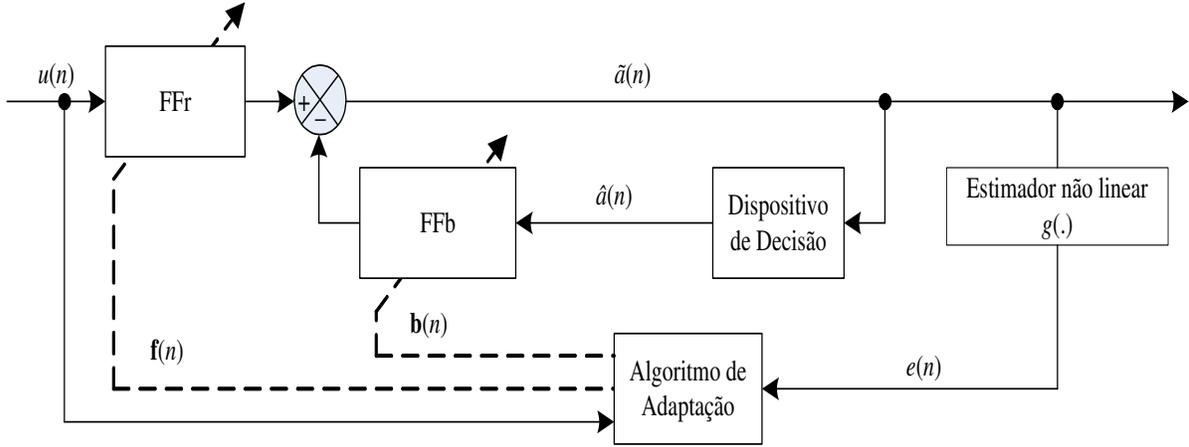


Fig. 2.12: Estrutura de um DFE adaptativo com algoritmo cego.

De acordo com as Figuras 2.10 e 2.11, o sinal de erro para equalizadores supervisionados é dado por

$$e(n) = a_{tr}(n-d) - \tilde{a}(n), \quad (2.20)$$

enquanto que para equalizadores cegos o erro é dado por

$$e(n) = \tilde{a}(n-d) - \hat{a}_{ref}(n-d). \quad (2.21)$$

2.4 Antenas Adaptativas

As antenas adaptativas podem ser divididas em antenas com chaveamento de lóbulos (*switched beam*) e arranjo de Antenas Adaptativas (*Array de Antenas*), ambos com capacidade para aumentar o ganho na direção desejada e colocar nulos em outras direções [49][57] [58] [59].

O arranjo de antenas adaptativas é usualmente implementado como um vetor linear de elementos igualmente espaçados (*Linearly Equally Spaced - LES*) que pode direcionar o ganho da antena em uma dada direção e anular em outras. Pode-se mostrar que o número máximo de nulos é dado por $M - 1$, onde M é o número de elementos no arranjo. Para simplificar a análise supõe-se aqui que o espaço entre os elementos de antena é $\lambda/2$ e que não existe acoplamento mútuo entre elas [49][57][58][59].

A Figura 2.13 apresenta um arranjo LES, onde os elementos de antena são orientados no eixo- x e espaçados de Δx . Supõe-se que todos os multi-percursos chegam ao arranjo no plano horizontal com um ângulo de chegada (*Direction of Arrival - DOA*), igual a θ em relação ao eixo- y ortogonal ao eixo- x . Cada m -ésimo elemento do arranjo de antenas é ponderado por um ganho complexo w_i e o espaçamento Δx em geral deve ser maior ou igual a $\lambda/2$. Assim, pode-se dizer que o sinal discreto no m -ésimo elemento de antena é dado por

$$u_m(n) = u(n) e^{-j(2\pi \frac{m}{\lambda})\Delta x \cos(\theta)} = u(n) e^{-j\beta m \Delta x \cos(\theta)}, \quad (2.22)$$

onde $\beta = (2\pi)/\lambda$.

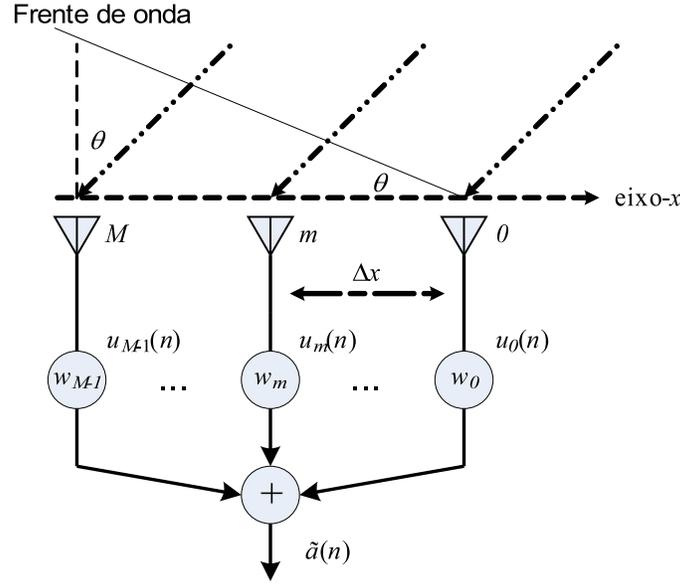


Fig. 2.13: Estrutura de um vetor linear de M -antenas igualmente espaçadas.

A saída combinada dos sinais dos M -elementos, $\tilde{a}(n)$, é representada por

$$\tilde{a}(n) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m(n) u_m(n), \quad (2.23)$$

substituindo a Equação 2.22 na Equação 2.23 tem-se

$$\tilde{a}(n) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m(n) u(n) e^{-j\beta m \Delta x \cos(\theta)} = u(n) f(\theta), \quad (2.24)$$

onde

$$f(\theta) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m(n) e^{-j(2\pi \frac{m}{\lambda}) \Delta x \cos(\theta)}, \quad (2.25)$$

é conhecido como fator do arranjo de antenas (*array factor*) e este fator determina o padrão e a direção do ganho. Ajustando os pesos $w_m(n)$ do arranjo é possível escolher qualquer direção para o máximo ganho [49].

Substituindo $u(n)$ da Equação 2.3 na Equação 2.22, tem-se

$$u_m(n) = \sum_{i=0}^{L-1} \rho_i(n) e^{-j\theta_i(n)} z(n - \tau_i(n)) e^{-j(m\beta)\Delta x \cos(\theta_i)} + r(n) e^{-j(m\beta)\Delta x \cos(\theta_i)}, \quad (2.26)$$

Reescrevendo a Equação 2.23, tem-se

$$a(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{L-1} w_m(n) \rho_i(n) e^{-j\theta_i(n)} z(n - \tau_i(n)) e^{-j\beta m \Delta x \cos(\theta_i)} + r'(n), \quad (2.27)$$

onde

$$r'(n) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m(n) r(n) e^{-j\beta m \Delta x \cos(\theta_i)}. \quad (2.28)$$

Reescrevendo a Equação 2.27 na forma vetorial, tem-se

$$a(n) = \mathbf{z}_d^T(n) \mathbf{H}_\theta^T(n) \mathbf{w}(n), \quad (2.29)$$

onde $\mathbf{H}_\theta(n)$ é a matriz de canal, que pode ser representada por

$$\mathbf{H}_\theta^T(n) = \begin{bmatrix} p_{0,0}(n) & \cdots & p_{0,i}(n) & \cdots & p_{0,L-1}(n) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{m,0}(n) & \cdots & p_{m,i}(n) & \cdots & p_{m,L-1}(n) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{M-1,0}(n) & \cdots & p_{M-1,i}(n) & \cdots & p_{M-1,L-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times L}, \quad (2.30)$$

onde

$$p_{m,k}(n) = \alpha_k(n) e^{-j\beta m \Delta x \cos(\theta_k)} \quad (2.31)$$

e

$$\mathbf{w}(n) = \begin{bmatrix} w_0(n) \\ \vdots \\ w_m(n) \\ \vdots \\ w_{M-1}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1} \quad (2.32)$$

é o vetor de ganhos do processador espacial.

Semelhantemente aos equalizadores adaptativos supervisionados, o vetor de ganhos é adaptado através de um erro estimado, dado por

$$e(n) = a_{tr}(n) - a(n). \quad (2.33)$$

A Figura 2.14 apresenta a estrutura de grupo de M antenas adaptativas e esquema para o cálculo do erro.

Observa-se pelas Equações 2.27, 2.29 e 2.31 que cada k -ésimo percurso é ponderado pelo seu AOA (*Angle of Arrival*), θ_k e pela sua posição no vetor espacial. Com isto, o processador espacial consegue diferenciar e eliminar os percursos indesejados.

2.5 Algoritmos de Adaptação

2.5.1 Algoritmo do Gradiente

O método do gradiente, [50][52], tem como base a otimização da função quadrática do erro médio, que corresponde a uma função custo dada por

$$J(\mathbf{w}(n)) = E \left[\sum_i e_i(n) e_i(n) \right], \quad (2.34)$$

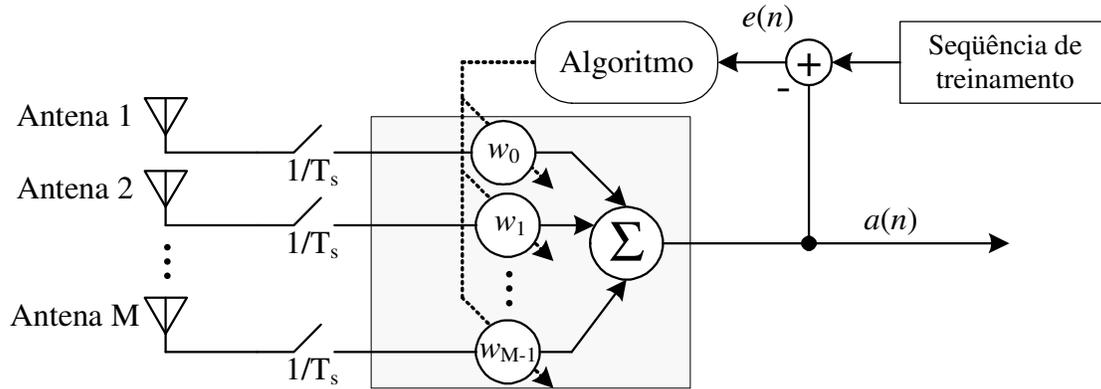


Fig. 2.14: Estrutura de um processador espacial adaptativo com M antenas

onde $E[\cdot]$ é o valor esperado. O gradiente em função do conjunto dos M parâmetros w_i é dado por

$$\nabla = \frac{\partial J(\mathbf{w}(n))}{\partial \mathbf{w}}. \quad (2.35)$$

A solução desse sistema de equações leva à condição de Wiener-Hopt [50][52], dada por

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xd}, \quad (2.36)$$

onde \mathbf{R}_{xx} é a matriz de auto-correlação dos dados de entrada do filtro e \mathbf{r}_{xd} é o vetor de correlação cruzada da entrada com o sinal de referência [50].

Em geral, a medição exata do gradiente não é possível e na prática o gradiente é estimado com os dados disponíveis no momento. Esta aproximação leva ao método do gradiente estocástico ou LMS (*Least-Mean-Square*) [50][51]. O LMS faz a estimação instantânea da matriz de auto-correlação, \mathbf{R}_{xx} , e do vetor de correlação cruzada, \mathbf{r}_{xd} .

2.5.2 Algoritmos de Adaptação Cega

Os algoritmos supervisionados têm como ponto fraco a necessidade de um sinal de treinamento para o cálculo da função erro $e(n)$. Esse sinal de referência diminui a capacidade de transmissão do sistema, dado que é uma informação já conhecida no receptor. Todavia, existem outras técnicas de calcular a função erro sem esta seqüência e os algoritmos que fazem uso destas técnicas são chamados de Algoritmos Cegos. Entre os algoritmos cegos mais conhecidos, estão o algoritmo DD (*Decision-Direct*), o Sato e o CMA (*Constant Modulus Algorithm*) [53][55][56][60][61][62], o algoritmo concorrente [54] entre outros.

No algoritmo DD a saída do equalizador ou do processador espacial é aplicada diretamente ao decisor e o sinal erro é dado por

$$e(n) = \tilde{a}(n) - \text{decisor}\{\tilde{a}(n)\}. \quad (2.37)$$

Se $\tilde{a}(n) = a(n)$ o algoritmo DD torna-se idêntico ao LMS supervisionado [62]. No caso do algoritmo de Sato, faz-se uma generalização da técnica DD para sinais multi-nível considerando-os como

fossem binários [56]. Esse algoritmo considera os múltiplos níveis como ruído, porém na média o algoritmo converge. O sinal estimado para cálculo do erro é dado por

$$e(n) = \tilde{a}(n) - \beta \text{sinal}\{\tilde{a}(n)\}, \quad (2.38)$$

onde β é dado por

$$\beta = \frac{E\{|a_k|^2\}}{E\{|a_k|\}} \quad (2.39)$$

O algoritmo CMA tem como base a otimização de uma função custo J_{cm} que tenta ajustar um potência p inteira da informação de saída do filtro adaptativo a uma constante real positiva r_p . Esta constante é escolhida de forma a projetar sobre um círculo todos os pontos da constelação de saída do filtro adaptativo [55][61]. O sinal erro do CMA é dado por

$$e(n) = \gamma - |\tilde{a}(n)|^2, \quad (2.40)$$

onde γ é a constante de dispersão dada por

$$\gamma = \frac{E\{|a_k|^4\}}{E\{|a_k|^2\}} \quad (2.41)$$

e a variável a_k corresponde ao alfabeto de símbolos possíveis da modulação utilizada. O algoritmo concorrente [54][63] utiliza uma forma engenhosa de acoplar o algoritmo DD com CMA, resultando em grande robustez, rápida convergência e capacidade de correção de fase (exceto por um fator de $\pi/2$).

2.6 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as técnicas e as características dos equalizadores e antenas adaptativas, sendo observado que estes dispositivos são de extrema importância em sistemas de comunicação. Este capítulo também caracterizou e definiu a ISI em um canal de comunicação em banda base, como descrito na Equação 2.3.

Todo referencial teórico deste capítulo serve como base para os próximos capítulos, principalmente para os Capítulos 4 e 5 que aplicam as técnicas estudadas aqui em sistemas CDMA e OFDM, respectivamente.

Capítulo 3

CDMA e OFDM

3.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é a apresentação dos conceitos que regem os sistemas de transmissão CDMA e OFDM, apresentando suas vantagens e seus problemas no intuito de possibilitar o entendimento dos próximos capítulos. Na Seção 3.2 apresenta-se a teoria que rege os conceitos e funcionamento da técnica de acesso CDMA, caracterizando-se o sinal transmitido e recebido frente a canais com ISI. Também é abordada a problemática de desempenho de seu receptor *Rake-Finger* frente às novas necessidades de banda larga. Na Seção 3.3 são apresentados os conceitos sobre sistemas OFDM, caracterizando o sinal transmitido e recebido em canais com ISI. Finalmente, a Seção 3.4 apresenta as conclusões.

3.2 Espalhamento Espectral e CDMA

3.2.1 Espalhamento Espectral

A chave da tecnologia CDMA é o espalhamento espectral (*Spreading Spectrum - SS*) [6][7][11][13][16], que melhora a robustez do sinal frente ao multi-percurso espalhando sua banda original em uma faixa maior de frequência. Existem duas formas de espalhamento espectral, uma por salto em frequência (*Frequency Hopping - FH-SS*) [6][7] e outra, utilizando espalhamento em seqüência direta (*Direct Sequence - DS-SS*) [6][7], que foi objeto de estudo desta tese.

A Figura 3.1 apresenta de forma simples o esquema de um transmissor em banda base do DS-SS, no qual uma fonte geradora de símbolos complexos, $a(n)$, a uma taxa R_s , passa pelo processo de espalhamento direto ao multiplicar seus símbolos pela seqüência, $x_{sc}(p)$ gerada a uma taxa de

$$R_c = SF \times R_s, \quad (3.1)$$

onde SF é o fator de espalhamento, *Spreading Factor*, e R_c é a taxa de chip. A seqüência de símbolos $x(p)$ é conhecida como seqüência de espalhamento e o resultado da saída do transmissor é o sinal complexo $z(p)$ de taxa R_c . A Figura 3.2 apresenta um exemplo do espalhamento no qual cada símbolo $a(n)$ é espalhado por uma seqüência formada por oito chips.

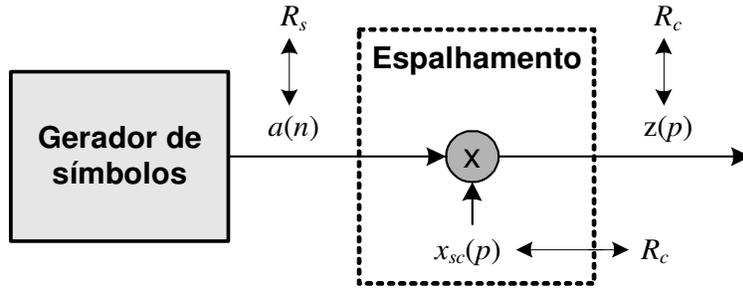


Fig. 3.1: Esquema de transmissor que utiliza a técnica de espalhamento espectral DS-SS.

A saída do transmissor DS-SS pode ser caracterizada por

$$\mathbf{z}(n) = \mathbf{x}_{sc}(n) \cdot a(n), \quad (3.2)$$

onde $\mathbf{x}_{sc}(n)$ é um vetor que corresponde à sequência de espalhamento dado por

$$\mathbf{x}_{sc}(n) = \begin{bmatrix} x_{sc}(p - nSF) \\ \vdots \\ x_{sc}(p - k - nSF) \\ \vdots \\ x_{sc}(p - SF + 1 - nSF) \end{bmatrix}_{SF \times 1}. \quad (3.3)$$

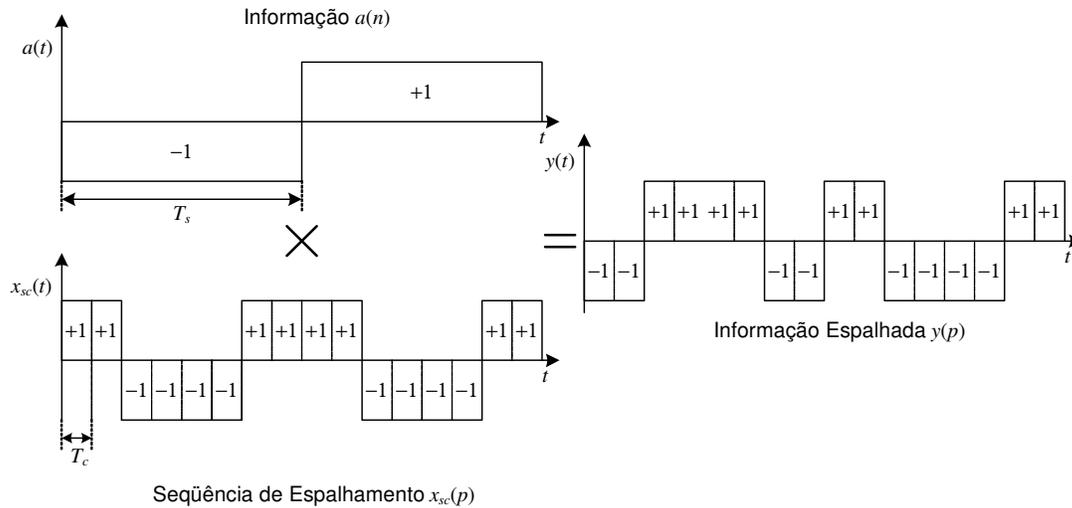


Fig. 3.2: Exemplo do processo de espalhamento por DS-SS. Cada símbolo $a(n)$ é espalhado pela sequência de chips $+1, +1, -1, -1, -1, -1, +1, +1$.

Supondo que o sinal complexo $z(p)$ seja transmitido por um canal com ISI de resposta impulsiva

apresentada pela Equação 2.3, tem-se o sinal recebido em banda base definido como

$$u(p) = \sum_{i=0}^{L-1} \rho_i(p) e^{-j\theta_i(p)} z(p - \tau_i(p)) + r(p), \quad (3.4)$$

o qual pode ser reescrito em período de chip, de acordo com a Equação 2.5, da seguinte maneira

$$u(p) = \mathbf{h}_g^T(p) \mathbf{z}_d(p) + r(p). \quad (3.5)$$

onde $\mathbf{h}_g^T(n)$ é o vetor de ganhos complexos do canal definido no Capítulo 2.

O receptor, ilustrado de forma simples na Figura 3.3, armazena uma seqüência de SF chips a cada período T_s e processa-os da seguinte forma

$$\tilde{a}(n) = \left(\frac{1}{SF} \right) \tilde{\alpha}_0^* \{ \mathbf{u}^T(n) \mathbf{x}_{sc}(n - \tilde{\tau}_0(p)) \}, \quad (3.6)$$

onde $\tilde{\alpha}_0^*$ e $\tilde{\tau}_0(p)$ são estimativas do ganho complexo e do atraso de um percurso do canal, ao qual o receptor está alinhado. O vetor $\mathbf{u}^T(n)$ é caracterizado como

$$\mathbf{u}(n) = \begin{bmatrix} u(p - nSF) \\ \vdots \\ u(p - k - nSF) \\ \vdots \\ u(p - SF + 1 - nSF) \end{bmatrix}_{SF \times 1} \quad (3.7)$$

e representa os SF chips armazenados no receptor a cada período de símbolo.

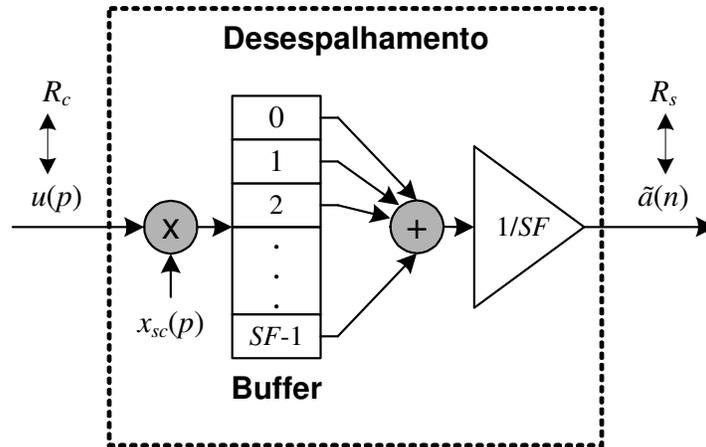


Fig. 3.3: Esquema de receptor para a técnica de espalhamento espectral DS-SS.

Expandido o vetor $\mathbf{u}(n)$, tem-se a seguinte expressão

$$\mathbf{u}(n) = \mathbf{h}_g^T(n) \mathbf{Z}_{SF}(n) + \mathbf{r}(n), \quad (3.8)$$

onde a matriz $\mathbf{Z}_{SF}(n)$ é formada por

$$\mathbf{Z}_{SF}(n) = \begin{bmatrix} z_{0,0} & \cdots & z_{0,k} & \cdots & z_{0,SF-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{i,0} & \cdots & z_{i,k} & \cdots & z_{i,SF-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{L-1,0} & \cdots & z_{L-1,k} & \cdots & z_{L-1,SF-1} \end{bmatrix}_{L \times SF} \quad (3.9)$$

com seus elementos caracterizados por

$$z_{i,k} = z(p - \tau_i(p) - k - nSF), \quad (3.10)$$

representa os atrasos de todos os percursos nos SF chips que compõem cada símbolo e $\mathbf{r}(n)$ é o vetor ruído associado ao vetor $\mathbf{u}(n)$.

Utilizando a Equação 3.2, pode-se reescrever os elementos da matriz $\mathbf{Z}_{SF}(n)$ como

$$z(i, k) = \begin{cases} x_{sc}(i, k) a(n) & \text{para } k < SF - L - 1 \\ x_{sc}(i, k) a(n - 1) & \text{para } k \geq SF - L - 1 \end{cases} \quad (3.11)$$

onde

$$x_{sc}(i, k) = x_{sc}(p - \tau_i(p) - k - nSF). \quad (3.12)$$

Desta forma, pode-se dizer que

$$\mathbf{u}^T(n) = \mathbf{h}_g^T(n) \begin{bmatrix} x_{sc}(0, 0) a(n) & \cdots & x_{sc}(SF - 1, 0) a(n) \\ [\mathbf{X}_{sc}(n)]_{SF-L-1} a(n) & | & [\mathbf{Y}_{sc}(n)]_L \end{bmatrix}_{L \times SF} + \mathbf{r}(n), \quad (3.13)$$

onde

$$[\mathbf{X}_{sc}(n)]_{SF-L-1} = \begin{bmatrix} x_{sc}(1, 0) & \cdots & x_{sc}(1, SF - L - 1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{sc}(i, 0) & \cdots & x_{sc}(i, SF - L - 1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{sc}(L - 1, 0) & \cdots & x_{sc}(L - 1, SF - L - 1) \end{bmatrix}_{(L-1) \times (SF-L-1)} \quad (3.14)$$

e

$$[\mathbf{Y}_{sc}(n)]_L = (\text{diag}_s(\mathbf{X}_L) a(n) + \text{diag}(\mathbf{X}_L) a(n - 1) + \text{diag}_i(\mathbf{X}_L) a(n - 1)), \quad (3.15)$$

onde as funções $\text{diag}_s(\cdot)$, $\text{diag}(\cdot)$ e $\text{diag}_i(\cdot)$ representam a diagonal superior, diagonal e diagonal inferior respectivamente. A matriz $[\mathbf{X}_{sc}(n)]_L$ é definida como

$$[\mathbf{X}_{sc}(n)]_L = \begin{bmatrix} x_{sc}(1, SF - L) & \cdots & x_{sc}(1, SF - 1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{sc}(i, SF - L) & \cdots & x_{sc}(i, SF - 1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{sc}(L - 1, SF - L) & \cdots & x_{sc}(L - 1, SF - 1) \end{bmatrix}_{L \times L} \quad (3.16)$$

assim, a Equação 3.6 pode ser reescrita como

$$\tilde{a}(n) = \left(\frac{1}{SF} \right) \alpha_0^* \left[\begin{array}{c} x_{sc}(0,0) a(n) \quad \cdots \quad x_{sc}(SF-1,0) a(n) \\ ISI_{chip}(n) \quad | \quad ISI_{simb}(n) \end{array} \right] \mathbf{x}_{sc}(n - \tau_0(p)), \quad (3.17)$$

ou

$$\tilde{a}(nTs) = g(n) a(n) + ISI_{chip}(n) + ISI_{simb}(n) + r(n), \quad (3.18)$$

sendo

$$g(n) = \left(\frac{1}{SF} \right) \tilde{\alpha}_0^* \alpha_0 \sum_{k=0}^{SF-1} x_{sc}^*(0,k) x_{sc}^*(0,k), \quad (3.19)$$

$$ISI_{chip}(n) = \left(\frac{1}{SF} \right) a(n) \sum_{i=1}^{L-1} \sum_{k=0}^{SF-i-1} \tilde{\alpha}_0^* \alpha_i x_{sc}(i,k) x_{sc}^*(0,k), \quad (3.20)$$

$$ISI_{simb}(n) = \left(\frac{1}{SF} \right) a(n-1) \sum_{i=1}^{L-1} \sum_{k=SF-i}^{SF-1} \tilde{\alpha}_0^* \alpha_i x_{sc}(i,k) x_{sc}^*(0,k), \quad (3.21)$$

onde ISI_{chip} é a ISI que ocorre entre os chips de um mesmo símbolo e ISI_{simb} é a ISI que ocorre entre chips de símbolos vizinhos. Como a seqüência de espalhamento $x_{sc}(n)$ é decorrelacionada com suas amostras em instantes diferentes, pode-se dizer que se $SF \gg L$ e o valor de $\tilde{\alpha}_0 = \alpha_0$, então os valores de ISI_{chip} e ISI_{simb} tendem a zero e o valor de $g(n)$ tende a um.

A Figura 3.4 apresenta o resultado da simulação do transmissor e receptor ilustrados nas Figuras 3.1 e 3.3, respectivamente, frente ao canal com perfil de atrasos apresentado na Figura 2.3. O sistema simulado utiliza modulação QPSK e é espalhado diretamente com códigos *gold* [46]. As curvas para vários tipos de espalhamento mostram que quanto maior o espalhamento menor é a ISI, com o desempenho do sistema aproximado-se de um canal AWGN.

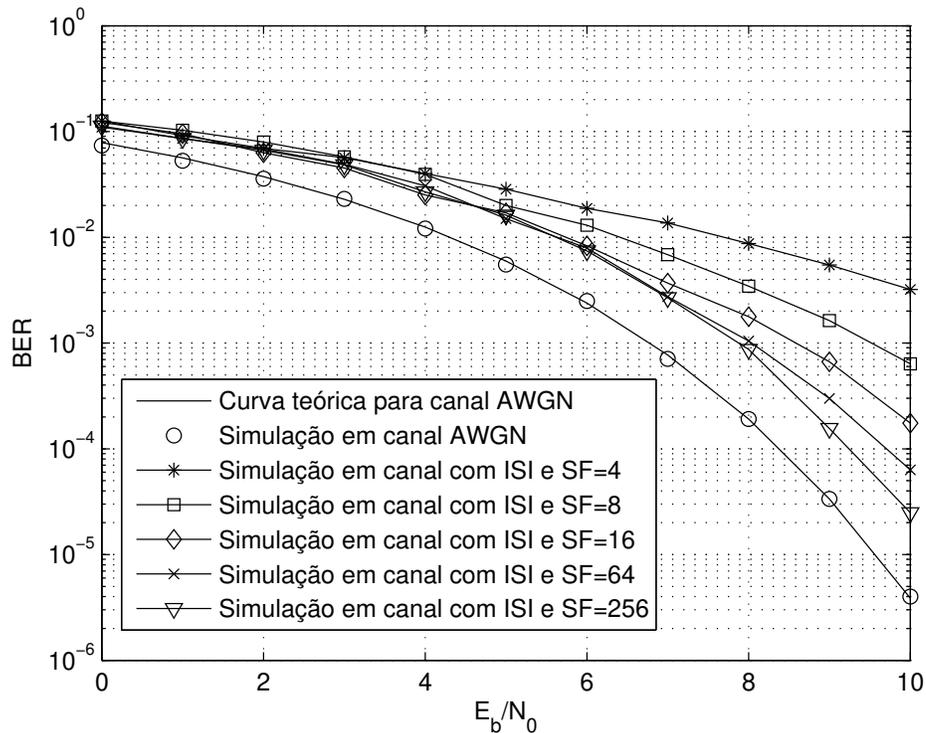


Fig. 3.4: Curva de desempenho, obtida por de simulação, para vários tamanhos de espalhamento espectral. Este resultado foi obtido para o canal ilustrado na Figura 2.3, utilizando modulação QPSK e espalhamento direto com códigos *gold*.

Desta forma, pode-se dizer que a técnica de DD-SS não necessita de equalização, porém o grande problema desta técnica é sua eficiência espectral, dado que deve-se utilizar uma banda SF vezes maior.

3.2.2 Acesso Múltiplo por Divisão de Código - CDMA

O CDMA (*Code Division Multiple Access*) é uma técnica de acesso multi-usuário que utiliza a técnica de espalhamento espectral, objetivando alocar vários acessos em uma única banda ao mesmo tempo. A idéia principal da técnica é utilizar códigos ortogonais nas seqüências de espalhamento. Teoricamente, pode-se alocar SF canais, espalhados de SF , em uma mesma banda e ao mesmo tempo. Os canais são separados no domínio de código que é ortogonal ao tempo e à frequência, como ilustrado na Figura 3.5.

A Figura 3.6 apresenta de forma simplificada um transmissor CDMA trabalhando no canal direto (canal de downlink). O canal direto é o canal utilizado entre a ERB (Estação Rádio Base) e o dispositivo móvel. Como foi apresentado na introdução, toda a revisão teórica desta seção irá referenciar o canal direto, dadas as propostas de equalização desta tese. Porém, é importante observar que as propostas podem também ser aplicadas, sem muitas modificações, ao canal reverso.

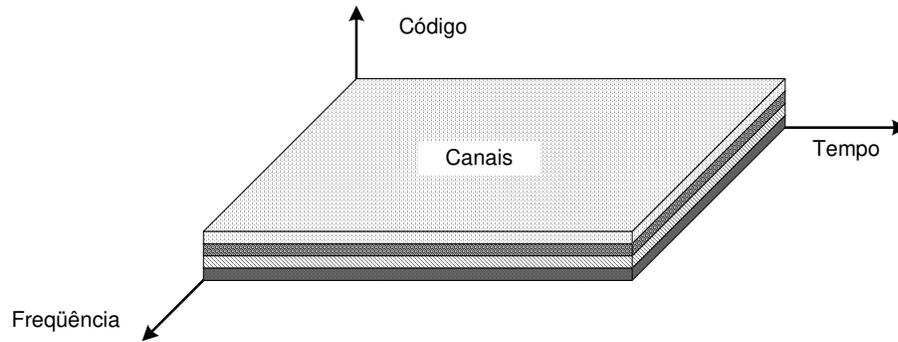


Fig. 3.5: Representação esquemática do espaço de código em relação aos espaços de tempo e frequência.

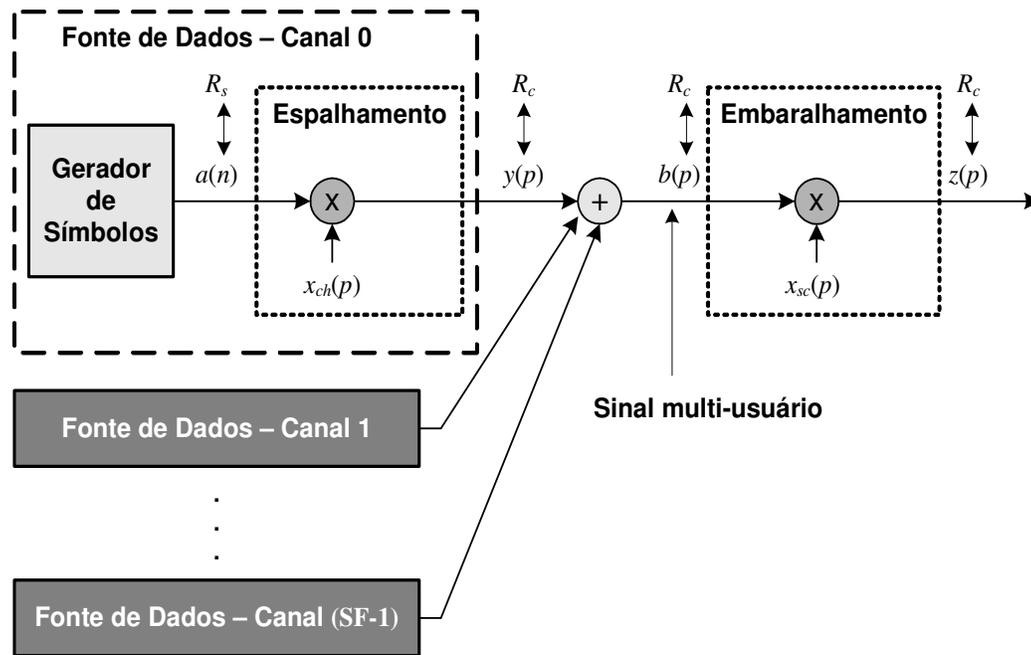


Fig. 3.6: Estrutura simplificada de um transmissor CDMA, para o canal direto, com SF canais.

De acordo com a Figura 3.6, pode-se dizer que o sinal de um k -ésimo canal é dado por

$$y^k(p) = a^k(n) x_{ch}^k(p), \quad (3.22)$$

onde $x_{ch}^k(p)$ é a seqüência de espalhamento do k -ésimo canal ou usuário. Este sinal é somado a outros canais formando um sinal multi-usuário ou multi-canal, dado por

$$b(p) = \sum_{l=0}^{SF-1} a^l(n) x_{ch}^l(p). \quad (3.23)$$

Normalmente utiliza-se no canal direto uma seqüência de espalhamento formada pelos códigos de Walsh, [7][13][16]. Os códigos de Walsh são códigos ortogonais que seguem as matrizes quadradas de Hadamard [7]. Assim, analisando as seqüências de espalhamento de forma vetorial, pode-se dizer que cada k -ésima seqüência é um vetor no espaço R^{SF} , dado por

$$\mathbf{x}_{ch}(p) = \begin{bmatrix} x_{ch}^0(p) \\ \vdots \\ x_{ch}^k(p) \\ \vdots \\ x_{ch}^{SF-1}(p) \end{bmatrix}_{SF \times 1} \quad (3.24)$$

onde SF é o fator de espalhamento. Como as matrizes de Hadamard são quadradas, pode-se esperar que para um espalhamento de tamanho SF , existam SF vetores $\mathbf{x}_{ch}(p)$ ortogonais. Desta forma, pode-se concluir facilmente que para um espalhamento de tamanho SF podem-se utilizar SF canais na mesma banda e ao mesmo tempo.

O sinal de saída do transmissor ilustrado na Figura 3.6 pode então ser caracterizado por

$$z(p) = \sum_{l=0}^{SF-1} a^l(n) x_{ch}^l(p) x_{sc}(p), \quad (3.25)$$

onde $x_{sc}(p)$ é chamado de seqüência de *scrambling* (SCR). Geralmente, as seqüências de SCR são utilizadas para descorrelacionar temporalmente o sinal transmitido. Este processo facilita as etapas de sincronismo e estimação do canal utilizados pelo receptor convencional. No sistema IS-95 [49] são utilizados códigos pseudo-aleatórios e no sistema UMTS é utilizado um código pseudo-ortogonal chamado de *Gold Code* [6][36][37] para a SCR.

Supondo agora que o sinal $z(p)$ é transmitido por um canal AWGN com ISI modelada pela Equação 2.3, pode-se dizer que o sinal discreto recebido é dado pela Equação 3.5. Passando o sinal recebido pelo receptor apresentado na Figura 3.7, tem-se que o símbolo de saída do k -ésimo canal é dado por

$$\tilde{a}^k(n) = \left(\frac{1}{SF} \right) \tilde{\alpha}_0^* \{ \mathbf{u}^T(n) \mathbf{x}_{sc}^*(n - \tilde{\tau}_0(p)) \mathbf{x}_{ch}^k(n - \tilde{\tau}_0(p)) \}, \quad (3.26)$$

onde $\tilde{\alpha}_0^*$ e $\tilde{\tau}_0(p)$ são estimativas do ganho complexo e do atraso de um percurso do canal, ao qual o receptor está alinhado e $\mathbf{u}^T(n)$ pode ser caracterizado pela Equação 3.8 onde os elementos da matriz $\mathbf{Z}_{SF}(n)$, na Equação 3.9, são definidos como

$$z(i, l) = \begin{cases} \sum_{v=0}^{NC-1} a^v(n) x_{ch}^v(i, l) x_{sc}(i, l) & \text{para } l < SF - L - 1 \\ \sum_{v=0}^{NC-1} a^v(n-1) x_{ch}^v(i, l) x_{sc}(i, l) & \text{para } l \geq SF - L - 1 \end{cases} \quad (3.27)$$

onde

$$x_{ch}^v(i, l) = x_{sc}^v(p - \tau_i(p) - l), \quad (3.28)$$

e NC é o número de canais simultâneos. Utilizando o mesmo raciocínio nas Equações 3.5 a 3.18, tem-se que

$$\tilde{a}^k(n) = g_{CDMA}(n) a^k(n) + MAI^{chip}(n) + ISI_{chip}^{CDMA}(n) + ISI_{simb}^{CDMA}(n) + r(n), \quad (3.29)$$

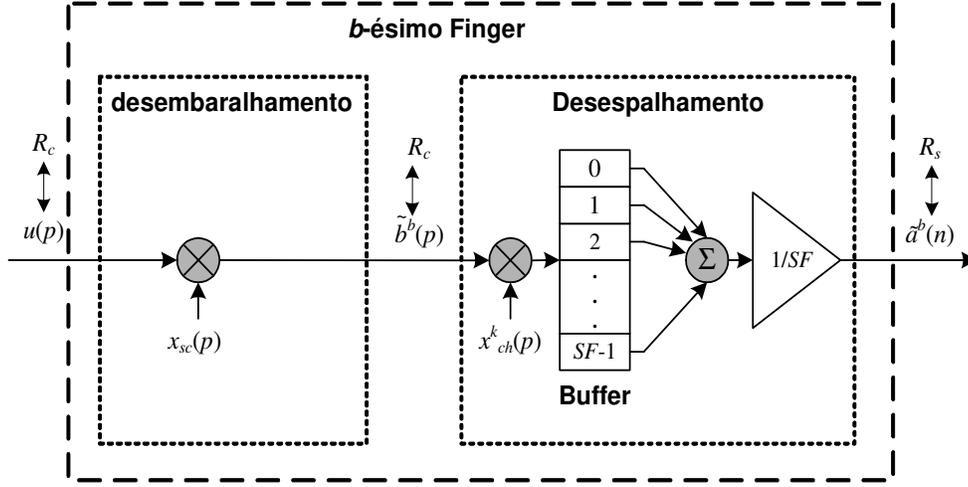


Fig. 3.7: Detalhe de um Finger.

onde

$$g_{CDMA}(n) = \left(\frac{1}{SF}\right) \tilde{\alpha}_0^* \alpha_0 \left(\sum_{l=0}^{SF-1} x_{sc}(0, l) x_{sc}^*(0, l) x_{ch}^k(0, l) x_{ch}^k(0, l) \right), \quad (3.30)$$

$$MAI^{chip}(n) = \left(\frac{1}{SF}\right) \sum_{l=0}^{SF-1} \sum_{\substack{v=0 \\ v \neq k}}^{NC-1} a^v(n) x_{sc}(0, l) x_{sc}^*(0, l) x_{ch}^v(0, l) x_{ch}^v(0, l), \quad (3.31)$$

$$ISI_{chip}^{CDMA}(n) = \left(\frac{1}{SF}\right) \left(ISI_{chip}(n) + MAI_{ISI}^{chip}(n) \right), \quad (3.32)$$

$$ISI_{chip}(n) = \sum_{i=1}^{L-1} \sum_{l=0}^{SF-i-1} \tilde{\alpha}_0^* \alpha_i a^k(n) x_{sc}(i, l) x_{sc}^*(0, l) x_{ch}^k(i, l) x_{ch}^k(0, l), \quad (3.33)$$

$$MAI_{ISI}^{chip}(n) = \sum_{i=1}^{L-1} \sum_{l=0}^{SF-i-1} \sum_{\substack{v=0 \\ v \neq k}}^{NC-1} \tilde{\alpha}_0^* \alpha_i a^v(n) x_{sc}(i, l) x_{sc}^*(0, l) x_{ch}^v(i, l) x_{ch}^v(0, l), \quad (3.34)$$

$$ISI_{simb}^{CDMA}(n) = \left(\frac{1}{SF}\right) \left(ISI_{simb}(n) + MAI_{ISI}^{simb}(n) \right), \quad (3.35)$$

$$ISI_{simb}(n) = \sum_{i=1}^{L-1} \sum_{l=0}^{SF-i-1} \tilde{\alpha}_0^* \alpha_i a^k(n-1) x_{sc}(i, l) x_{sc}^*(0, l) x_{ch}^k(i, l) x_{ch}^k(0, l), \quad (3.36)$$

$$MAI_{ISI}^{simb}(n) = \sum_{i=1}^{L-1} \sum_{l=0}^{SF-i-1} \sum_{\substack{v=0 \\ v \neq k}}^{NC-1} \tilde{\alpha}_0^* \alpha_i a^v(n-1) x_{sc}(i, l) x_{sc}^*(0, l) x_{ch}^v(i, l) x_{ch}^v(0, l), \quad (3.37)$$

onde $MAI^{chip}(n)$ é a MAI (*Multiple-access interference*) devido aos canais de dados, $ISI_{chip}(n)$ é a ISI no k -ésimo canal de dados, $MAI_{ISI}^{chip}(n)$ é a MAI devido a ISI, $ISI_{simb}(n)$ é interferência do símbolo vizinho e $MAI_{ISI}^{simb}(n)$ é a MAI devido à ISI em símbolo [7][13][16]. Como os canais de dados são ortogonais a $MAI^{chip}(n)$ pode ser facilmente eliminada pelo processo de despalhamento, porém, os interferentes $ISI_{chip}(n)$, $MAI_{ISI}^{chip}(n)$ e $MAI_{ISI}^{simb}(n)$ não são eliminados passando então a prejudicar o desempenho do receptor. Observa-se ainda, que o valor dos interferentes $MAI_{ISI}^{chip}(n)$ e $MAI_{ISI}^{simb}(n)$ é proporcional ao número de canais simultâneos, NC , utilizados.

As Figuras 3.8 e 3.9 apresenta o resultado da simulação do transmissor e receptor ilustrados nas Figuras 3.6 e 3.7, respectivamente, frente ao canal com perfil de atrasos apresentado na Figura 2.3. O sistema simulado utiliza modulação QPSK com códigos de Walsh para o espalhamento dos canais e códigos *gold* na etapa de embaralhamento. As curvas apresentadas nas Figuras 3.8 e 3.9 ilustram a redução de desempenho do sistema CDMA para vários números de canais simultâneos, NC .

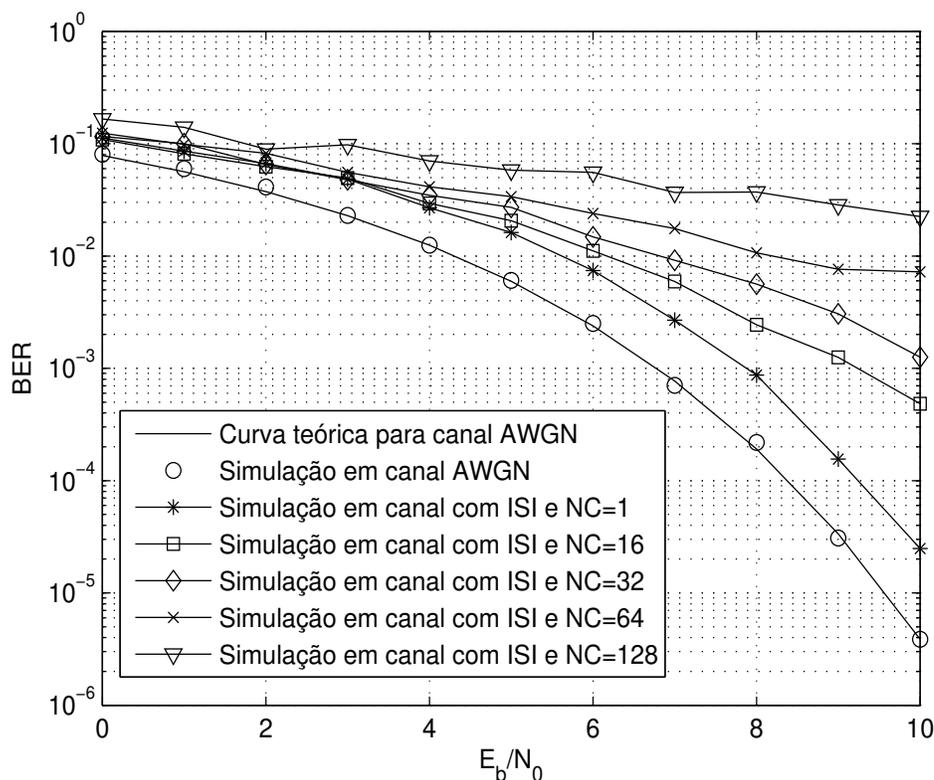


Fig. 3.8: Curva de desempenho, obtida por de simulação, para vários números de canais simultâneos. Este resultado foi obtido para o canal ilustrado na Figura 2.3, utilizando modulação QPSK e espalhamento direto com $SF = 256$.

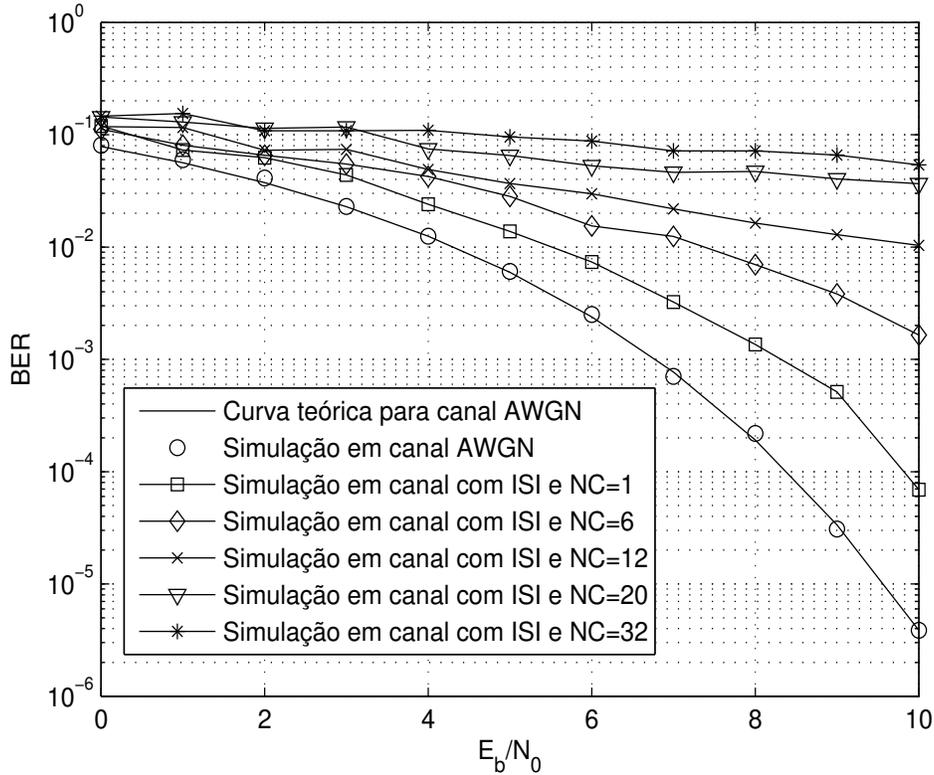


Fig. 3.9: Curva de desempenho, obtida por de simulação, para vários números de canais simultâneos. Este resultado foi obtido para o canal ilustrado na Figura 2.3, utilizando modulação QPSK e espalhamento direto com $SF = 32$.

3.2.3 Receptor *Rake-Finger*

O receptor *Rake-Finger* é o receptor convencional utilizado nos sistemas CDMA. A Figura 3.10 apresenta o diagrama de blocos de um receptor Rake formado por B fingers, onde cada *Finger* está associado a um percurso objetivando um ganho devido à diversidade temporal.

Para que cada *Finger* se alinhe a um percursos, deve-se utilizar um estimador de canal que a partir de uma técnica de correlação [6][7][16], estima um conjunto de B atrasos, $\mathbf{d}(n)$, e B ganhos complexos, $\mathbf{c}(n)$, dos L coeficientes do canal. Geralmente escolhe-se os coeficientes de maior ganho para compor este conjunto que pode ser representado pelos vetores

$$\mathbf{d}(n) = \begin{bmatrix} d_0(n) \\ \vdots \\ d_b(n) \\ \vdots \\ d_{B-1}(n) \end{bmatrix}_{B \times 1} \quad (3.38)$$

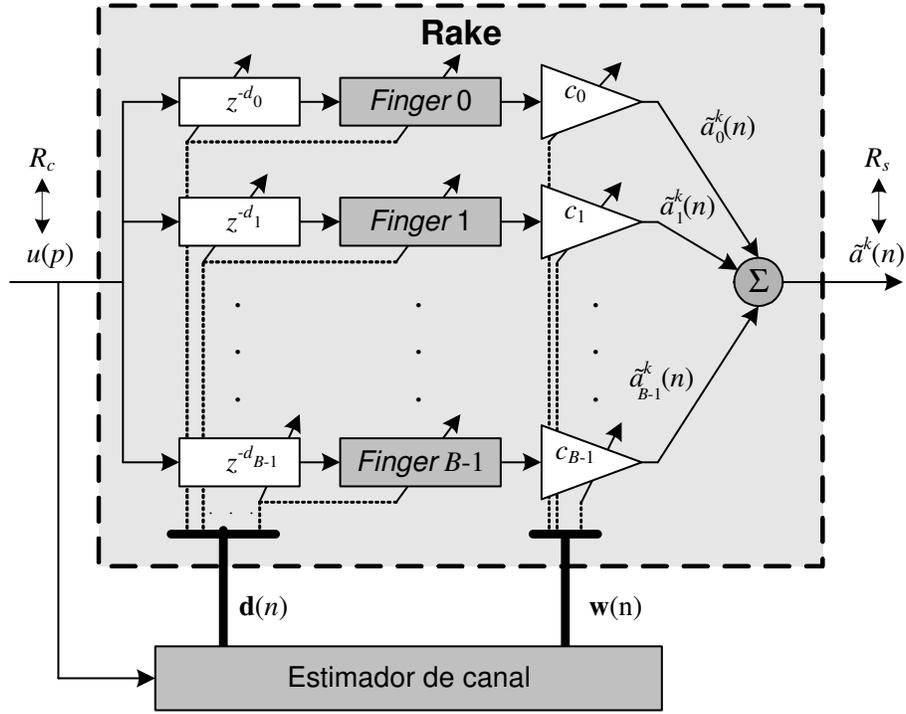


Fig. 3.10: Esquema de um receptor do tipo *Rake-Finger* com B *Fingers*.

e

$$\mathbf{c}(n) = \begin{bmatrix} c_0(n) \\ \vdots \\ c_b(n) \\ \vdots \\ c_{B-1}(n) \end{bmatrix}_{B \times 1} = \begin{bmatrix} \tilde{\alpha}_0^*(n) \\ \vdots \\ \tilde{\alpha}_b^*(n) \\ \vdots \\ \tilde{\alpha}_{B-1}^*(n) \end{bmatrix}_{B \times 1} \quad (3.39)$$

onde $d_b(n)$ e $\tilde{\alpha}_b^*(n)$ são uma estimativa do atraso e do ganho ganho complexo do b -ésimo percurso do canal de comunicação.

Tomando a Equação 3.26 como referência, pode-se dizer que o sinal na saída do *Rake*, para o k -ésimo canal de dados, é dado por

$$\tilde{a}^k(n) = \sum_{b=0}^{B-1} \tilde{a}_b^k(n), \quad (3.40)$$

onde $\tilde{a}_b^k(n)$ é a saída do b -ésimo finger que é expressa como

$$\tilde{a}_b^k(n) = \left(\frac{1}{SF} \right) c_b \{ \mathbf{u}^T(n - d_b) \mathbf{x}_{sc}^*(n - d_b) \mathbf{x}_{ch}^k(n - d_b) \}. \quad (3.41)$$

A Figura 3.11 ilustra um exemplo de desempenho do *Rake-Finger* em função do número de *Fingers* para um sistema QPSK com $SF = 32$.

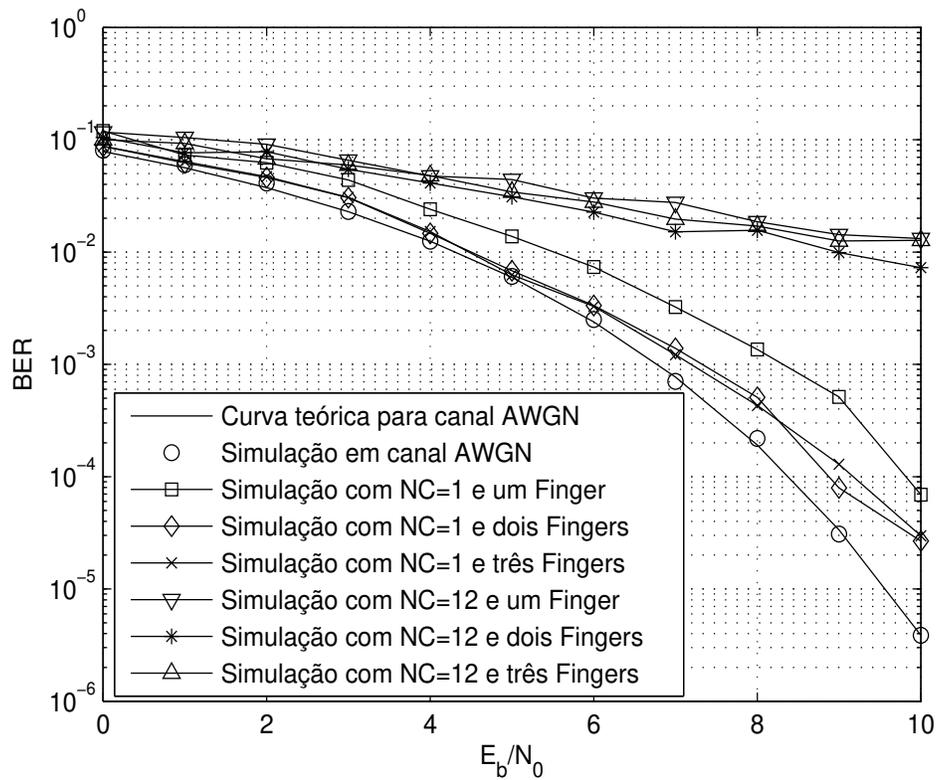


Fig. 3.11: Curva de desempenho, obtida por de simulação, para vários números de *Fingers*. Este resultado foi obtido para o canal ilustrado na Figura 2.3, utilizando modulação QPSK e espalhamento direto com $SF = 32$.

3.3 OFDM

3.3.1 Transmissor e Receptor OFDM

A técnica de transmissão OFDM consiste basicamente em transformar um sinal de portadora única, conhecido com *single carrier* (SC), de banda B Hz, em um sinal formado por M portadoras de banda B/M Hz. Diferentemente da técnica de FDM, na qual as informações de fontes distintas são multiplexadas em frequência, o OFDM paraleliza uma fonte de dados em várias outras que são transmitidas em sub-portadoras ortogonais[8][10].

Uma das vantagens de se transmitir desta forma é que cada sub-portadora pode vir a ter uma banda menor que a banda de coerência do canal. Em outras palavras, cada símbolo transportado na sub-portadora pode ter um período maior que o *delay spreading* do canal, melhorando a robustez do sistema frente ao problema de ISI [8][10]. O período do símbolo OFDM, T , é dado por

$$T = T_s/M, \quad (3.42)$$

onde T_s é o período dos símbolos da fonte de dados ou também o período das amostras do símbolo

OFDM.

A técnica de transmissão OFDM, poderia teoricamente ser implementada com um banco de osciladores para a geração das sub-portadoras ortogonais, o que seria impraticável para um número grande de sub-portadoras. Finalmente, o transmissor OFDM pode ser implementado de forma discreta com a utilização da Transformada Discreta de Fourier (DFT - *Discrete Fourier Transform*). A Figura 3.12 ilustra em diagrama de blocos o transmissor em banda base OFDM.

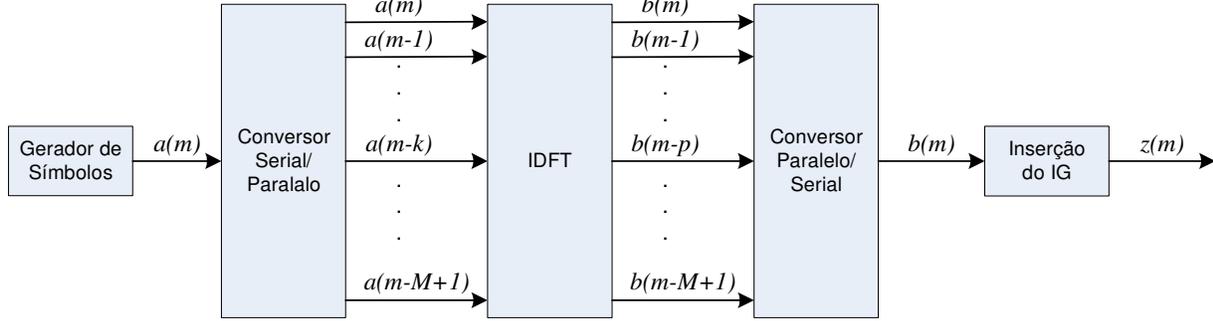


Fig. 3.12: Diagrama de blocos de um transmissor em banda base OFDM.

O sinal da p -ésima amostra, do m -ésimo símbolo OFDM, na saída da IDFT é dado por

$$b_p(m) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} a_k(m) e^{-j\frac{2\pi k}{M}p}, \quad (3.43)$$

onde M é o número de sub-portadoras e $a_k(m)$ é o k -ésimo símbolo complexo que será transmitido (também chamado de sub-portadora) no m -ésimo símbolo OFDM. Fazendo uma representação vetorial dos sinais do transmissor OFDM, tem-se que a cada instante m o transmissor armazena M símbolos $a_k(m)$ no vetor $\mathbf{a}(m)$ que é dado por

$$\mathbf{a}(m) = \begin{bmatrix} a_0(m) \\ \vdots \\ a_k(m) \\ \vdots \\ a_{M-1}(m) \end{bmatrix}_{M \times 1} = \begin{bmatrix} a(m) \\ \vdots \\ a(m-k) \\ \vdots \\ a(m-M+1) \end{bmatrix}_{M \times 1}. \quad (3.44)$$

Este vetor é então processado pela IDFT gerando um novo símbolo OFDM, $\mathbf{b}(m)$, caracterizado como

$$\mathbf{b}(m) = \mathbf{W}_{IDFT} \mathbf{a}(m), \quad (3.45)$$

onde \mathbf{W}_{IDFT} é matriz de ganhos da IDFT que é representada como

$$\mathbf{W}_{OFDM} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{w}_p \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{M-1} \end{bmatrix}_{M \times 1} \quad (3.46)$$

onde

$$\mathbf{w}_p = \left[e^{-j\left(\frac{2\pi 0}{M}\right)p} \quad \dots \quad e^{-j\left(\frac{2\pi k}{M}\right)p} \quad \dots \quad e^{-j\left(\frac{2\pi(M-1)}{M}\right)p} \right]_{1 \times M}. \quad (3.47)$$

O símbolo OFDM pode ser caracterizada como

$$\mathbf{b}(n) = \begin{bmatrix} b_0(m) \\ \vdots \\ b_p(m) \\ \vdots \\ b_{M-1}(m) \end{bmatrix}_{M \times 1} = \begin{bmatrix} b(m) \\ \vdots \\ b(m-p) \\ \vdots \\ b(m-M+1) \end{bmatrix}_{M \times 1}. \quad (3.48)$$

Após a inserção do IG, que pode ser caracterizado vetorialmente por

$$\mathbf{IG}(n) = \begin{bmatrix} IG(n-K) \\ \vdots \\ IG(n-K-N_{IG}+1) \end{bmatrix}_{N_{IG} \times 1}, \quad (3.49)$$

tem-se

$$\mathbf{z}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{IG}(n) \\ \text{---} \\ \mathbf{b}(n) \end{bmatrix}_{(K+N_{IG}) \times 1}, \quad (3.50)$$

onde $z(n)$ é a amostra transmitida em banda base e $\mathbf{z}(n)$ é o símbolo OFDM composto de $M + N_{IG}$ amostras.

O símbolo OFDM é, então, transmitido por um canal com multi-percurso e AWGN, como ilustrado pela Figura 2.2 e caracterizado pela Equação 2.5. Supondo que o tamanho do IG, N_{IG} , seja um percentual de M e maior ou igual ao comprimento L do canal, pode-se afirmar que as $M + N_{IG}$ amostras do símbolo OFDM recebido são dadas por

$$\mathbf{x}(n) = (\mathbf{h}_g(n))^T \mathbf{Z}_d(n) + \mathbf{r}(n) \quad (3.51)$$

onde \mathbf{Z}_d é a matriz de atrasos formada pelos vetores apresentados na Equação 2.8, podendo ser representada por

$$\mathbf{Z}_d(n) = \left[\mathbf{B}'_d(n) \quad | \quad \mathbf{B}''_d(n) \quad | \quad \mathbf{IG}_d(n) \right]_{L \times (M+N_{IG})}, \quad (3.52)$$

onde $\mathbf{B}'_d(n)$ é a parcela de ISI dentro do símbolo OFDM, que é caracterizado como

$$\mathbf{B}'_d(n) = \begin{bmatrix} b(n-d_{0,0}) & \cdots & b(n-d_{0,L-1}) & \cdots & b(n-d_{0,M-L-1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b(n-d_{i,0}) & \cdots & b(n-d_{i,L-1}) & \cdots & b(n-d_{i,M-L-1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b(n-d_{L-1,0}) & \cdots & b(n-d_{L-1,L-1}) & \cdots & b(n-d_{L-1,M-L-1}) \end{bmatrix}_{L \times (M-L)}, \quad (3.53)$$

$\mathbf{B}_d''(n)$ é a parcela de ISI entre os símbolos OFDM e o IG, sendo descrito como

$$\mathbf{B}_d''(n) = \begin{bmatrix} b(n - d_{0,M-L}) & b(n - d_{0,K-L+1}) & \cdots & b(n - d_{0,M-1}) \\ b(n - d_{1,M-L}) & b(n - d_{1,K-L+1}) & \cdots & IG(n - d_{0,M-1}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b(n - d_{i,M-L}) & b(n - d_{i,K-L+1}) & \cdots & IG(n - d_{L-i,M-1}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b(n - d_{L-1,M-L}) & IG(n - d_{0,M-L+1}) & \cdots & IG(n - d_{L-2,M-1}) \\ IG(n - d_{0,M-L}) & IG(n - d_{1,M-L+1}) & \cdots & IG(n - d_{L-1,M-1}) \end{bmatrix}_{L \times L} \quad (3.54)$$

e $\mathbf{IG}_d(n)$ descreve a interferência dentro do IG e

$$d_{i,k} = \tau_i(n) - k. \quad (3.55)$$

No receptor, apresentado na Figura 3.13, a matriz $\mathbf{IG}_d(n)$ é descartada, ficando o sinal recebido como

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{h}_g(n)^T [\mathbf{B}'_d(n) \mid \mathbf{B}''_d(n)] + \mathbf{r}(n). \quad (3.56)$$

Após a IDFT tem-se a recuperação das M portadoras, onde a m -ésima portadora estimada é dada por

$$\hat{a}(n - m) = \mathbf{w}_m^*(n)^T \mathbf{x}(n) \quad (3.57)$$

e o conjunto de M portadoras pode ser representado pelo vetor

$$\hat{\mathbf{a}}(n) = \begin{bmatrix} a(n) \\ \vdots \\ a(n-p) \\ \vdots \\ a(n-M+1) \end{bmatrix}_{M \times 1} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_0^*(n)^T \mathbf{x}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{w}_p^*(n)^T \mathbf{x}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{M+1}^*(n)^T \mathbf{x}(n) \end{bmatrix}_{M \times 1}. \quad (3.58)$$

Reescrevendo a Equação 3.57, tem-se

$$\hat{a}(n - m) = \mathbf{h}_g(n)^T [\mathbf{B}'_d(n) \mid \mathbf{B}''_d(n)] \mathbf{w}_m^*(n) + (\mathbf{w}_m^*)^T \mathbf{r}(n). \quad (3.59)$$

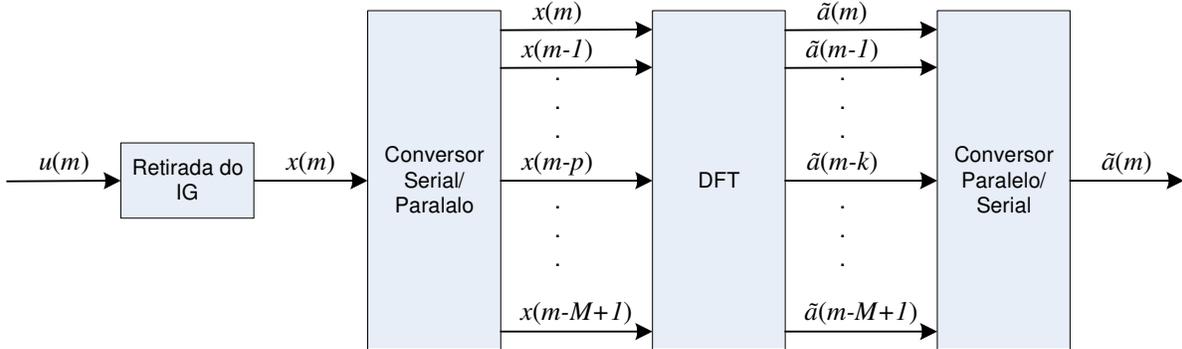


Fig. 3.13: Diagrama de blocos de um receptor em banda base OFDM.

3.4 Conclusões

Conforme apresentado nos Capítulos 1 e 2, a proposta deste trabalho é desenvolver equalizadores e antenas adaptativas para implementar o processo de recepção de sinais em sistemas CDMA e OFDM. Dentro desta perspectiva, este capítulo apresentou, de forma resumida, a teoria envolvendo os sistemas CDMA e OFDM, dando ênfase à caracterização do sinal recebido frente ao problema da ISI, entre os chips do sinal CDMA e entre as amostras dos símbolos OFDM. Esta caracterização foi o ponto de partida para o desenvolvimento dos receptores propostos nos Capítulos 4 e 5.

Capítulo 4

Equalização e Antenas Adaptativas Aplicados a Sistemas CDMA

4.1 Introdução

A partir da fundamentação teórica apresentada nos Capítulos 2 e 3, este capítulo tem como objetivo apresentar três propostas de esquema de recepção com processamento espaço-tempo visando melhorar o desempenho de sistemas CDMA frente ao receptor convencional. A primeira proposta faz uso de um receptor com um equalizador adaptativo do tipo DFE, detalhado no Capítulo 2, e treinado por uma seqüência Piloto Dedicada Multiplexada no Tempo (PDMT). Vale salientar que o DFE associado ao PDMT traz ganhos consideráveis quando comparado ao receptor convencional *Rake-Finger*. A segunda proposta aborda um novo esquema de sinal Piloto Comum Multiplexado no Tempo (PCMT). Essa estratégia simplifica o processo de treinamento e elimina algumas restrições de informação impostas na primeira proposta. Por outro lado, não foi possível a utilização do equalizador DFE, no entanto, foi utilizado um equalizador linear que também melhorou o desempenho do sistema quando comparado com o receptor convencional. Finalmente, a terceira proposta utiliza um Filtro Espaço-Tempo com duas antenas e equalizadores do tipo DFE. Este filtro, aqui denominado MT-STR (*Multi-Target Space-Time Receiver*) foi proposto, originalmente, no projeto de pesquisa Unicamp-Ericsson [19][20][21][22].

Os resultados de desempenho e os detalhes de funcionamento dos três esquemas de recepção propostos são apresentados nas seções seguintes. É importante enfatizar que os receptores sugeridos neste capítulo podem ser aplicados em outros sistemas de transmissão que utilizam CDMA, sejam os de banda larga (WCDMA) ou não. Todos os resultados apresentados foram simulados utilizando o sistema UMTS dada a necessidade de se obter de uma referência para comparação dos dados. No padrão UMTS, o PDMT é chamado de DPCCCH (*Dedicated Physical Control Channel*)[1][2][3][4].

Este Capítulo está organizado da seguinte forma: a Seção 4.2 é apresentada uma contextualização do problema para o sistema CDMA; as Seções 4.3, 4.4 e 4.5 tratam das primeira segunda e terceira propostas respectivamente e finalmente a Seção 4.6 apresenta as conclusões.

4.2 Equalização Adaptativa Aplicada a Sistemas CDMA

A utilização de esquemas adaptativos em sistemas CDMA foi proposto inicialmente para o canal reverso. As primeiras propostas para canal direto surgiram com equalizadores adaptativos no domínio de símbolo e não de chip. Em [64][65][66][67] existem algumas propostas para equalização adaptativa supervisionada em chip utilizando sinais de referência multiplexados em código [23][24][25][68][69][70].

É importante enfatizar que o canal com ISI retira a ortogonalidade dos códigos de canal, $x_{ch}(p)$, como apresentado no capítulo 3 e, desta forma, a MAI passa a limitar a capacidade do sistema. Assim, os filtros equalizadores e espaciais, no domínio de chip, podem ser vistos como filtros ortogonalizadores para os códigos de canal. Portanto, torna-se claro que os equalizadores e os processadores espaciais devem ser localizados antes do desespalhamento, ou seja, em nível de chip com o objetivo de minimizar o efeito da MAI.

Um outro ponto importante é a velocidade de adaptação do equalizador e do processador espacial, dado que a maior parte dos problemas acontecem no intervalo de chip. O equalizador e o processador espacial devem possuir referências de adaptação também neste intervalo. Assim, propostas que utilizam cálculo do erro em nível de símbolos podem ter problemas quanto a velocidade de convergência dos algoritmos de adaptação frente a canais rápidos. A adaptação em nível de chip trabalha com um sinal de referência multi-usuário (Equação 3.23) e para isto requer dados como: o número canais multiplexados, o número dos códigos e a potência de cada canal por quadro.

4.3 Equalização Adaptativa em Chip com PDMT

As Figuras 4.1 e 4.2 ilustram simplificada a primeira proposta deste Capítulo que consiste em substituir os *Fingers* do receptor *Rake*, apresentado na Figura 3.10, por um equalizador DFE em conjunto com um único *Finger*.

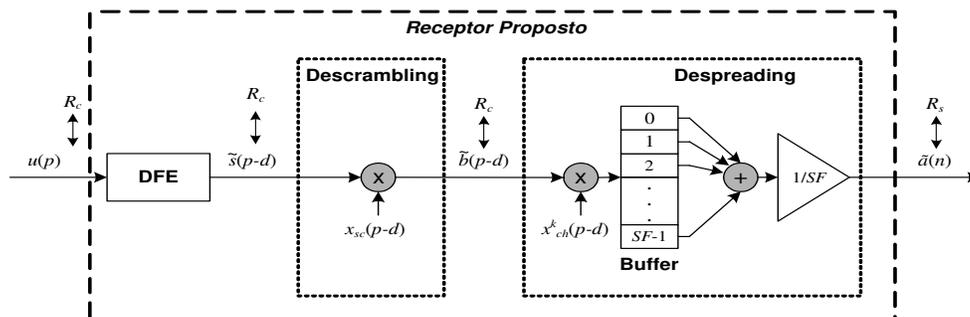


Fig. 4.1: Proposta de receptor para técnica CDMA com equalizador do tipo DFE com o PDMT.

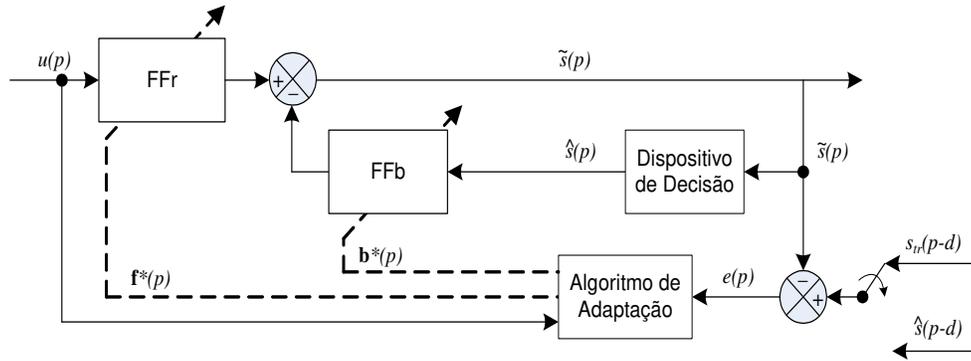


Fig. 4.2: Proposta de receptor para técnica CDMA com equalizador do tipo DFE com o PDMT. Detalhe do equalizador.

A Figura 4.2 apresenta de forma mais detalhada o processo de treinamento do equalizador, no qual o sinal de treinamento, $s_{tr}(p-d)$, é um sinal multi-usuário esquematizado na Figura 4.3 e caracterizado por

$$s_{tr}(p-d) = \sum_{k=0}^{SF-1} A_k s_k(p-d) x_{sc}(p-d) x_{ch}^k(p-d) \quad (4.1)$$

onde

$$A_k = \begin{cases} 0, & \text{se o } k\text{-ésimo canal não estiver sendo transmitido} \\ G_k, & \text{se o } k\text{-ésimo canal estiver sendo transmitido} \end{cases} \quad (4.2)$$

e $s_k(p-d)$ é o PDMT do k -ésimo canal.

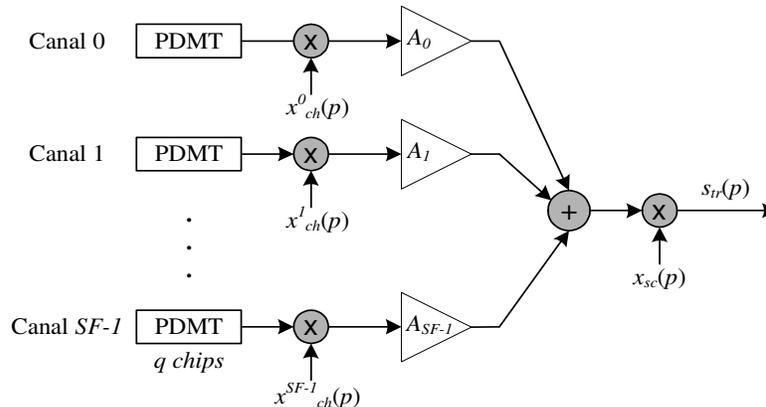


Fig. 4.3: Gerador da seqüência de treinamento para o equalizador.

Nesta proposta são necessárias três restrições para o funcionamento do algoritmo de adaptação, apresentadas na Tabela 4.1, e estas restrições estão associadas a um conjunto de informações sobre a configuração sobre a quantidade de canais de dados transmitidos pela ERB. Estas informações são

fundamentais para a construção da seqüência de treinamento e adequação do dispositivo de decisão do DFE para cada situação. Após a passagem do PDMT, o equalizador opera no modo DD [48][50]. A Figura 4.4 apresenta como o sinal transmitido deve ser multiplexado ao PDMT.

Tab. 4.1: Restrições impostas para o funcionamento do algoritmo de adaptação proposto nesta seção.

Restrições	Descrição
1	Fixar o espalhamento para todos os canais.
2	Informação de quais são os canais que estão sendo transmitidos.
3	Ganho G_k de todos os canais que estão sendo transmitidos.

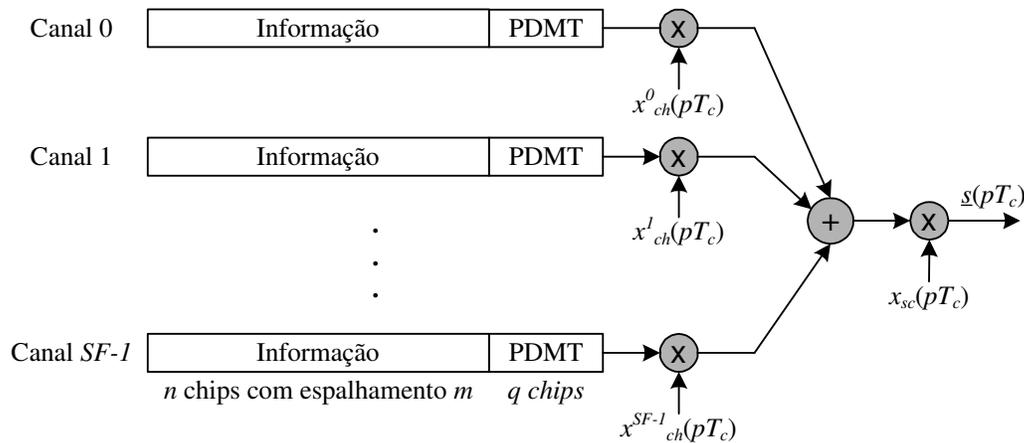


Fig. 4.4: Exemplo do processo de transmissão dos canais e multiplexação do PDMT. Os quadros (slots) são sincronizados e possuem o mesmo espalhamento.

As restrições impostas na Tabela 4.1 não são problemas para os sistemas que utilizam a técnica CDMA síncrona, como por exemplo o UMTS. Neste sistema existem 20 tipos de quadros [1][2][3][4], sendo que para cada tipo há um espalhamento fixo facilitando, assim, sua adequação as restrições impostas. Todavia, para que o UMTS utilize o esquema de recepção proposto, faz-se necessário seguir as seguintes regras:

1. O DPCCH é caracterizado como PDMT.
2. Todos os canais utilizam o mesmo tipo de quadro durante um intervalo de quadro.
3. Deve-se conhecer o Ganho, G_k , de todos os canais simultaneamente transmitidos.

O Algoritmo de adaptação utilizado é o LMS, apresentado no Capítulo 2, onde função erro é expressa por

$$e(p) = s_{tr}(p - d) - \tilde{s}(p) \quad (4.3)$$

e como $\tilde{s}(p)$ é uma estimativa de $s_{tr}(p - d)$, a solução do MSE é igual a apresentada no Capítulo 2.

4.3.1 Cenário de Simulação

Com o objetivo de avaliar o desempenho do receptor proposto, foram feitas várias simulações para o sistema UMTS. A Tabela 4.2 apresenta os parâmetros utilizados e os resultados são apresentados na próxima sub-seção.

Tab. 4.2: Parâmetros utilizados para a simulação do esquema de recepção proposto que compreende um equalizador DFE associado a um Finger.

Parâmetros	Valores
Taxa de chip	3.84Mcps
Taxa de bits por canal	240kbps
Taxa de bit total (100%)	7.68Mbps
Fator de espalhamento (SF)	32
Número de chips no DPCCH	320
Número de símbolos no DPCCH	10
Número de chips no DPDCH	2240
Número de símbolos no DPDCH	70
Número do formato do quadro (slot)	13
Número de canais utilizados nas simulações	12, 20 e 32
Código de canal (x_{ch})	<i>Orthogonal Variable Length Code</i>
Código de espalhamento (x_{sc})	<i>Gold Sequence</i>
Modulação	QPSK
Estimação dos coeficientes do canal	Ideal
Estimação do atraso dos coeficientes	Ideal
Codificação de canal	Nenhuma
Modelo de Canal	COST-259, Típico Urbano (TU) , 5km/h e 12km/h

A Figura 4.5 mostra o cenário de simulação proposto, no qual foi modelado uma ERB UMTS transmitindo dados por um canal variante no tempo, seguindo o modelo do COST-259. O sistema, modelado e simulado, representa uma célula com N canais escolhidos de forma aleatória e transmitidos simultaneamente para o cálculo da BER (*Bit Error Rate*). Os dados transmitidos foram testados, comparando o desempenho de um receptor *Rake-Finger* com estimação ideal de canal frente ao esquema de recepção proposto. Todos os outros dados de simulação utilizam o formato de quadro, Número 13, este utiliza 4480 chips (140 bits) para os dados (DPDCH) e 640 chips (20 bits) para o PDMT (DPCCH). Assim, o equalizador funcionou no modo supervisionado durante 640 chips e, depois funcionou do modo DD até o final do quadro.

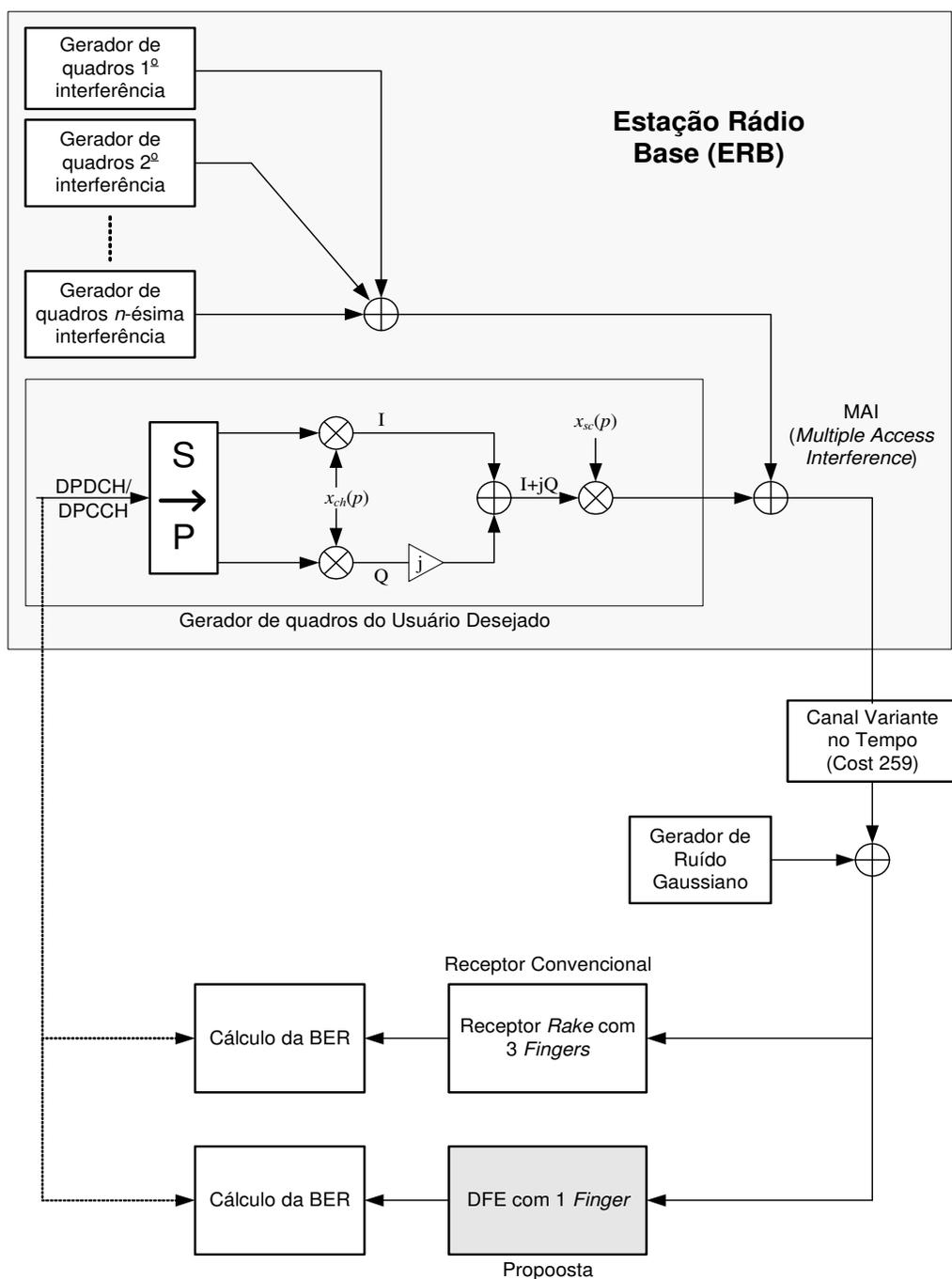


Fig. 4.5: Diagrama de blocos do esquema de simulação utilizado para testar a equalização com PDMT. O sistema simulado foi o UMTS, no qual o PDMT é o DPDCH. O sinal multi-usuário é passado pelo modelo de canal variante no tempo COST-259 e em seguida é adicionado um ruído Gaussiano.

4.3.2 Resultados

Os resultados de simulação permitiram avaliar o desempenho do receptor com DFE e PDMT proposto. As Figuras 4.6 e 4.7 apresentam a curva de desempenho (BER em função de E_b/N_0) do receptor para várias condições de número de canais de dados simultâneos. Todos os resultados apresentados levaram em consideração os parâmetros apresentados na Tabela 4.2. Em ambas as curvas também são apresentados a curva teórica e os resultados de simulação para o sistema QPSK em canal AWGN, visando validar o simulador utilizado. Nas Figuras 4.6 e 4.7 os resultados obtidos foram para um canal com ISI supondo uma estação móvel a 5km/h e 120km/h respectivamente.

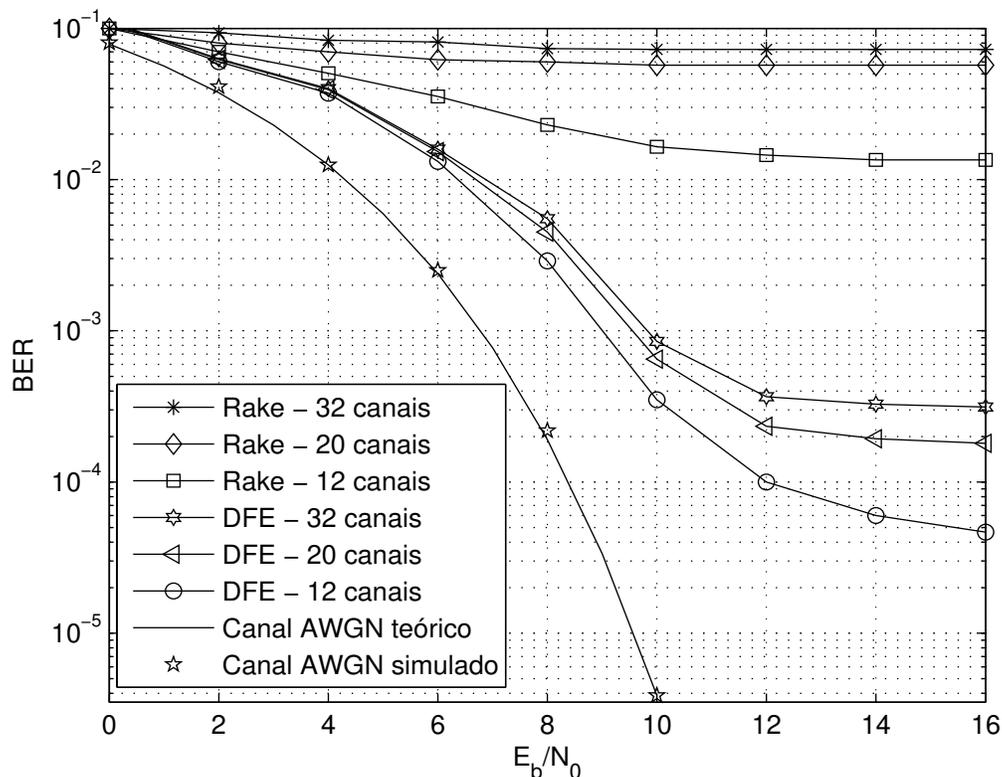


Fig. 4.6: Curva de desempenho do receptor com equalizador DFE e PDMT proposto, comparado com o *Rake-Finger* em um sistema UMTS. Na simulação foram utilizados como parâmetros: $SF = 32$, quadro Número 13, canal móvel do tipo TU (*Typical Urban*) à 5km/h e comprimento do equalizador $FF_r = 64$ coeficientes e $FF_b = 32$ coeficientes. Neste caso, o *Rake-Finger* trabalha com estimação ideal de canal.

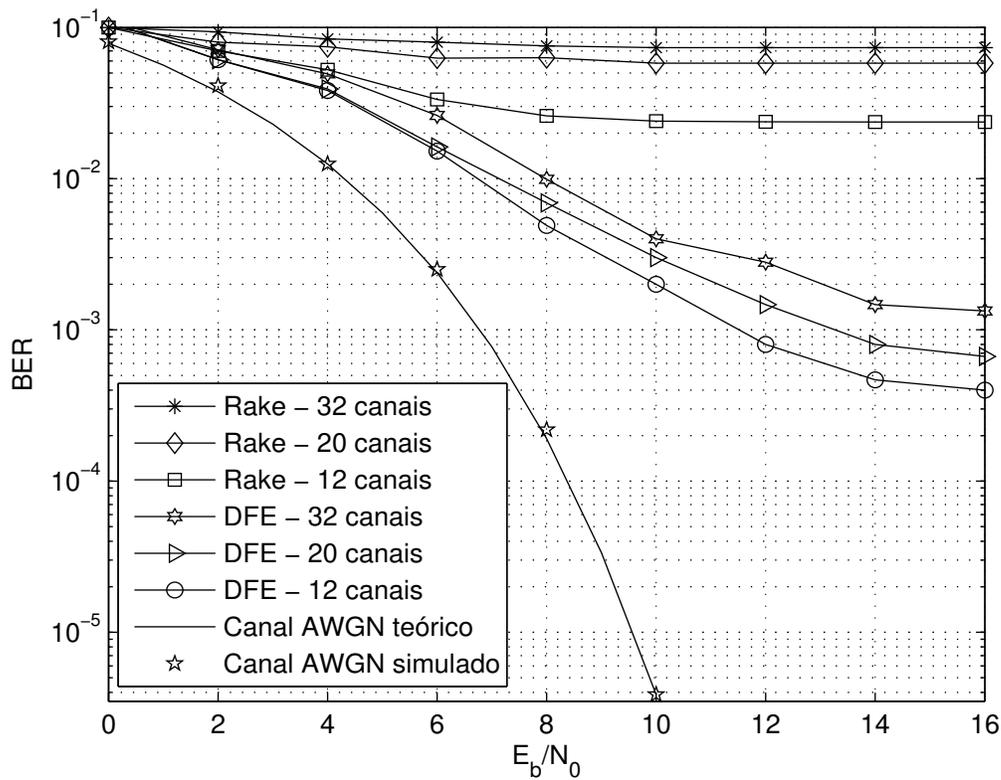


Fig. 4.7: Curva de desempenho do receptor com equalizador DFE e PDMT proposto, comparado com o *Rake-Finger* em um sistema UMTS. Na simulação foram utilizados como parâmetros: $SF = 32$, quadro Número 13, canal móvel do tipo TU (*Typical Urban*) à 120Km/h e comprimento do equalizador $FF_r = 64$ coeficientes e $FF_b = 32$ coeficientes. Neste caso, o *Rake-Finger* trabalha com estimação ideal de canal.

Como foi apresentado no Capítulo 3 e ilustrado nas Figuras 3.8 e 3.9, o desempenho do *Rake-Finger* é afetado diretamente pelo número de canais de dados multiplexados em código e como este receptor não tenta eliminar os interferentes apresentados nas Equações 3.31 a 3.35, o resultado das curvas apresentadas nas Figuras 4.6 e 4.7 para o *Rake-Finger* é esperado. Em todas as simulações com o *Rake-Finger* foram utilizados três *Fingers* que é um número apropriado em receptores convencionais [16][7].

Em ambos os casos, 5km/h e 120 km/h, o receptor com equalizador DFE apresentou um ganho de desempenho frente ao *Rake-Finger*, ganho este que era esperado dado que o equalizador tenta eliminar os interferentes apresentados nas Equações 3.31 a 3.35, enquanto que o *Rake-Finger* tenta compensar fazendo uso de diversidade temporal. Outro ponto relevante dos resultados é a pequena variabilidade do equalizador, em torno de 1dB, frente ao número de canais de dados simultâneos.

Em ambos os casos existe um patamar de desempenho mostrando que apesar da alta relação sinal/ruído o equalizador não consegue compensar por completo a ISI do canal de comunicação. Com relação a velocidade houve uma diferença de 10 vezes com relação a BER para o melhor resultado

e esta diferença era esperada porém mesmo neste caso a proposta com DFE apresenta melhores resultados que o *Rake-Finger*.

4.4 Equalização Adaptativa em Chip com PCMT

Um dos problemas da proposta anterior foi o conjunto de restrições apresentadas na Tabela 4.1. Estas condições servem para construção da seqüência de treinamento e adequação do decisor. Assim, propõe-se um esquema simples de multiplexação que utiliza um PCMT eliminando tais restrições. O objetivo consiste em multiplexar um sinal PCMT não multi-usuário para a obtenção de uma única referência independente do número de usuários transmitidos. A Figura 4.8 ilustra esquematicamente a multiplexação do PCMT no sinal transmitido.

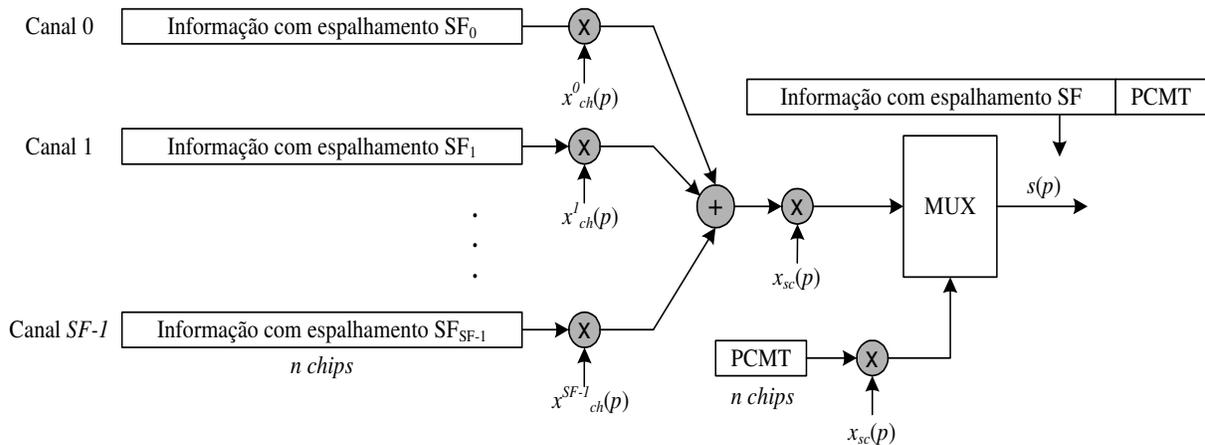


Fig. 4.8: Exemplo do processo de multiplexação do PCMT. Todos os canais possuem um mesmo piloto.

Assim, o equalizador não precisa montar uma seqüência de treinamento com base nas restrições da Tabela 4.1. Por outro lado, o novo esquema de recepção não consegue ajustar o decisor que necessita das referidas informações, inviabilizando a utilização do DFE e o modo de operação DD. Em função disto, esta proposta emprega um equalizador linear associado ao *Finger*, como apresentado nas Figuras 4.9 e 4.10.

O LMS, apresentado no Capítulo 2, foi também o algoritmo utilizado nesta proposta e a seqüência de treinamento é uma modificação da Equação 4.1, dada por

$$s_{tr}(p-d) = s_k(p-d) x_{sc}(p-d) \quad (4.4)$$

e a função erro é dada pela Equação 4.3.

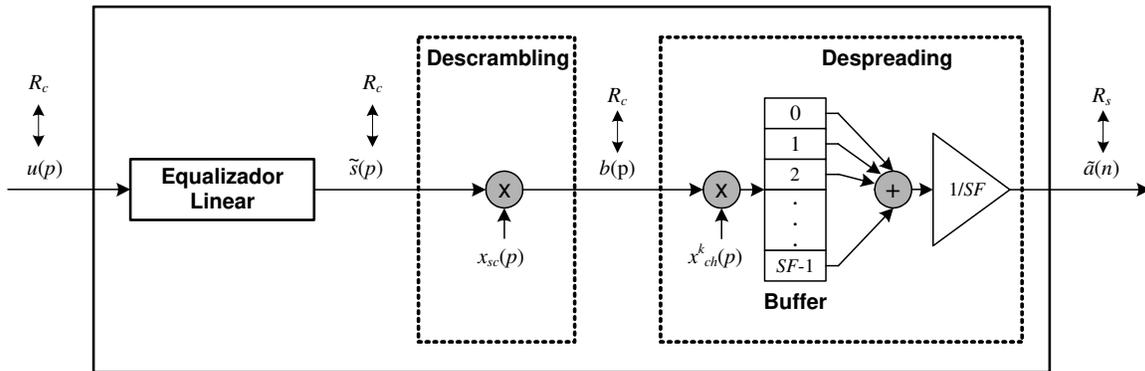


Fig. 4.9: Proposta de receptor para técnica CDMA com equalizador linear utilizado o PCMT.

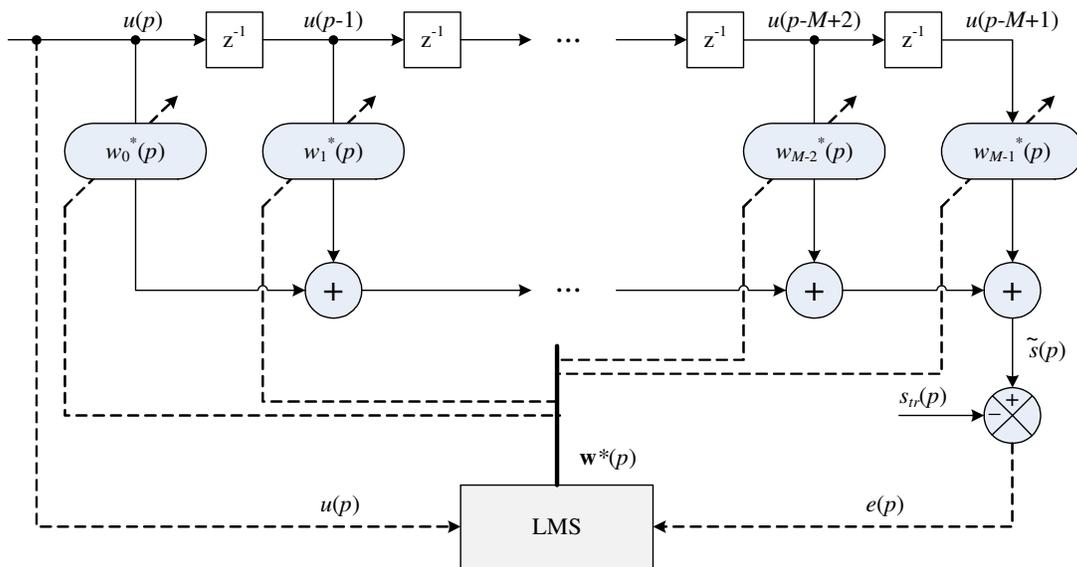


Fig. 4.10: Proposta de receptor para técnica CDMA com equalizador linear com o PCMT. Detalhe do equalizador

4.4.1 Cenário de Simulação

A Figura 4.11 apresenta o esquema de simulação construído para esta proposta, semelhante ao anterior, porém com o novo esquema de multiplexação do piloto, PCMT. No intuito de adequar ao sistema UMTS, o PCMT é o canal lógico DPCCH [1][2][3][4] multiplexado diretamente ao sinal multi-usuário. Seguindo a mesma linha da seção anterior, foram utilizados os mesmos parâmetros de simulação apresentados na Tabela 4.2, mas, neste caso, o equalizador foi treinado apenas durante os 320 chips do piloto por quadro.

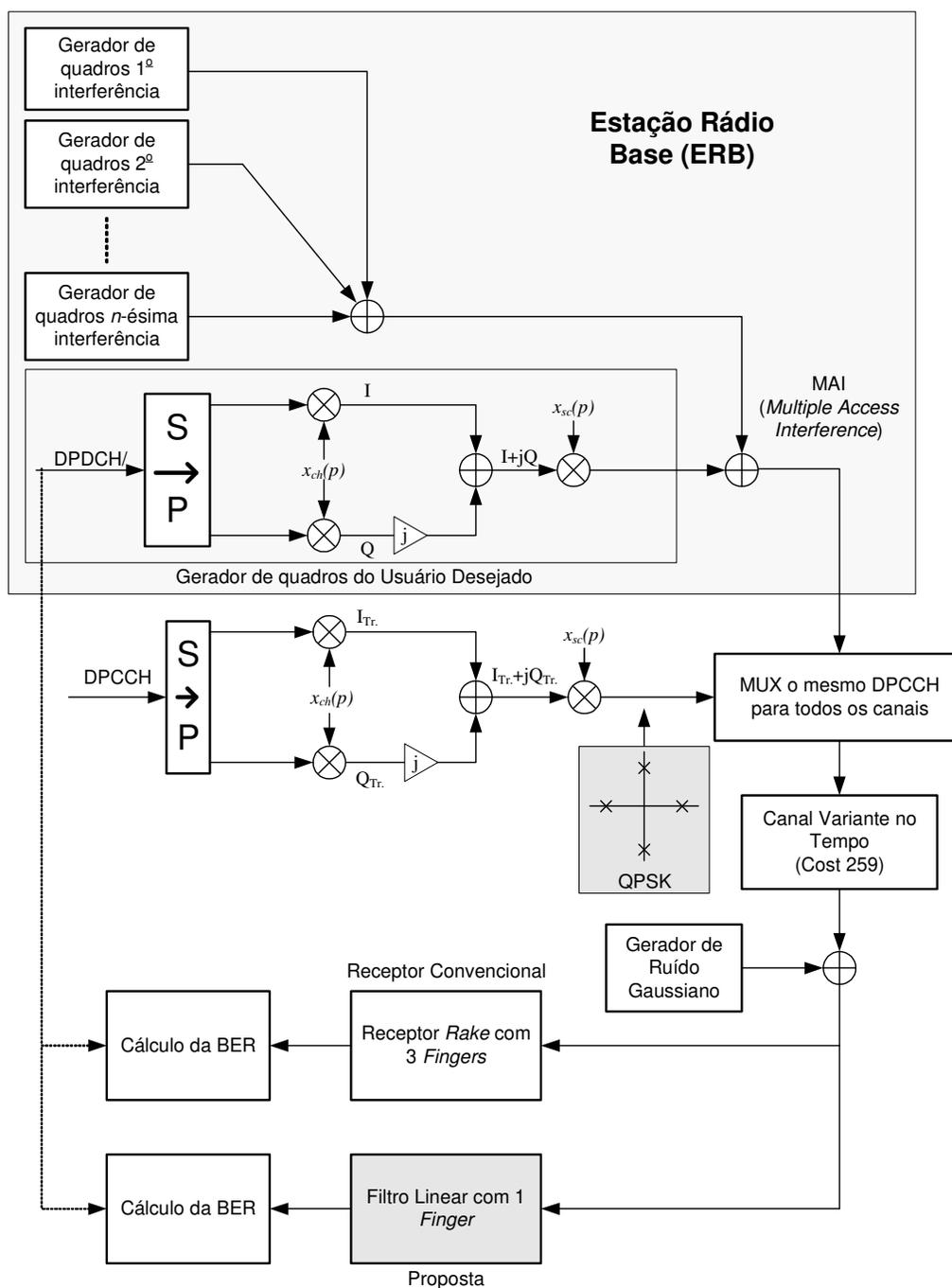


Fig. 4.11: Diagrama de blocos do esquema de simulação utilizado para testar o esquema de equalização linear com PCMT. O sistema simulado foi o UMTS no qual o PCMT é o mesmo DPCCCH para todos os usuários. O sinal multi-usuário é passado pelo modelo de canal variante no tempo COST-259 e em seguida é adicionado um ruído Gaussiano.

4.4.2 Resultados

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos, através de simulação, do receptor com um equalizador linear treinado pelo PCMT. As Figuras 4.12 e 4.13 mostram os resultados da curva de desempenho BER em função E_b/N_0 . Da mesma forma que a seção anterior, foram realizadas simulações para canais móveis a 5km/h e 120km/h como ilustrado nas Figuras 4.12 e 4.13 respectivamente. Em ambas as curvas também são apresentados a curva teórica e os resultados de simulação para o sistema QPSK em canal AWGN, que têm por objetivo validar o simulador desenvolvido.

Observa-se a melhor performance na curva de BER do esquema de recepção com equalizador linear e PCMT frente ao *Rake-Finger*, porém nota-se um desempenho inferior ao receptor com DFE e PDMT apresentado na seção anterior. Este resultado já era esperado, dado que o equalizador linear precisaria de um comprimento infinito para eliminar completamente a ISI.

Para ambos os casos apresentados nas Figuras 4.12 e 4.13, também existe um patamar de desempenho mostrando que apesar da alta relação sinal/ruído o equalizador linear não consegue compensar por completo a ISI do canal de comunicação.

4.5 Proposta de um Receptor Espaço-Temporal com DFE e PDMT

O diagrama de blocos que representa esta proposta foi ilustrado na Figura 4.14. Este modelo, chamado de MT-STR, foi proposto originalmente no projeto Unicamp-Ericsson [20][21] e consiste de um banco de filtros espaço-tempo adequado ao *Rake-Finger* e semelhante ao apresentado no Capítulo 2.

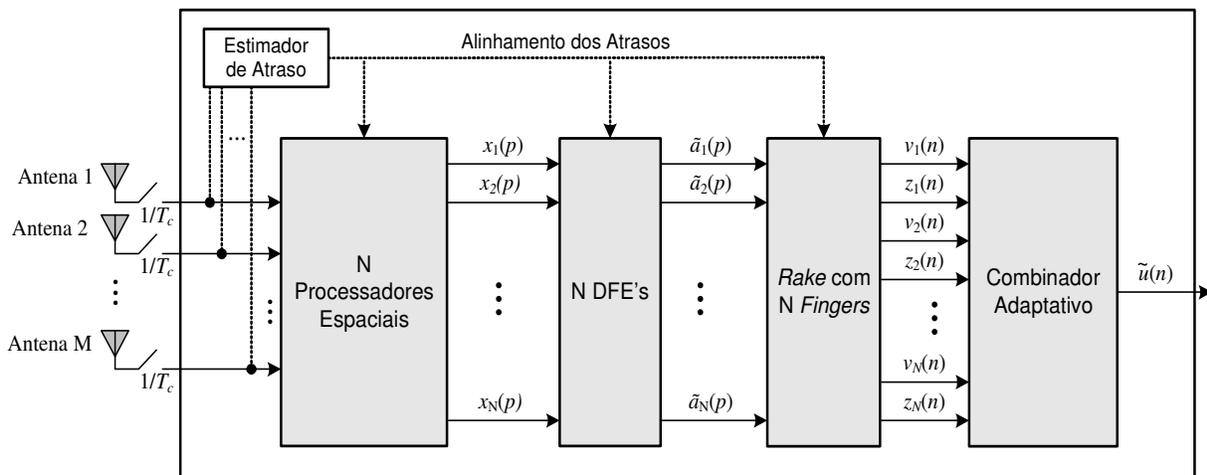


Fig. 4.14: Estrutura em diagramas de blocos do receptor espaço-temporal MT-STR.

O MT-STR é formado por um banco de N processadores espaciais acoplados a M antenas. Esses elementos são ligados a um banco de N equalizadores numa relação um para um. Todo procedimento é feito em nível de chip e, após esta etapa, o sinal é desespalhado por um banco de N Fingers que irão converter o sinal de sua representação no domínio de chip para o domínio de símbolo. Finalmente, os N sinais em nível de símbolo são combinados de forma adaptativa.

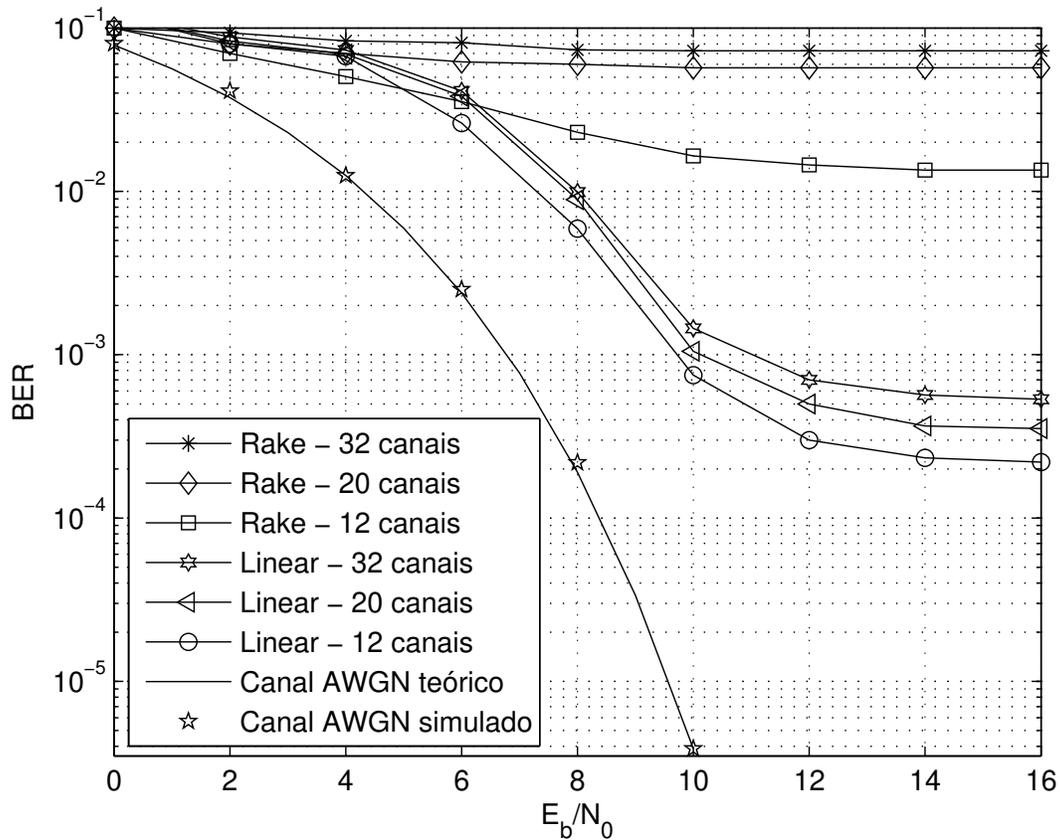


Fig. 4.12: Curva de desempenho do receptor com equalizador linear e PCMT proposto, comparado com o *Rake-Finger* em um sistema UMTS. Na simulação foram utilizados como parâmetros: $SF = 32$, quadro Número 13, canal móvel do tipo TU (*Typical Urban*) à 5km/h e comprimento do equalizador igual 40 coeficientes. Neste caso, o *Rake-Finger* trabalha com estimação ideal de canal.

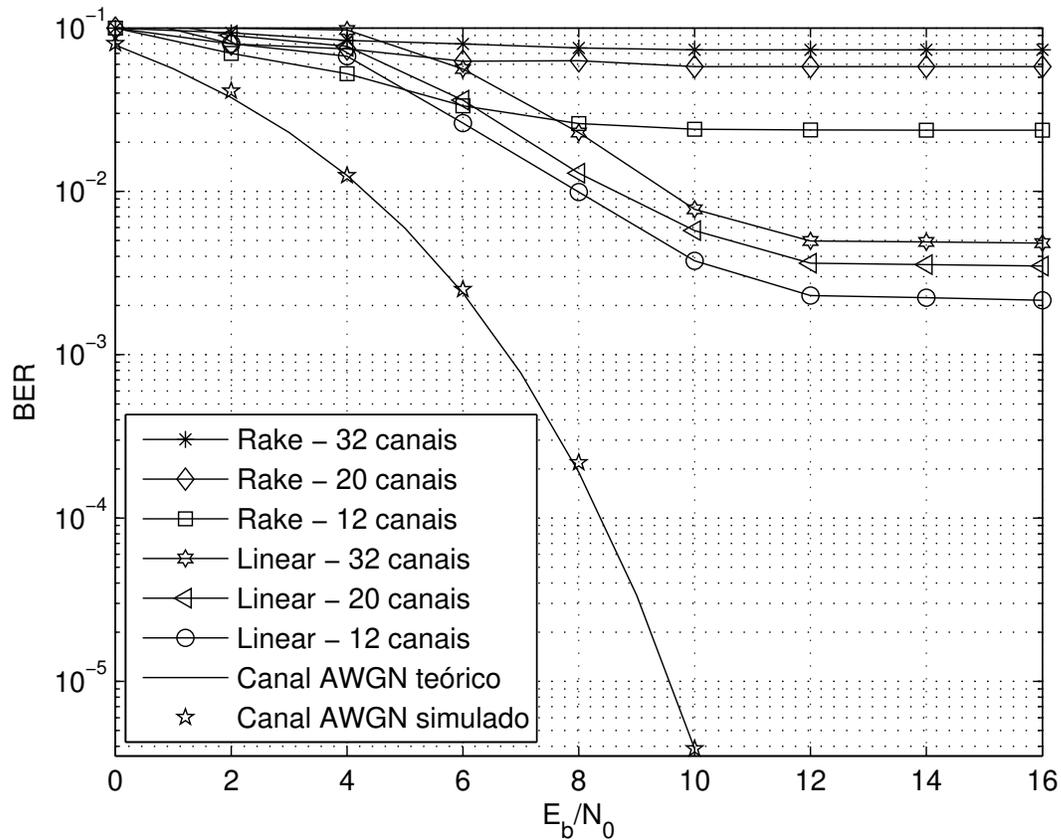


Fig. 4.13: Curva de desempenho do receptor com equalizador linear e PCMT proposto comparado com o *Rake-Finger* em um sistema UMTS. Na simulação foram utilizados como parâmetros: $SF = 32$, quadro número 13, canal móvel do tipo TU (*Typical Urban*) à 120km/h e comprimento do equalizador igual 40 coeficientes. Neste caso, o *Rake-Finger* trabalha com estimação ideal de canal.

A estrutura do MT-STR não especifica o tipo de equalizador e o tipo de sinal de treinamento que pode ser utilizado na adaptação dos processadores espaciais e dos equalizadores. Nesta tese, o MT-STR funciona com o equalizador DFE associado ao PDMT, porém com as restrições de funcionamento apresentadas na Tabela 4.1.

A Figura 4.15 apresenta com mais detalhes o banco de N processadores espaciais que trabalham em conjunto com M antenas, sendo que o k -ésimo processador espacial se alinha com um percurso específico e tenta zerar os demais. Nesta proposta, os processadores espaciais utilizam o algoritmo do LMS em conjunto com um PDMT no qual a seqüência de treinamento pode ser construída de acordo com a Figura 4.3. A Equação 2.23 caracteriza a saída do k -ésimo processador alinhado a um percurso e um AOA associado. Para tanto, é necessário conhecer os atrasos do canal com o uso de um estimador.

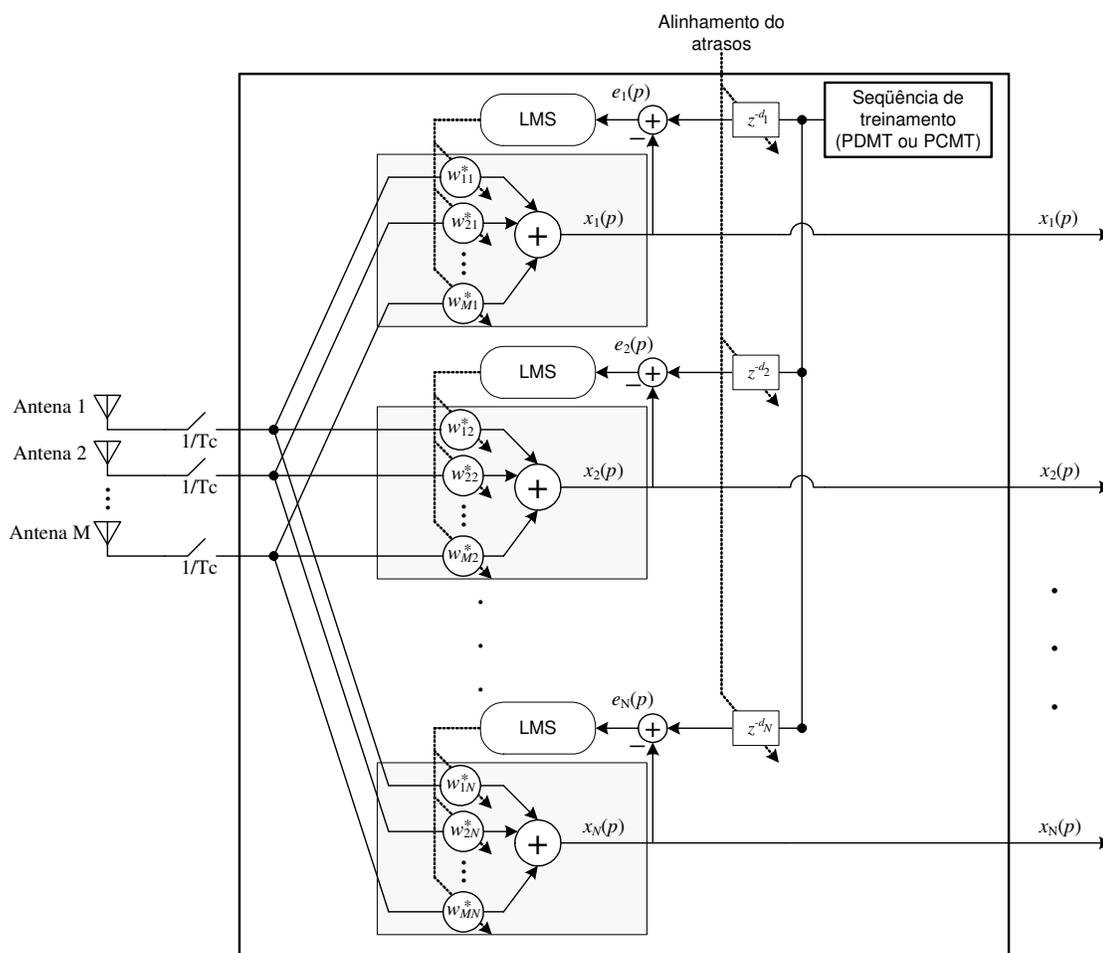


Fig. 4.15: Estrutura do banco de N processadores espaciais, os quais estão associados a N equalizadores.

O sinal passa por um banco de N equalizadores supervisionados do tipo DFE, apresentado na Figura 4.16, apenas após ter sido processado pelos filtros espaciais. Se os equalizadores estiverem com o mesmo atraso de equalização eles irão alinhar as informações do banco, porém o DFE terá uma

resposta melhor se este atraso for próximo ao percurso alvo do filtro espacial associado. O MT-STR deve responsabilizar-se pelo alinhamento da informação após a etapa de equalização.

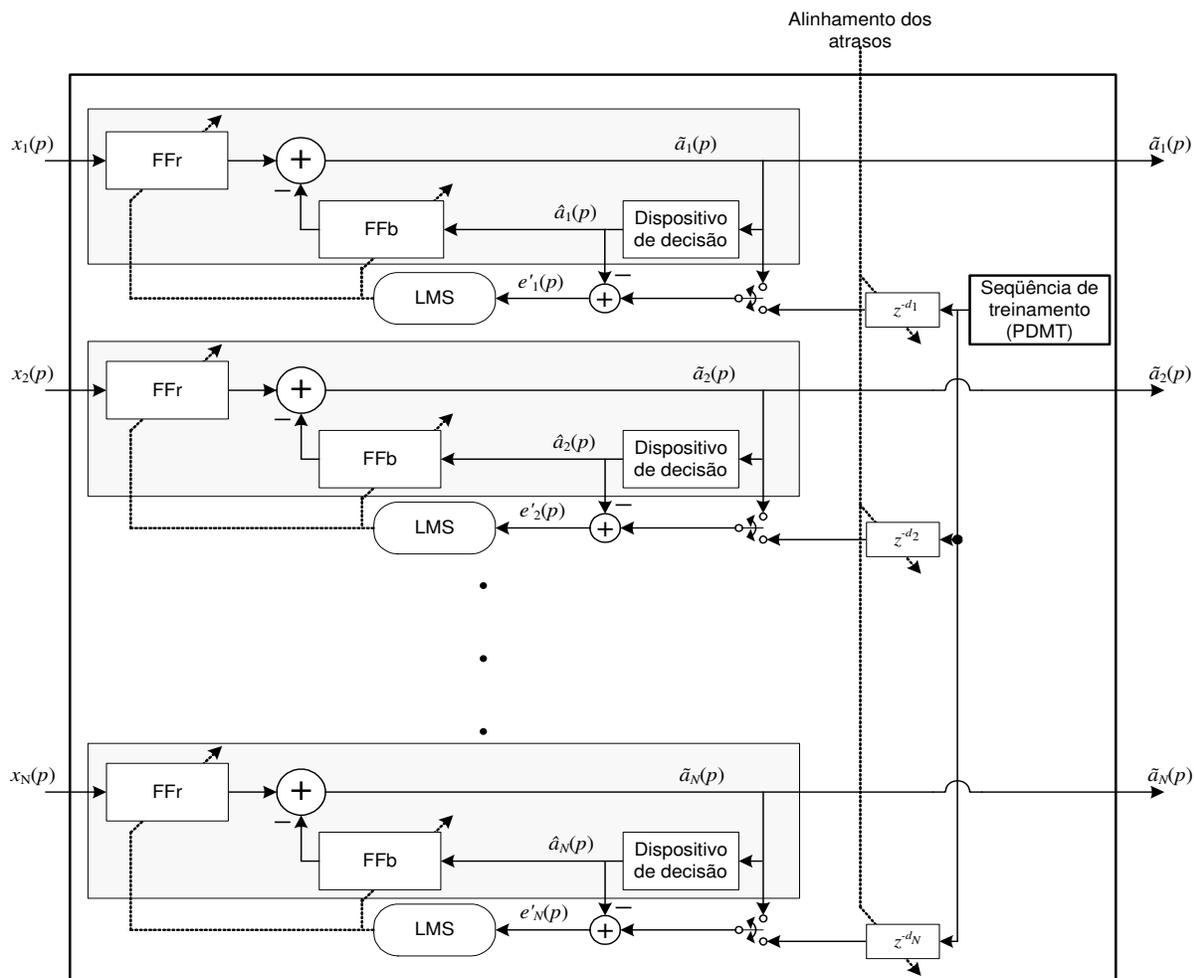


Fig. 4.16: Banco de equalizadores do tipo DFE utilizados no MT-STR.

Ao final do processo de equalização, o sinal passa por um conjunto de N *Fingers* para executar o procedimento de despalhamento, e então, é processado de forma adaptativa por um combinador utilizando a técnica do MRC (*Maximal Ratio Combiner*) [6]. O combinador adaptativo, treinado por um Piloto Comum Multiplexado em Código (PCMC), apresentado na Figura 4.17, tenta compensar os desvios de amplitude e de fase da constelação em nível de símbolo. O PCMC é um piloto comum para todos os canais de dados e ele é usado para estimação do canal de comunicação.

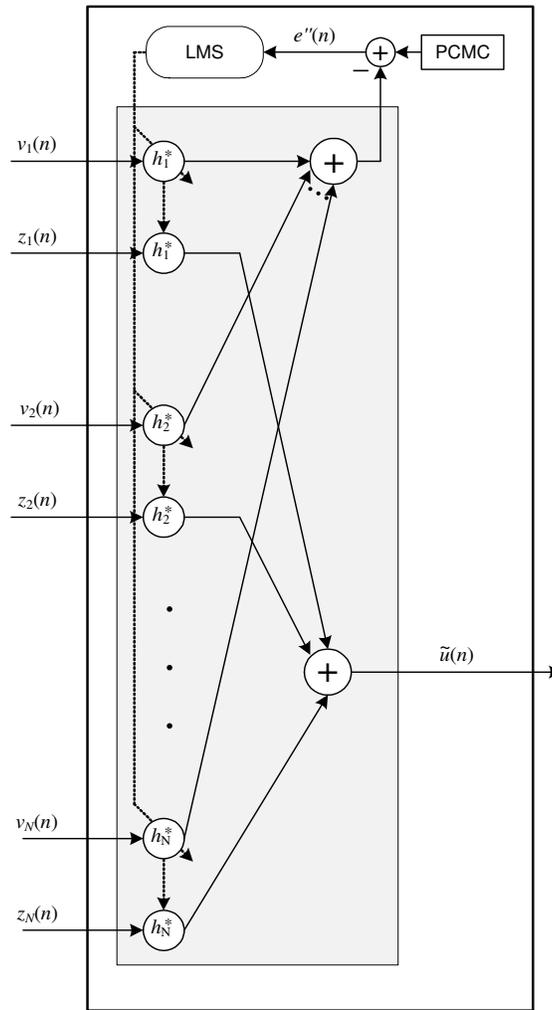


Fig. 4.17: Estrutura do Combinador Adaptativo utilizado no MT-STR.

4.5.1 Cenário de Simulação

A Figura 4.18 apresenta o esquema de simulação utilizado para testar o desempenho da proposta do receptor MT-STR com PDMT e equalizadores DFE. Como nas propostas anteriores apresentadas foi utilizado o sistema UMTS como referência para a simulação. Para que estes dados sirvam de comparação entre as seções anteriores foram utilizados os mesmos parâmetros apresentados na Tabela 4.2. Com relação ao número de antenas, em todas as simulações foram utilizadas duas antenas, esta restrição é devido ao espaçamento mínimo de $\frac{\lambda}{2}$ entre as antenas e o espaço físico da estação móvel. Para testar o funcionamento e a precisão do MT-STR foi feita uma simulação, com parâmetros apresentados na Tabela 4.2, para um canal estático com o perfil ilustrado na Tabela 4.3.

Tab. 4.3: Perfil de canal utilizado para ilustrar a precisão do MT-STR quanto a sua diretividade.

Amplitude	0.3	0.5	1	0.9	0.7	0.6
Atraso (chips)	0	1	2	3	4	5
AOA	0°	30°	60°	90°	120°	150°

4.5.2 Resultados

As Figuras 4.19(a), 4.19(b) e 4.19(c) ilustram o diagrama de radiação das antenas adaptativas do MT-STR para o canal estático apresentado na Tabela 4.3. Os coeficientes escolhidos pelo MT-STR são os que possuem maior amplitude, ou seja, os que possuem AOA de 60°, 90° e 120°. O diagrama de radiação foi obtido através de simulação utilizando o esquema apresentado na Figura 4.18, com os parâmetros da Tabela 4.2 e o valor de $E_b/N_0 = 9\text{dB}$. Para esta simulação, são também apresentadas nas Figuras 4.20(a), 4.20(b) e 4.20(c) os coeficientes obtidos pelo equalizador associado a cada processador espacial. É importante observar que os processadores espaciais não foram tão diretos, mas, mesmo assim, tentam minimizar o efeito dos percursos interferentes, isto porque o número de antenas utilizadas na simulação é menor que o número de percursos indesejados.

As curvas de desempenho do MT-STR são apresentadas nas Figuras 4.21 e 4.22. Nelas observa-se um ganho de desempenho de 100 vezes, com relação a BER, quando comparado ao receptor convencional, confirmando a utilização do MT-STR nos sistemas CDMA. Pode-se afirmar, sem perda de generalidade, que o desempenho do MT-STR foi praticamente inalterado com o aumento do número de canais simultâneos de 12 para 32, sendo este 100% dos canais. Vale ressaltar que as Figuras 4.21 e 4.22 foram simuladas com estimação de canal ideal e não ideal, respectivamente, nos quais nota-se apenas uma pequena diferença de desempenho.

4.6 Conclusões

Este Capítulo apresentou três propostas de receptores para sistemas CDMA, cujo os resultados foram ilustrados com curvas de desempenho de taxa de erro em canais móveis com ISI. Os receptores apresentaram resultados melhores quando comparados ao *Rake-Finger*, mostrando desta forma sua aplicabilidade em sistemas CDMA. Dos resultados apresentados, pode-se observar que é possível trabalhar em situações de capacidade máxima, ou seja, com todos os códigos de canal e ainda assim obter um bom desempenho. É importante ressaltar que quanto mais códigos simultâneos maior é a banda de transmissão por célula.

Este Capítulo mostrou também que os processadores espaciais combinados aos equalizadores, como no caso do MT-STR, são uma alternativa eficiente para os atuais sistemas celulares de terceira geração, que estão em crescente demanda por todo mundo.

É importante observar que as estruturas apresentadas neste capítulo não precisaram adequar seus algoritmos de adaptação ao sistema CDMA, simplificando desta forma sua inserção aos receptores convencionais.

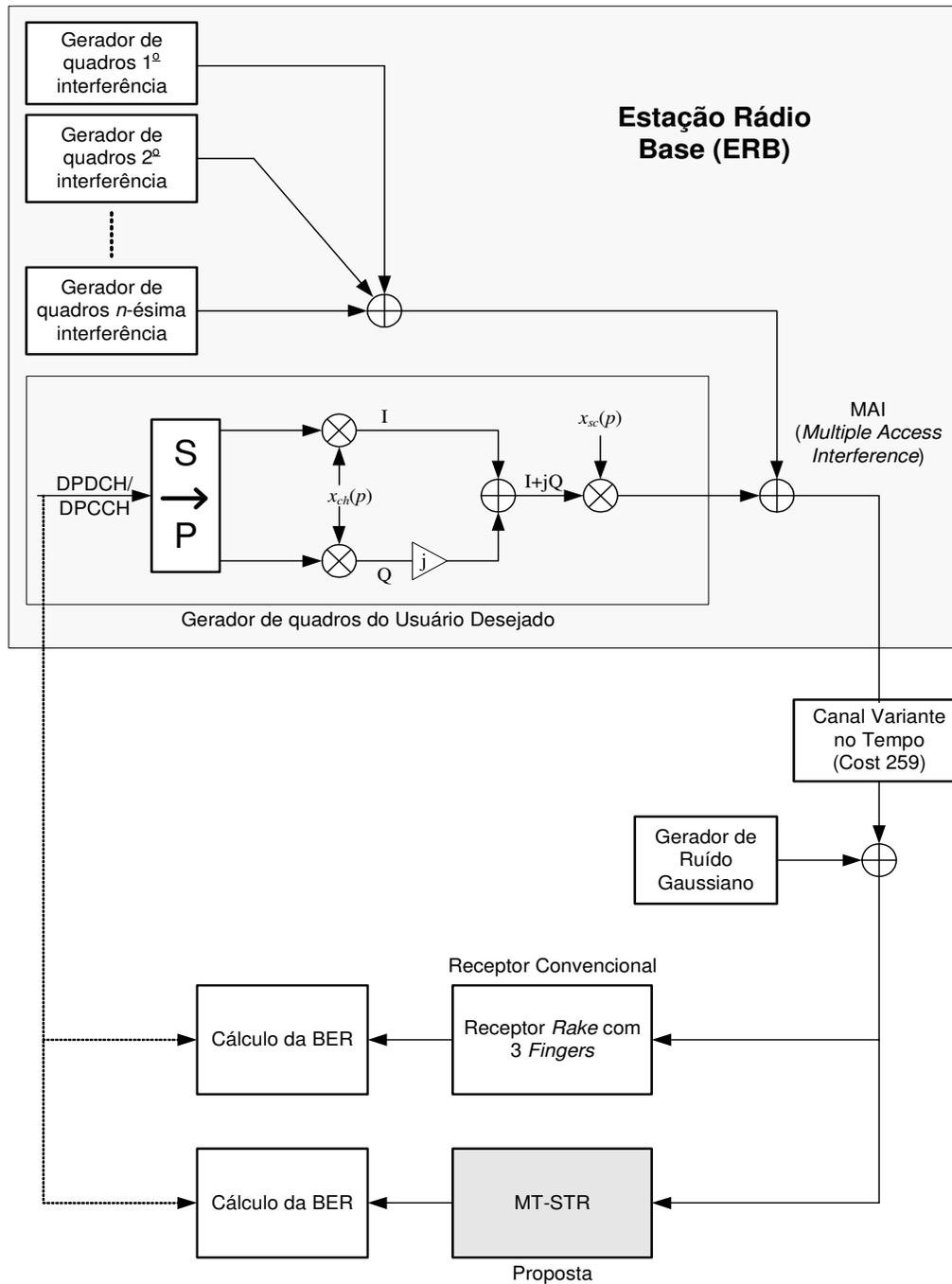


Fig. 4.18: Diagrama de blocos do esquema de simulação utilizado para testar a estrutura MT-STR. O sistema simulado foi o UMTS, onde o PDMT é o DPCCH. O sinal multi-usuário é passado pelo modelo de canal variante no tempo COST-259 e em seguida adicionado um ruído Gaussiano.

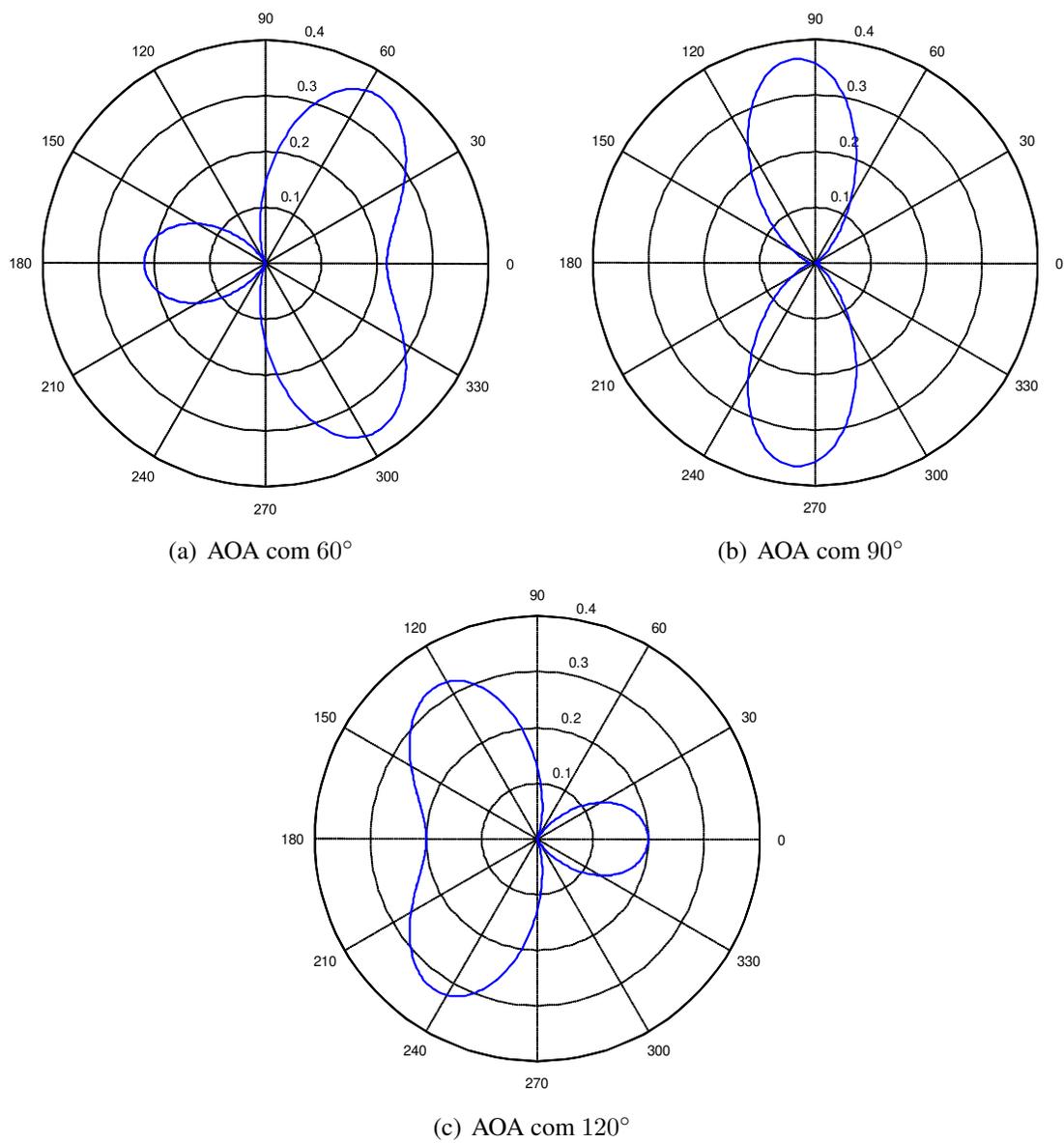


Fig. 4.19: Diagrama de radiação do processador alinhado aos percurso apresentados na Tabela 4.2. Nesta simulação foram utilizados um $E_b/N_0 = 9\text{dB}$ e os parâmetros apresentados na Tabela 4.2.

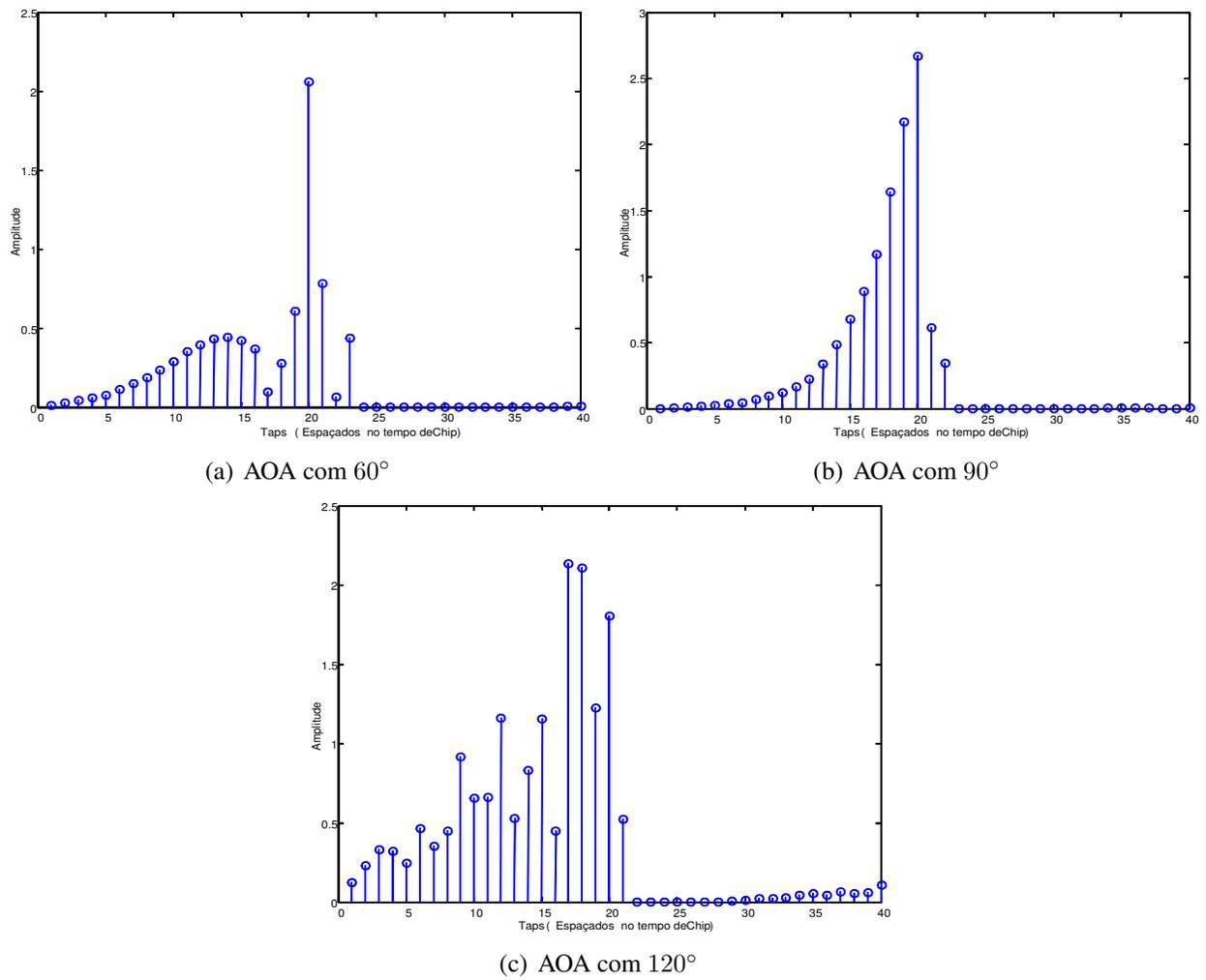


Fig. 4.20: Taps do equalizador DFE alinhado aos percursos apresentados na Tabela 4.2. O comprimento do equalizador foi de $FF_r = 20$ coeficientes e $FF_b = 20$ coeficientes.

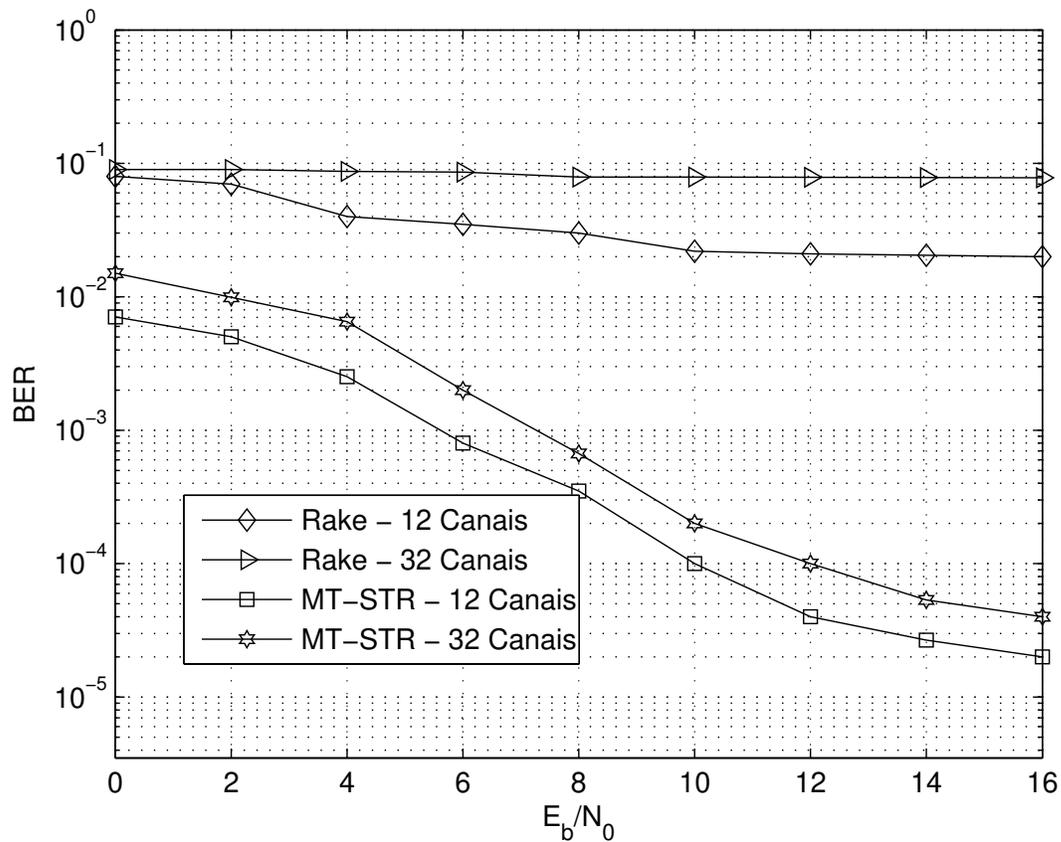


Fig. 4.21: Curva de desempenho do receptor MT-STR comparado com o *Rake-Finger* em um sistema UMTS. Na simulação foram utilizados como parâmetros: $SF = 32$, quadro Número 13, canal móvel do tipo TU (*Typical Urban*) à 50km/h e comprimento do equalizador $FF_r = 64$ coeficientes e $FF_b = 32$ coeficientes. Neste caso, o *Rake-Finger* e o MTS-STR trabalham com estimação ideal de canal.

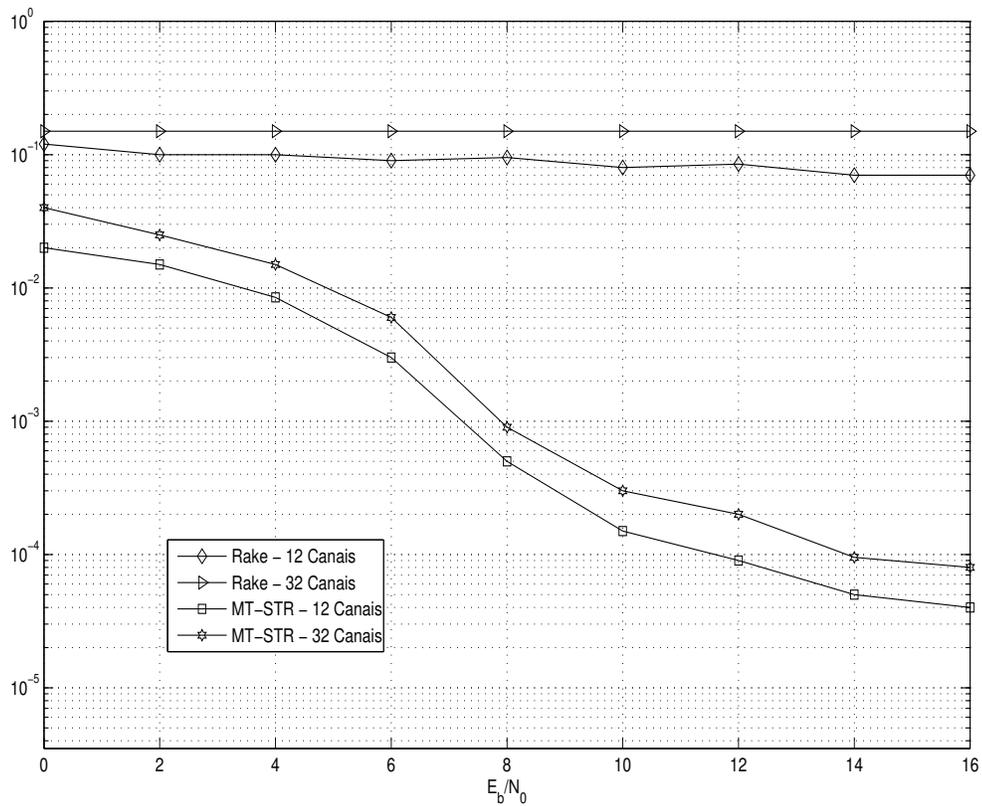


Fig. 4.22: Curva de desempenho do receptor MT-STR comparado com o *Rake-Finger* em um sistema UMTS. Na simulação foram utilizados como parâmetros: $SF = 32$, quadro Número 13, canal móvel do tipo TU (*Typical Urban*) à 50km/h e comprimento do equalizador $FF_r = 64$ coeficientes e $FF_b = 32$ coeficientes. Neste caso, o *Rake-Finger* e o MT-STR trabalham com estimação real de canal.

Capítulo 5

Equalização e Antenas Adaptativas Aplicados a Sistemas OFDM

5.1 Introdução

Neste capítulo são propostos esquemas de recepção que utilizam equalizadores e antenas adaptativas com o objetivo de melhorar o desempenho e a capacidade de sistemas OFDM. São apresentados um esquema de recepção que utiliza um equalizador adaptativo e outro que utiliza um arranjo de antenas, também adaptativo. Ambos os esquemas de recepção são inseridos no domínio do tempo (Pré-FFT). As duas estratégias fazem uso de um algoritmo de adaptação que combina técnica supervisionada com pilotos multiplexados em frequência [8][41].

Os resultados de desempenho são apresentados através de curvas de BER, e de diagramas de radiação das antenas. Os detalhes de funcionamento dos esquemas recepção propostos e o algoritmo semi-cego serão apresentados nas seções seguintes. A organização do capítulo é a seguinte: a Seção 5.2 apresenta os detalhes de funcionamento dos receptores propostos; a Seção 5.3 descreve os cenários de simulação utilizados na validação das propostas; a Seção 5.4 mostra os resultados obtidos via simulação e finalmente a Seção 5.5 apresenta as conclusões deste capítulo.

5.2 Equalização Adaptativa e Antenas Inteligentes Aplicada a Sistemas OFDM

Como foi apresentado no Capítulo 3, sistemas OFDM tem sua capacidade de transmissão reduzida devido a utilização do IG que, em alguns casos, aproxima-se de 25% da banda [8]. Por outro lado, ao se utilizar um prefixo cíclico como intervalo de guarda elimina-se, de forma indireta, a ISI reduzindo o problema a variações de fase e amplitude que podem ser resolvidas com estimadores de canal em frequência [41][42]. Estes estimadores, que fazem parte do receptor convencional do sistema OFDM, requerem algoritmos de interpolação adaptativa que trabalham em conjunto com sinais pilotos multiplexados em frequência. Esses sinais pilotos podem ser espalhados como no caso do ISDB-T, DVB e SBTVD [32][71][72][73][74] ou fixos como no caso do padrão IEEE 802.11 [38].

De acordo com a matriz de canal $\mathbf{B}_d(n)$ apresentada no Capítulo 3, a ISI correlaciona as portado-

ras do símbolo OFDM destruindo a ortogonalidade entre elas. Assim, outra possibilidade de reduzir a ISI é resolver o problema diretamente através de equalizadores e de processadores espaciais no domínio do tempo. Esses filtros adaptativos agem como orthogonalizadores que eliminam a correlação entre as portadoras. A grande vantagem desta técnica é o aumento da capacidade de transmissão que pode ser obtida pela redução ou até mesmo a eliminação do IG.

A combinação entre equalizadores e estimadores, em receptores OFDM, tem sido objeto de estudo de diversos trabalhos nos quais são abordadas várias técnicas. Algumas destas técnicas trabalham com o receptor OFDM convencional e estudam novos algoritmos de interpolação para a estimação de canal [41][42]. Outras diferem entre si quanto ao posicionamento do equalizador, seja com o equalizador pós-FFT ou com o equalizador pré-FFT. No entanto ambas trabalham com os equalizadores associados aos estimadores, nos quais a informação da estimação de canal é utilizada para adaptar os ganhos do equalizador [30][31][39][40][43][44][75][76].

Diferentemente das propostas observadas na literatura, o esquema proposto nesta tese, tanto para o equalizador como para a antenna, trabalha independentemente do estimador de canal e diretamente nas amostras do símbolo OFDM no domínio do tempo. Outro ponto importante da proposta é que o sinal estimado para o cálculo do erro é feito no domínio da frequência do símbolo OFDM, dado que neste ponto tem-se a condição de olho aberto [8]. As Figuras 5.1 e 5.2 ilustram os esquemas de equalização e as antenas adaptativas para o sistema OFDM, respectivamente, sendo que ambos os esquemas utilizam a mesma estratégia de adaptação na qual

$$\hat{a}(n - m) = \begin{cases} \text{decisor } \{\tilde{a}(m)\}, & \text{se } \tilde{a}(m) \neq a_p(m) \\ a_p(m), & \text{se } \tilde{a}(m) = a_p(m) \end{cases} \quad (5.1)$$

e $a_p(m)$ é um símbolo piloto que encontra-se espalhado ou agrupado dentro de um símbolo OFDM. Esta estratégia é fundamental, pois permite o uso destas novas propostas de recepção, sem qualquer alteração no transmissor do sistema.

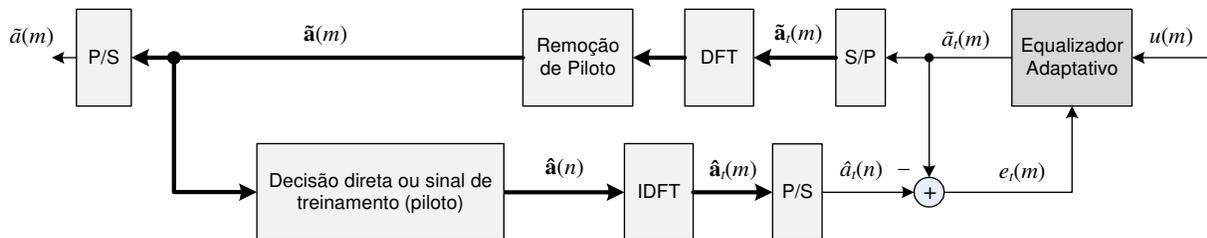


Fig. 5.1: Diagrama de blocos do esquema de equalização adaptativa proposto para o sistema OFDM.

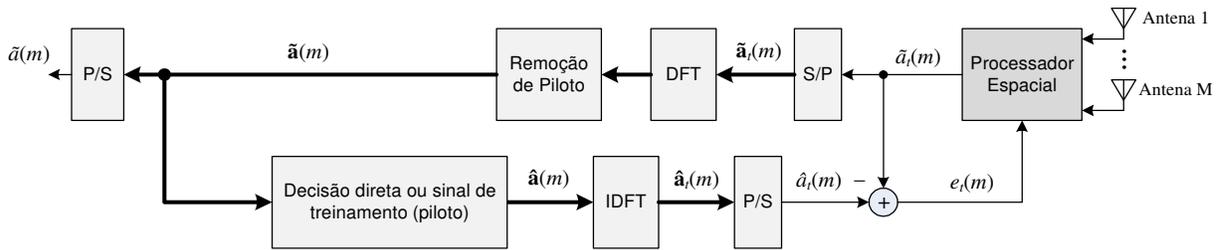


Fig. 5.2: Diagrama de blocos do esquema de antenas adaptativas para o sistema OFDM.

5.3 Cenários de Simulação

Na realização dos testes de simulação para as propostas de recepção apresentadas neste capítulo, foi desenvolvido um simulador para o SBTVD [32][74], em banda base, no qual foi comparado os resultados do receptor proposto com o receptor convencional. Os cenários de simulação para propostas com o equalizador e as antenas adaptativas são apresentados nas Figura 5.3 e 5.4, respectivamente, e os parâmetros utilizados nas duas propostas estão apresentados na Tabela 5.1. No caso da proposta com equalização os resultados foram simulados para os canais Brasil A, B, C e D e na proposta com antenas adaptativas foram utilizados os canais Brasil A e E, detalhados na Tabela 5.2. O AOA para os coeficientes do canal A e E estão ilustrados na Tabela 5.3. Essa escolha foi motivada pela possibilidade de comparação de resultados para canais mais e menos severos, ou seja, os canais Brasil E e A, respectivamente. Em todos os cenários foram levantadas curvas do Erro Quadrático Médio por Símbolos para o melhor valor de SNR e as curvas de desempenho de BER em função de SNR, para cada canal.

Tab. 5.1: Parâmetros utilizados para a simulação.

Parâmetros	Valores
Sistema	SBTVD
Modo	2k
Modulação	16-QAM
Tempo de guarda	1/4
Estimação de Canal	Pilotos Espalhados
Número de antenas da proposta	4
Códificação de canal	Nenhuma
Modelo de Canal	Canal Brasil A, B, C, D e E

5.4 Resultados

As Figuras 5.5, 5.7, 5.9 e 5.11 mostram as curvas de convergência do equalizador em função dos símbolos OFDM. Observa-se que o esquema proposto converge no pior caso (Canal Brasil D) em 500

Tab. 5.2: Perfil de potência dos canais simulados, Brasil A, B, C, D e E.

Nome	Descrição	P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6
Brasil A	Atraso (μs)	0	0,15	2,22	3,05	5,86	5,93
	Atenuação (dB)	0	13,8	16,2	14,9	13,6	16,4
Brasil B	Atraso (μs)	0	0,3	3,5	4,4	9,5	12,7
	Atenuação (dB)	0	12	4	7	15	22
Brasil C	Atraso (μs)	0	0,089	0,419	1,506	2,322	2,799
	Atenuação (dB)	2,8	0	3,8	0,1	2,5	1,3
Brasil D	Atraso (μs)	0,15	0,63	2,22	3,05	5,86	5,93
	Atenuação (dB)	0,1	3,8	2,6	1,3	0	2,8
Brasil E	Atraso (μs)	0	1	2			
	Atenuação (dB)	0	0	0			

Tab. 5.3: Ângulos de chegada (AOA) utilizados na simulação para os canais Brasil A e E.

Nome	Descrição	P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6
Brasil A	AOA	0°	30°	60°	90°	300°	330°
Brasil E	AOA	0°	60°	90°			

símbolos OFDM ou seja, em torno de 0,3s no modo 2k [71][74].

Os resultados de desempenho de BER em função de SNR, apresentados nas Figuras 5.6, 5.8, 5.10 e 5.12, constataam que o desempenho do esquema proposto teve ganhos consideráveis quando comparado aos demais cenários, principalmente nos casos mais complicados como os canais Brasil B e D. Pode-se afirmar ainda que os dados obtidos tenderam ao limiar do cenário do receptor convencional com IG e a estimação de canal ideal, com a ressalva de que o receptor proposto possui uma capacidade de transmissão maior pelo fato de não utilizar o IG. A utilização do equalizador temporal não obriga a eliminação do IG e do estimador mas pode ser um bom aliado do receptor OFDM frente a canais de transmissão adversos.

No que se refere às antenas adaptativas, foram utilizados o canal Brasil A e E com os AOA ilustrados na Tabela 5.3. As Figuras 5.13 e 5.16 apresentam a convergência do processador espacial em função dos símbolos OFDM, observando-se a rapidez do processo em torno de 10 símbolos. Os resultados de E_b/N_0 estão apresentados nas Figuras 5.15 e 5.18, onde se verifica que os resultados obtidos pelo receptor proposto caminha para o resultado teórico do 16-QAM e com um ganho bastante eficiente quando comparado ao receptor OFDM convencional. Este é um resultado esperado devido ao comportamento do diagrama de radiação, ilustrado nas Figuras 5.14 e 5.17, que praticamente anulou as posições angulares dos sinais interferentes (ver Tabela 5.3).

5.5 Conclusões

Este capítulo apresentou propostas de dois esquemas adaptativos de recepção para sistemas OFDM, com processamento pré-FFT. Em uma proposta é utilizado um equalizador temporal e em outra um processador espacial com M antenas.

O esquema com equalização permite que o OFDM trabalhe com um IG bastante reduzido ou praticamente nulo e, mesmo assim, obtendo um desempenho semelhante ao receptor ideal com IG. O uso do processador espacial possibilitou a obtenção de um resultado, sem IG, melhor que o esperado para o receptor convencional, devido a diversidade espacial obtida.

No que se refere ao receptor OFDM, as duas propostas utilizam uma estratégia de funcionamento no domínio do tempo que minimizam a ISI entre as amostras do símbolo OFDM. Esta estratégia permite obter uma solução simples e eficiente para o receptor OFDM.

Este capítulo obteve resultados que sugerem a viabilidade da implementação dos esquemas, aqui propostos, em receptores de sistemas OFDM. Os padrões de TV Digital e de redes locais sem fio podem ser beneficiados com esses esquemas que podem ser acoplados ao receptor sem qualquer mudança no sistema. Outro ponto importante é a simplicidade da estrutura de adaptação que não altera os algoritmos convencionais viabilizando, ainda mais os esquemas propostos.

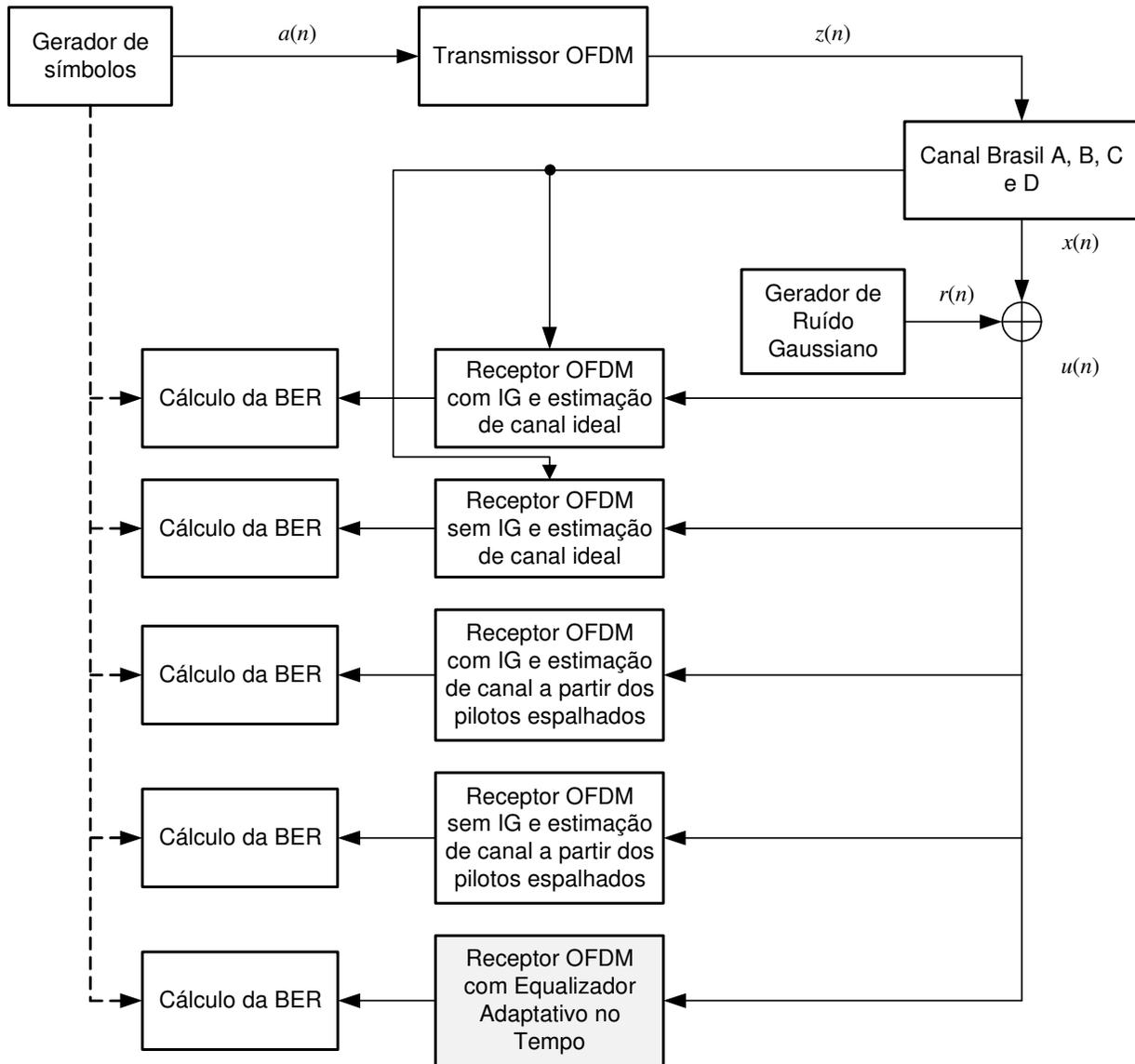


Fig. 5.3: Cenário de simulação para os testes do equalizador temporal proposto.

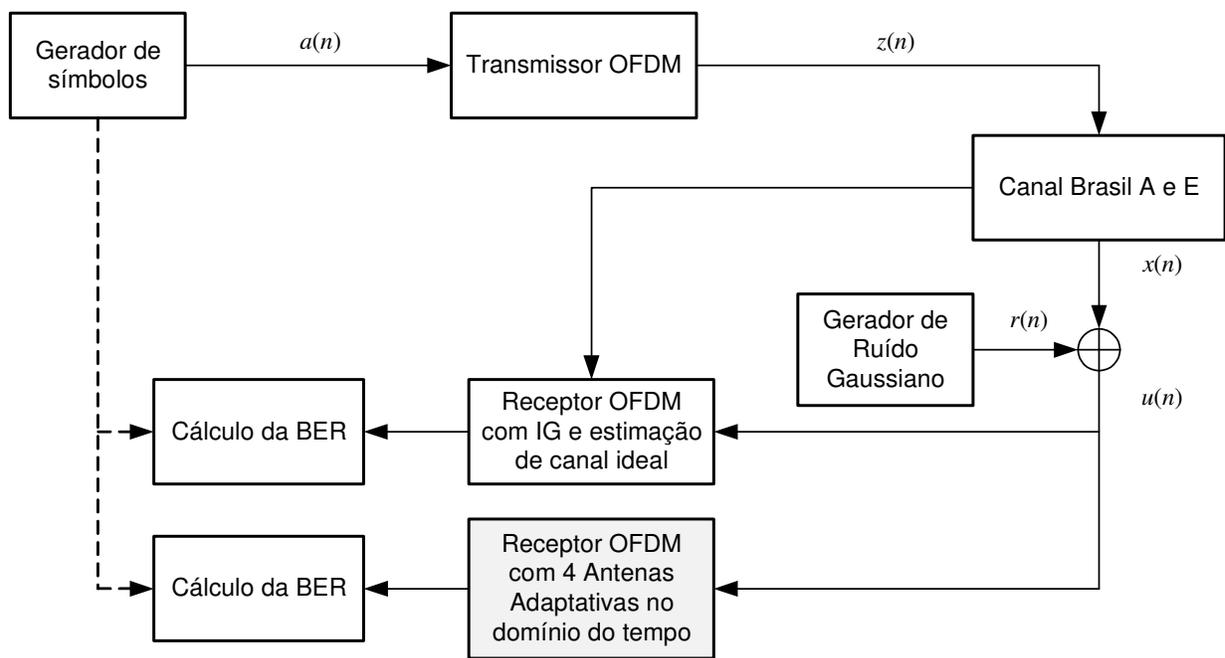


Fig. 5.4: Cenário de simulação para os testes do equalizador temporal proposto.

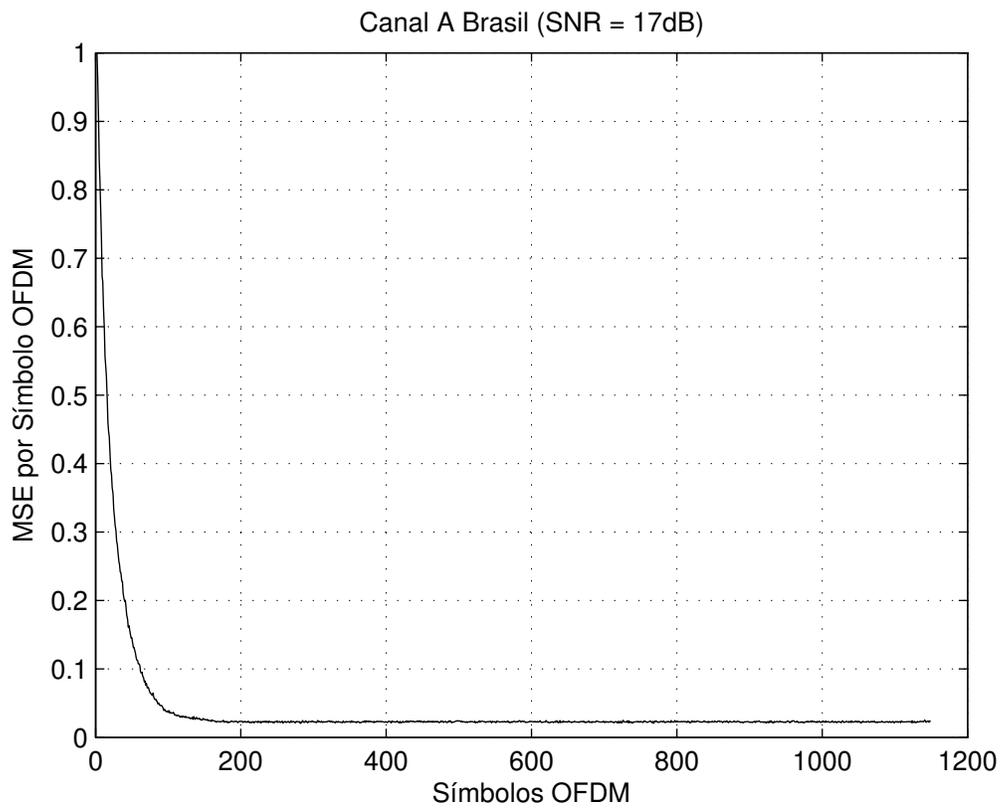


Fig. 5.5: Curva do Erro Quadrático Médio por Símbolos OFDM para o canal Brasil A. Esta curva foi obtida com $SNR = 17\text{dB}$ e um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.

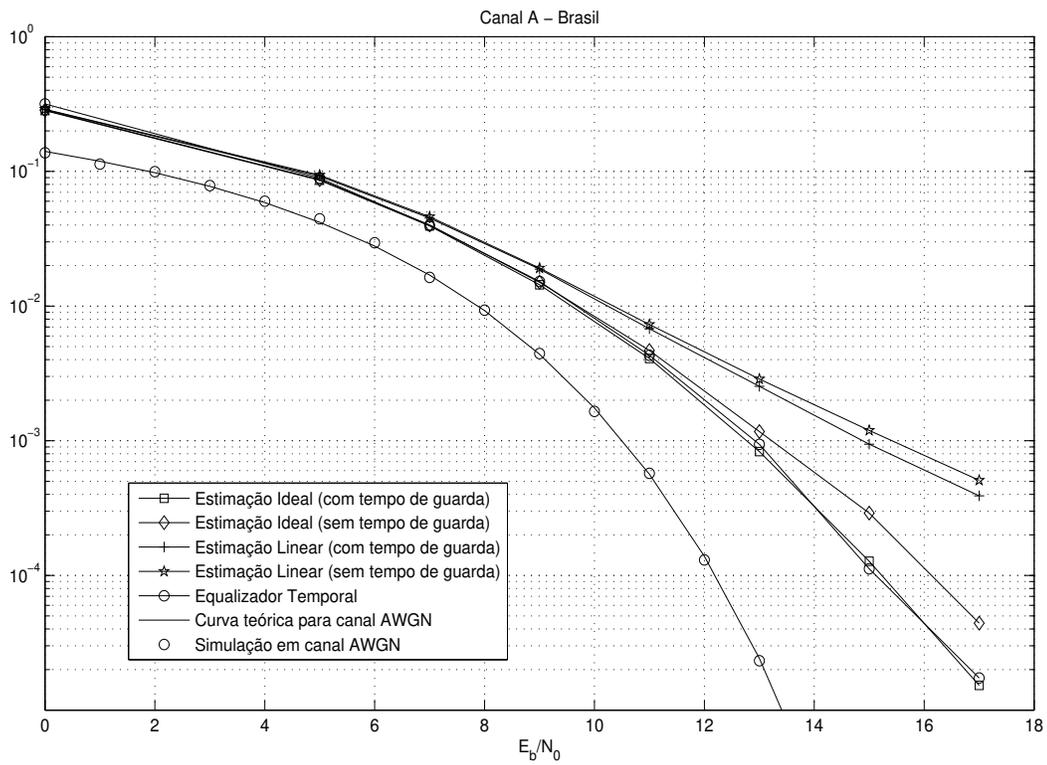


Fig. 5.6: Curva de desempenho para BER em função de SNR para o canal Brasil A. Os pontos desta curva foram obtidos depois de 400 símbolos OFDM com um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.

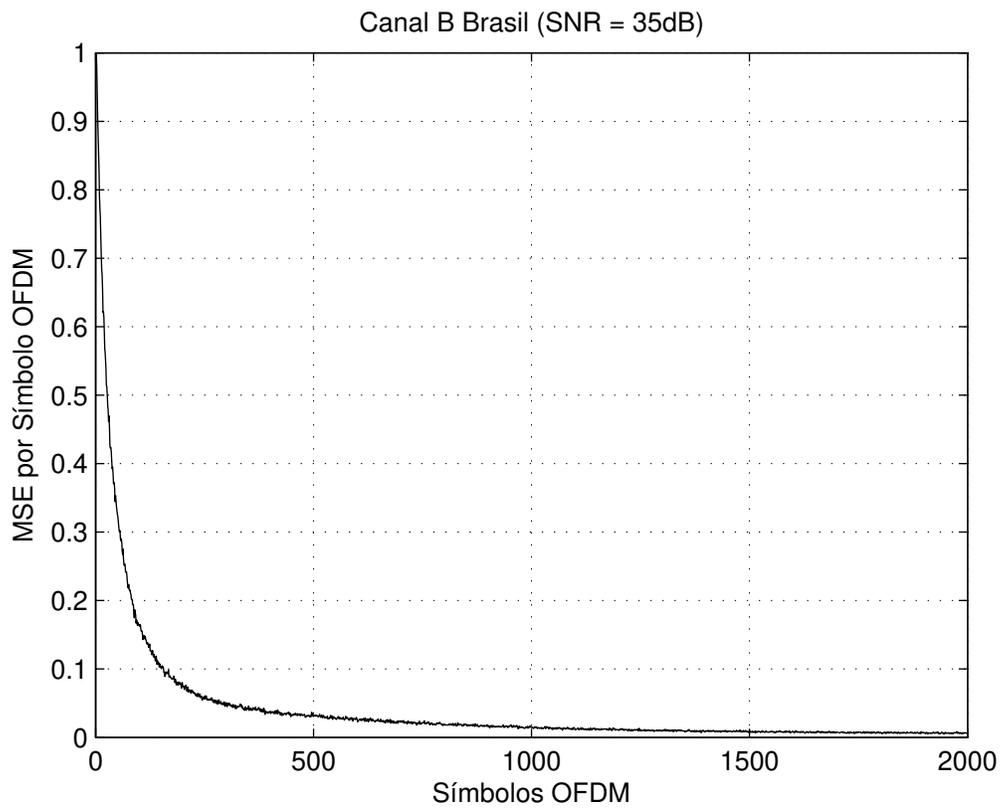


Fig. 5.7: Curva do Erro Quadrático Médio para Símbolos OFDM para o canal Brasil B. Esta curva foi obtida com $SNR = 35\text{dB}$ e um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.

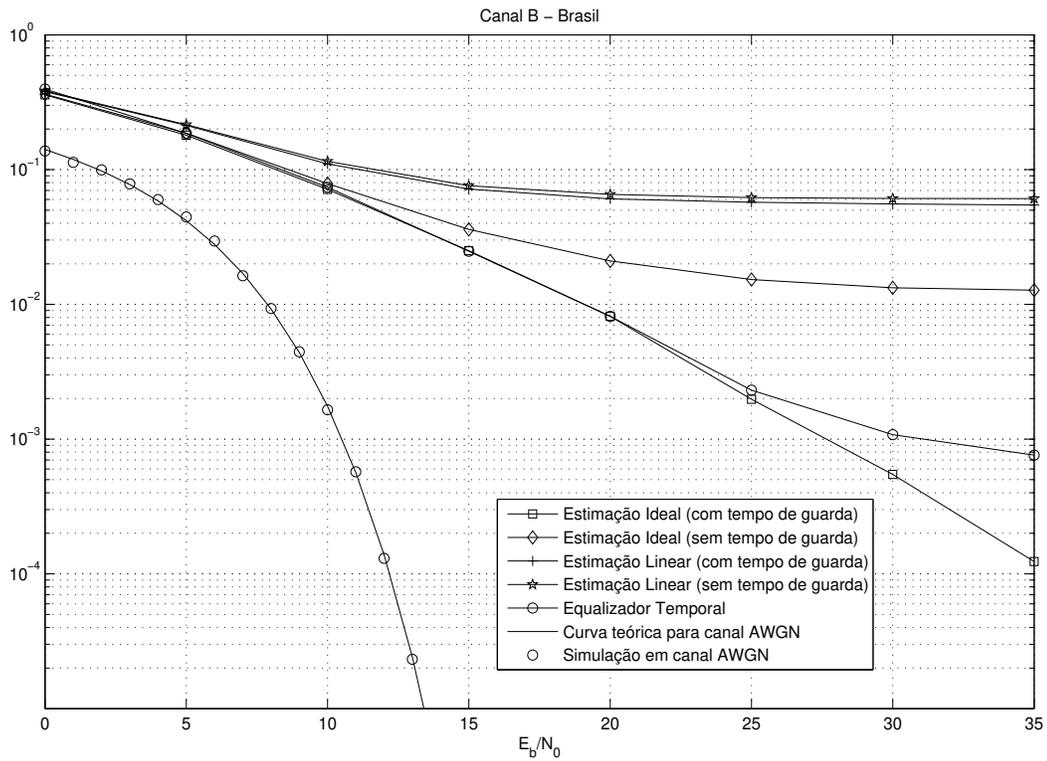


Fig. 5.8: Curva de desempenho de BER em função de SNR para o canal Brasil B. Os pontos desta curva foram obtidos depois de 2000 símbolos OFDM com um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.

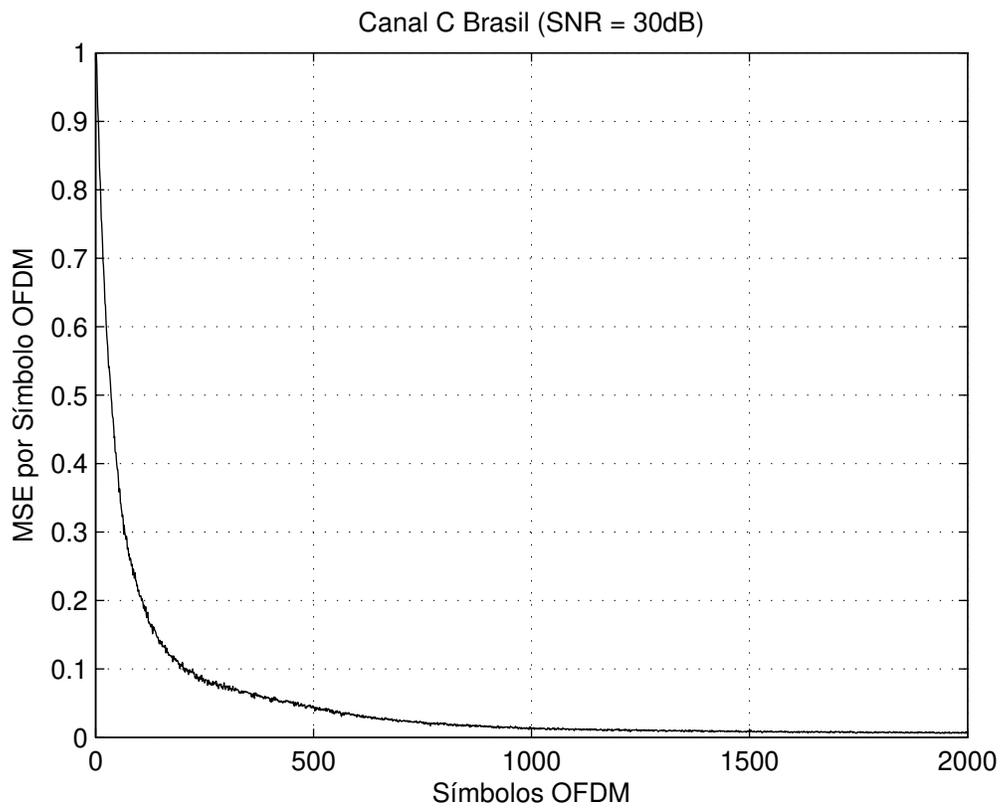


Fig. 5.9: Curva do Erro Quadrático Médio para Símbolos OFDM para o canal Brasil C. Esta curva foi obtida com $SNR = 30\text{dB}$ e um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.

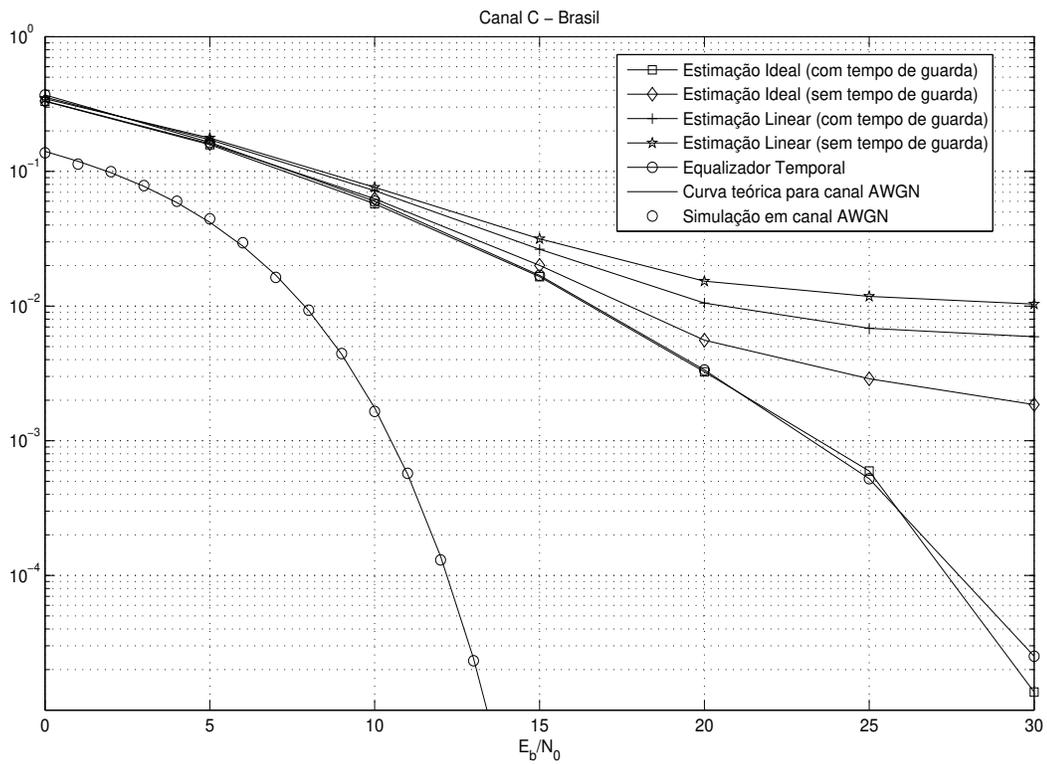


Fig. 5.10: Curva de desempenho de BER em função de SNR para o canal Brasil C. Os pontos desta curva foram obtidos depois de 1600 símbolos OFDM com um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.

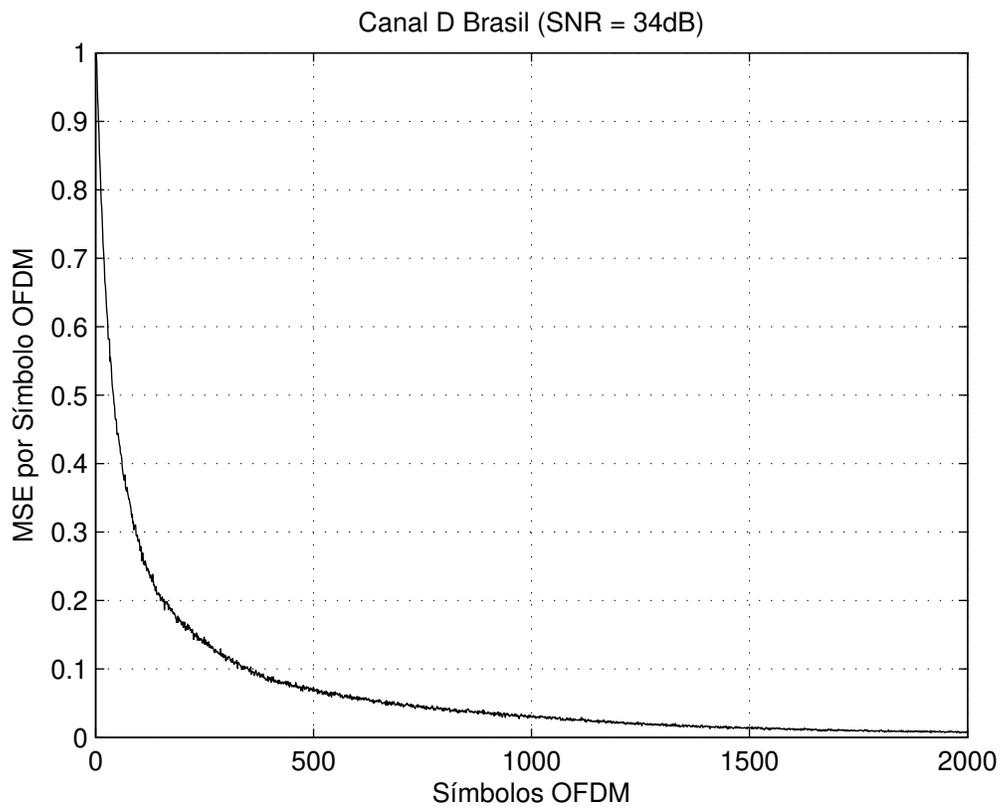


Fig. 5.11: Curva do Erro Quadrático Médio para Símbolos OFDM para o canal Brasil D. Esta curva foi obtida com $SNR = 34\text{dB}$ e um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.

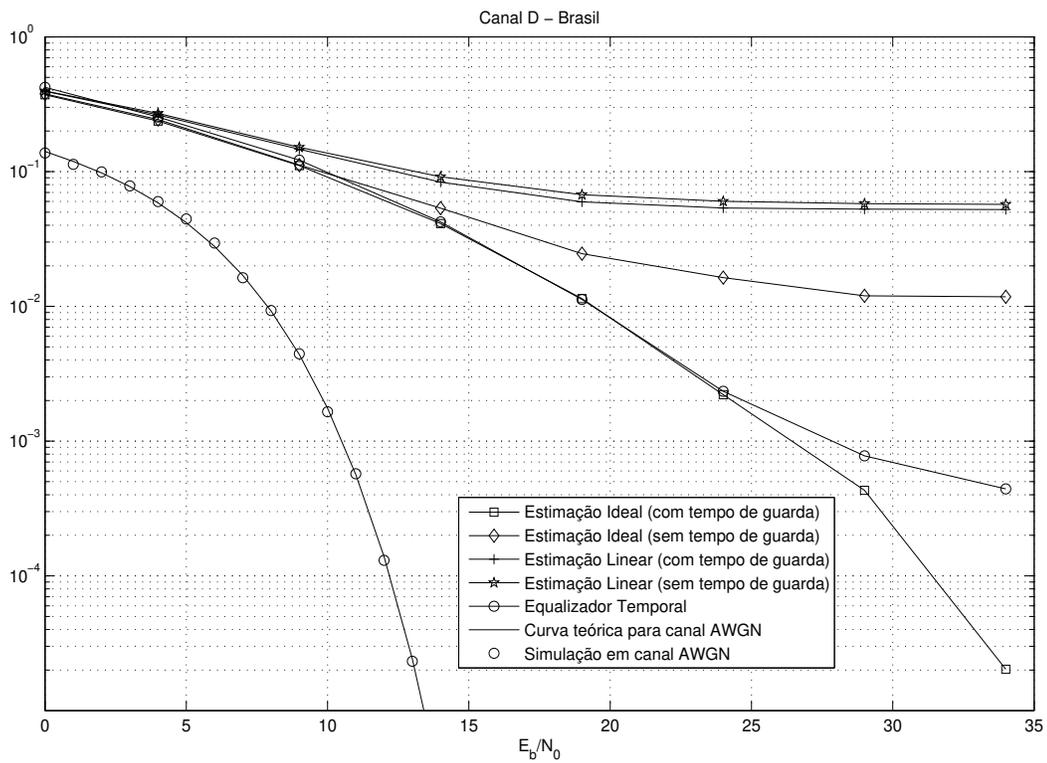


Fig. 5.12: Curva de desempenho de BER em função de SNR para o canal Brasil D. Os pontos desta curva foram obtidos depois de 2000 símbolos OFDM com um equalizador de comprimento $FF_r = 256$ coeficientes.

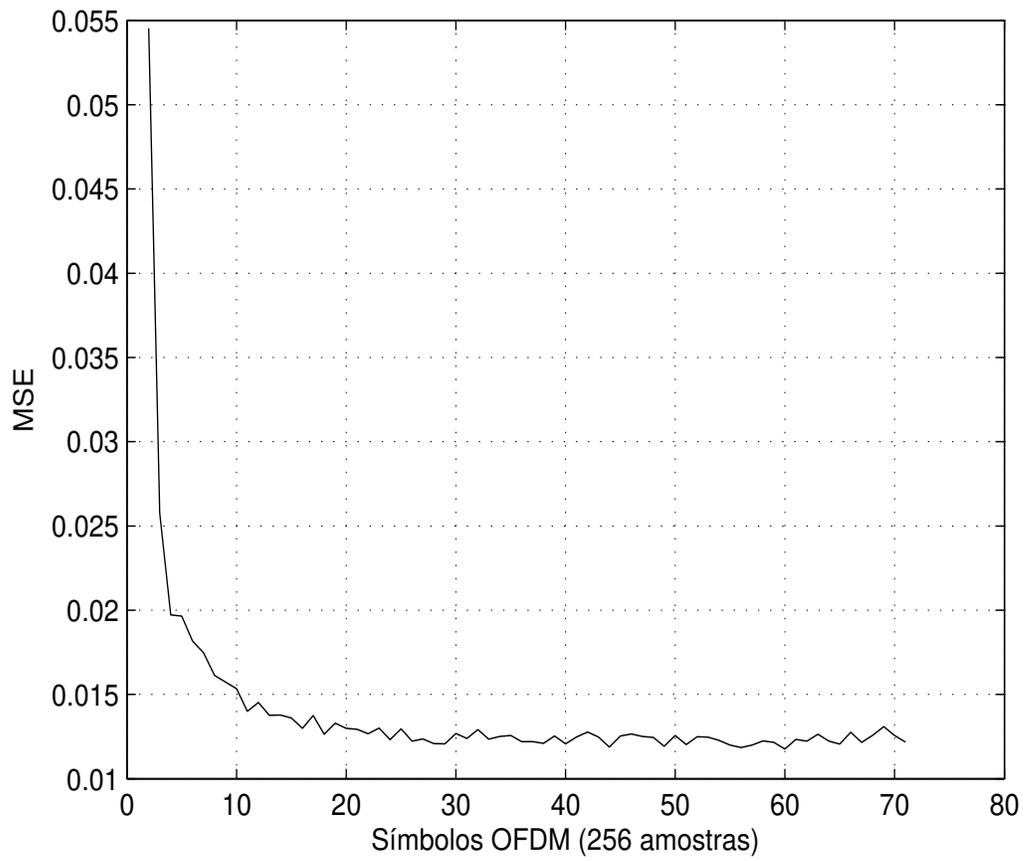


Fig. 5.13: Curva do Erro Quadrático Médio para Símbolos OFDM para o canal Brasil A, usando quatro antenas.

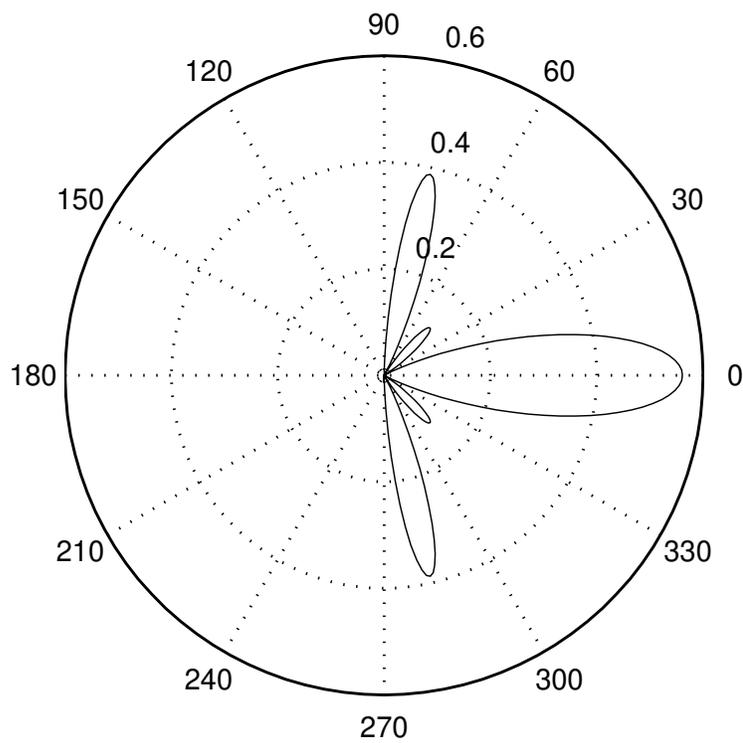


Fig. 5.14: Diagrama de radiação para o Canal Brasil A, usando 4 antenas.

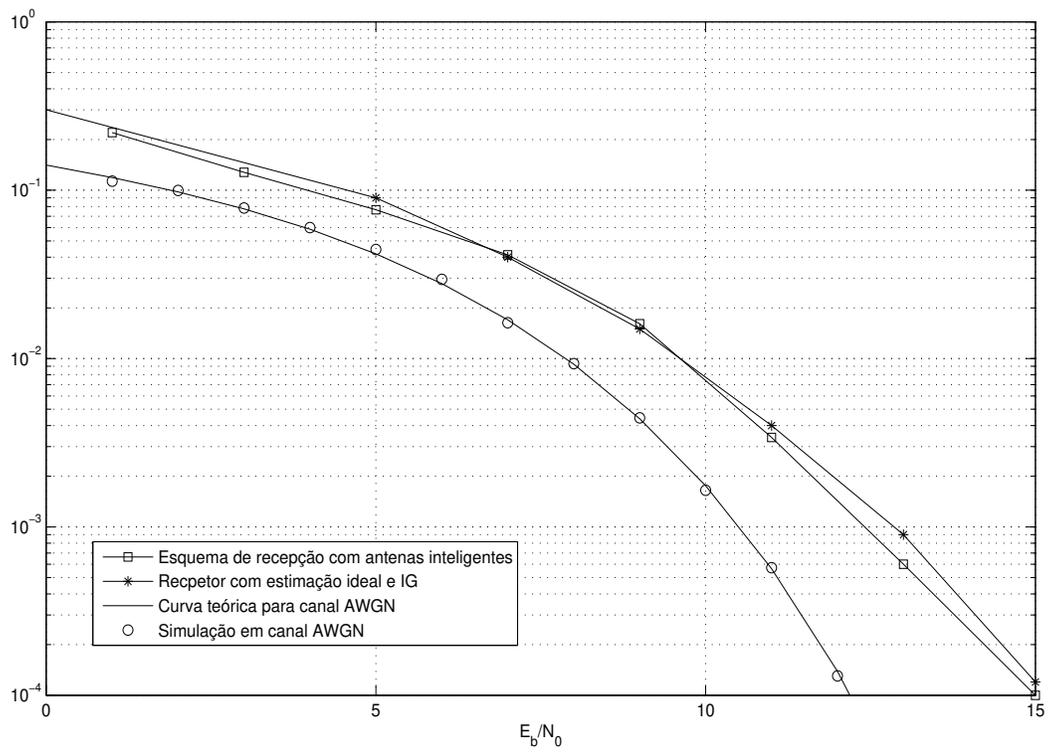


Fig. 5.15: Curva de desempenho de BER em função de SNR para o canal Brasil A, usando quatro antenas.

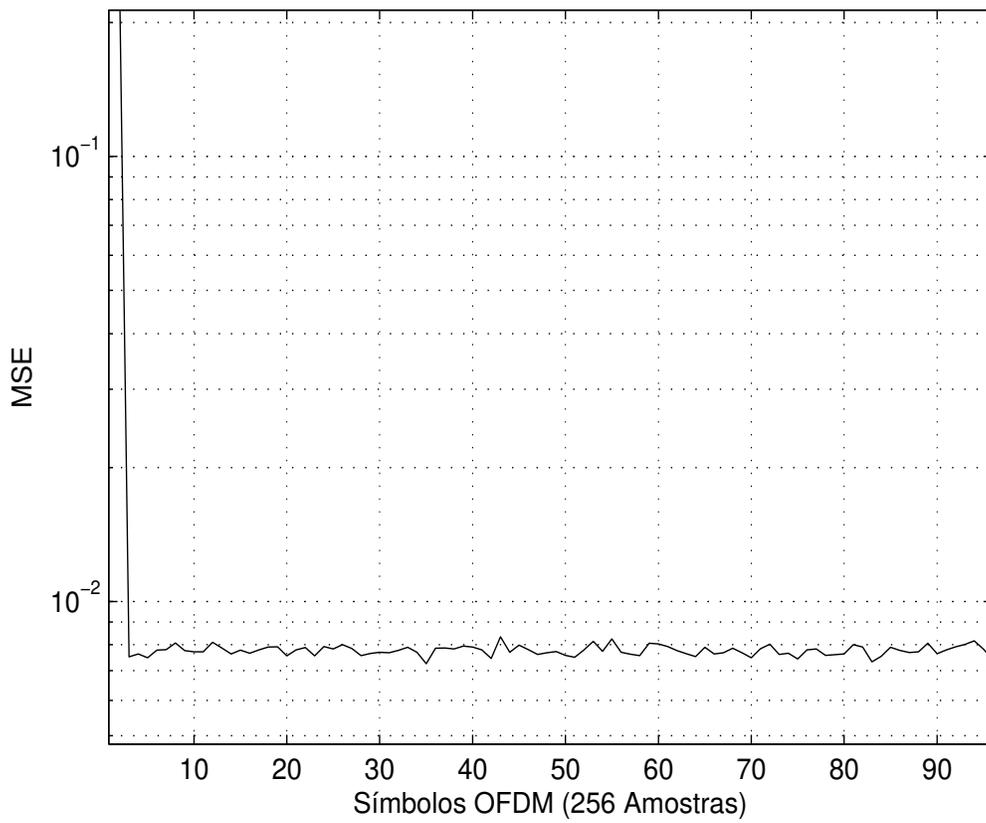


Fig. 5.16: Curva do Erro Quadrático Médio para Símbolos OFDM para o canal Brasil E, usando quatro antenas.

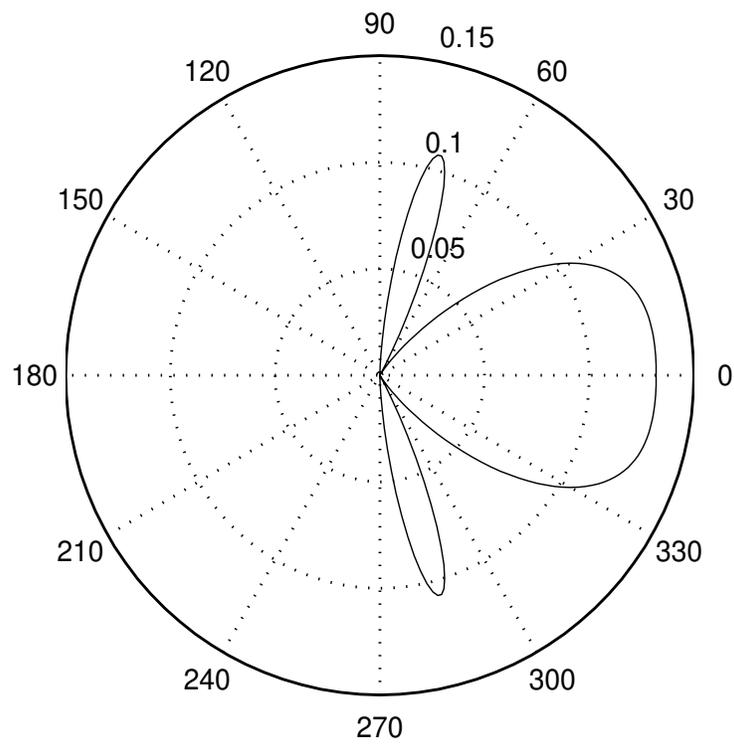


Fig. 5.17: Diagrama de radiação para o Canal Brasil E, usando quatro antenas.

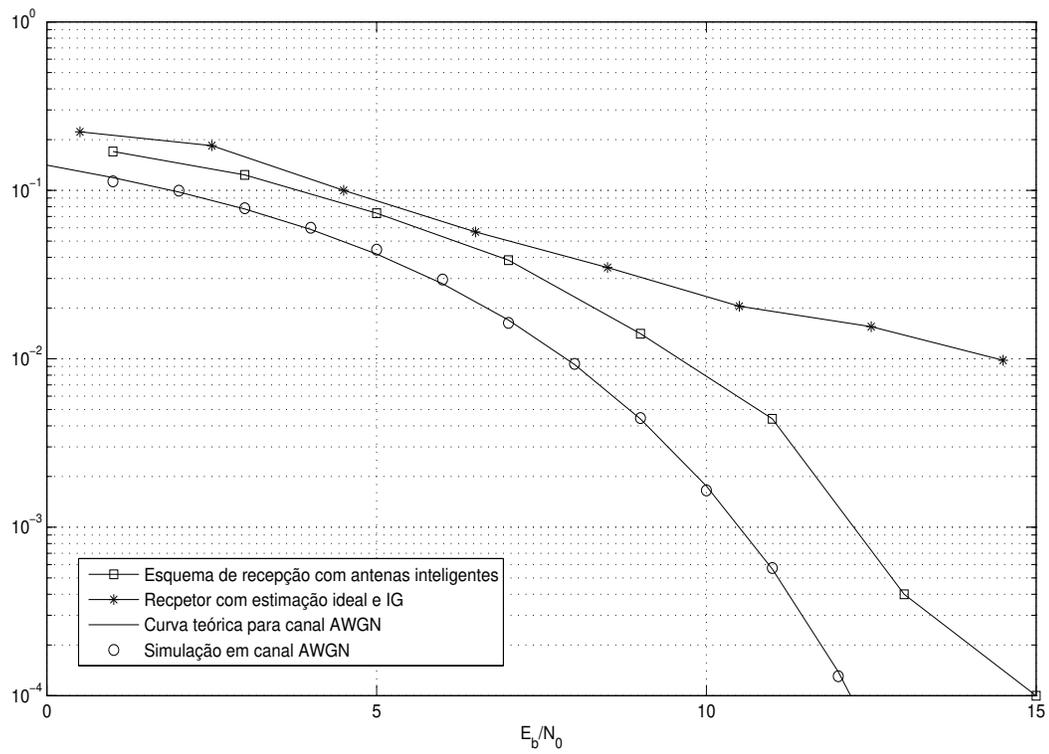


Fig. 5.18: Curva de desempenho de BER em função de SNR para o canal Brasil E, usando quatro antenas.

Capítulo 6

Sistema de Sincronismo para o MI-SBTVD

6.1 Introdução

No ano 2005 o governo brasileiro contratou vinte consórcios universitários, compostos por um grande número de pesquisadores, para dar início ao desenvolvimento de um Sistema de Televisão Digital brasileiro (SBTVD). O desenvolvimento deveria incorporar o estado da arte das técnicas de transmissão digital com objetivo de prover melhorias consideráveis frente aos padrões mais antigos. Um desses consórcios se propôs a desenvolver um sistema de modulação inovadora, o MI-SBTVD, que superasse todos os outros padrões existentes na época. O consórcio MI-SBTVD foi composto pelo Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), a Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), a Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), a Universidade Federal do Paraná (UTFPR) e a empresa Linear Equipamentos Eletrônicos Ltda. O MI-SBTVD utilizou código LDPC (*Low-Density Parity-Check*) para codificação de canal e sistema OFDM combinado com técnicas de codificação espaço-temporal (STC) [77] no processo de modulação. O sistema de STC-OFDM [78] é uma técnica eficiente para situações onde é necessária uma alta taxa de transmissão em canais estáticos ou móveis com multi-percursos. Para garantir uma demodulação correta no receptor, o sistema precisa compensar os atrasos de propagação, o efeito Doppler e as imperfeições do oscilador local. Este requisito pode ser alcançado com o uso de uma técnica de sincronização corretamente projetada, dado que o sincronismo representa um papel bastante crítico em um sistema OFDM [78][79]. O transmissor e o receptor do sistema STC-OFDM proposto são mostrados nas Figuras 6.1 e 6.2, respectivamente. Observe que o sistema proposto utiliza um esquema MISO (*Multiple-Input Single-Output*) com duas antenas transmissoras. É importante enfatizar que as técnicas de sincronização convencionais para sistema com uma única antena de transmissão não são aplicadas diretamente ao STC-OFDM. Características particulares da modulação STC-OFDM devem ser levadas em conta no projeto do sistema de sincronização.

O principal objetivo deste capítulo é apresentar os detalhes do esquema de sincronização proposto para o sistema de TV digital MI-SBTVD. Aspectos teóricos e práticos de implementação em hardware também são apresentados. Alguns resultados para canais AWGN e com multi-percurso também são apresentados.

6.2 Sincronização para receptores OFDM

O sincronismo é um das partes mais importantes de um receptor OFDM. É um processo indispensável que é usado para compensar a presença de imperfeições de sistema, tais como, offsets do oscilador local, efeito Doppler e atrasos de propagação. Chamando f_{erro} de *offset* de frequência entre o transmissor e o receptor, θ o *offset* de fase e τ_{erro} o *offset* de tempo, pode-se caracterizar o sinal recebido $r(t)$ como

$$r(t) = s(t - \tau_{erro}) e^{j2\pi f_{erro}t + \theta} + n(t), \quad (6.1)$$

onde $s(t)$ é o sinal transmitido e $n(t)$ é um ruído branco gaussiano somado ao sinal recebido. Neste capítulo não será levado em conta a sincronização de fase, dado que isto pode ser facilmente realizado pelo estimador de canal sem grandes perdas de desempenho. Portanto, daqui em diante não será considerada a fase θ nas equações. Como observado em [78] e [79], é possível mostrar que o *offset* de frequência nas portadoras causa ICI (*Inter-Carrier Interference*) no sinal recebido. Se o *offset* de tempo não for compensado nos casos em que ele é maior que o prefixo cíclico, T_{CP} , então a ICI e ISI aparecerão juntas [78][79].

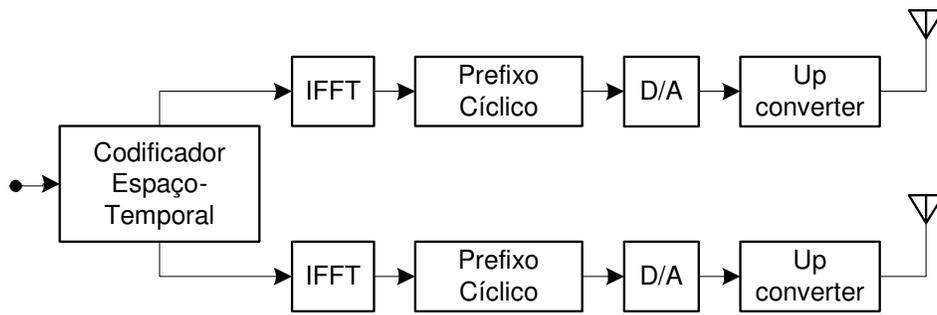


Fig. 6.1: Diagrama de blocos do transmissor STC-OFDM.

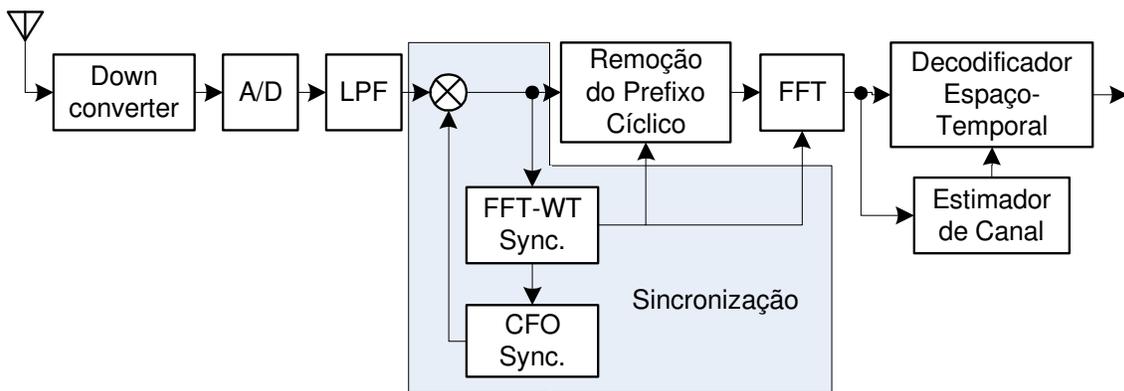


Fig. 6.2: Diagrama de blocos do receptor STC-OFDM.

As técnicas de sincronização podem ser divididas em duas categorias: as técnicas cegas sem ajuda de sinais pilotos chamadas na literatura de *Non-Pilot-Aided* [80][81], e as técnicas supervisionadas.

Nestas últimas o receptor tem um conhecimento a priori de algumas informações, sinais pilotos, que podem ser multiplexados no tempo ou em frequência [82][83][84]. No caso específico das técnicas cegas, alguns algoritmos exploram propriedades de correlação induzida pela inserção de prefixo cíclico. Como apresentado na Figura 6.2 e de acordo com [78] e [79], o processo de sincronismo pode ser dividido em duas partes, quais sejam, o *Carrier Frequency Offset* (CFO) que corrige f_{erro} , e o FFT (*Fast Fourier Transform*) *Window Timing* (FFT-WT) que minimiza o τ_{erro} . Normalmente o CFO necessita de uma referência de tempo obtida pela técnica FFT-WT, como ilustrado na Figura 6.2. A sincronização de tempo e frequência pode ser feita em duas fases, uma chamada de sincronização grossa e outra chamada de sincronização fina. Enquanto a sincronização grossa é feita no domínio do tempo, a fina é realizada no domínio da frequência [79]. Neste trabalho não foi utilizada a técnica de sincronização fina, portanto os resultados podem ser ainda melhores que os aqui apresentados.

6.2.1 Perdas Causadas pelos Erros de Sincronização

Valores grandes de f_{erro} aumentam a ICI e valores grandes de τ_{erro} aumentam a ICI e ISI, resultando assim em uma degradação de desempenho. De acordo com [79], é possível descrever a degradação de desempenho em canais AWGN em termos da SNR como uma função de f_{erro} e τ_{erro} que é determinada pelas seguintes equações

$$SNR_m \approx \frac{E_s(m) \text{sinc}^2(f_{erro}T_s)}{N_0 + E_s(m) + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq m}}^{N-1} \text{sinc}^2(n-m+f_{erro}T_s)} \quad (6.2)$$

e

$$SNR_m \approx \frac{\left(1 - \frac{\tau_{erro}}{T_s}\right)^2}{\frac{N_0}{E_s(m)} + \frac{\tau_{erro}^2}{T_s^2} + \frac{2\tau_{erro}^2}{T_s^2} + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq m}}^{N-1} \text{sinc}^2\left(\frac{(n-m)\tau_{erro}}{T_s}\right)}. \quad (6.3)$$

A Equação 6.2 reflete a ICI causada pelo *offset* de frequência na m -ésima portadora e a Equação 6.3 reflete a ICI e a ISI causadas pelo *offset* de tempo na m -ésima portadora, quando a ISI está presente na janela da FFT. Nas Equações 6.2 e 6.3, T_s representa o período de um símbolo OFDM, N representa o número total de portadoras, $E_s(m)$ é a energia média da m -ésima portadora e N_0 representa a densidade espectral de ruído do canal AWGN. Como evidenciadas nas Equações 6.2 e 6.3, as degradações causadas por f_{erro} e τ_{erro} podem ser significativas. É importante ressaltar que se $|\tau_{erro}| \leq T_{CP}$ o erro de tempo resulta apenas em uma distorção de fase que pode ser facilmente corrigida pelo estimador de canal [79][80].

6.3 Parâmetros do Processo de Sincronização para a Implementação

Para implementar a sincronização de tempo e CFO foi escolhida uma técnica de máxima verossimilhança apresentada em [81]. Esta técnica permite estimar de forma conjunta o deslocamento de tempo e frequência por meio da propriedade de correlação do prefixo cíclico como mostrado na Figura 6.3.

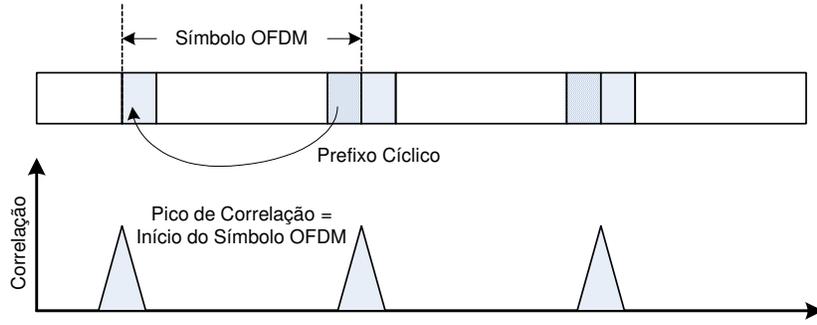


Fig. 6.3: Técnica de correlação do prefixo cíclico.

As técnicas clássicas de sincronização usam o critério de máxima verossimilhança para calcular o f_{erro} e o τ_{erro} como apresentado em [79] e [81]. Em [81], o *offset* de frequência estimado, \hat{f}_{erro} , e o *offset* de tempo estimado, $\hat{\tau}_{erro}$, são obtidos pelas seguintes equações:

$$\gamma(n) = \sum_{k=n}^{n+M-1} v(k) v^*(k+N), \quad (6.4)$$

$$\phi(n) = \sum_{k=n}^{n+M-1} |v(k)|^2 + |v(k+N)|^2, \quad (6.5)$$

$$\hat{f}_{erro} = -\frac{1}{2\pi} \angle \gamma(\hat{\tau}_{erro}), \quad (6.6)$$

e

$$\hat{\tau}_{erro} = \arg(\max\{|\gamma(\hat{\tau}_{erro})|^2 - \rho\phi(\tau_{erro})\}), \quad (6.7)$$

onde \angle representa o argumento de um número complexo, ρ é uma constante que depende da SNR e representa a magnitude de correlação entre as amostras $v(k)$ e $v(k+N)$, N é o número de amostras da FFT e M é o tamanho do prefixo cíclico. A escolha da técnica de sincronização deste projeto levou em consideração o compromisso que envolve complexidade de implementação, robustez e desempenho de sistema. Considerando que o sistema proposto, MI-SBTVD, não transmite uma seqüência de treinamento, uma técnica cega é obrigatória para a sincronização de tempo e CFO. Os algoritmos implementados, com base nas Equações 6.4, 6.5, 6.6 e 6.7, são mostrados nas Figuras 6.4 e 6.5.

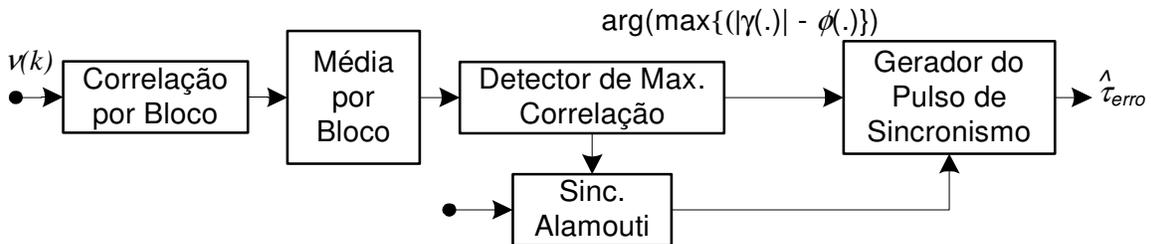


Fig. 6.4: Esquema de sincronismo da FFT-WT.

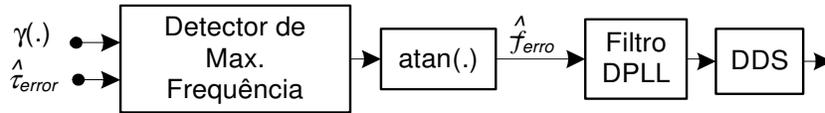


Fig. 6.5: Esquema de sincronismo do CFO.

Em termos de complexidade, a técnica utilizada tem um baixo custo computacional devido à utilização de técnicas de médias móveis para a implementação dos cálculos de correlação necessários. Em canais com multi-percursos a perda de desempenho parece ser bastante pequena. Em [81], para um canal com um perfil de decaimento exponencial e com um tamanho de 15, amostras a perda de desempenho situa-se ao redor 1, 2dB para uma $SNR = 25\text{dB}$. Após o processo de aquisição, quando os símbolos pilotos no domínio da frequência e a estimação de canal já estão disponíveis, pode-se então adotar técnicas supervisionadas (por exemplo, [85]) para refinar a sincronização de tempo e de CFO. Porém, tal aproximação aumentaria a complexidade de sistema, dado que seriam incluídos mais algoritmos para sincronização e novos circuitos para controle. Por outro lado, utilizando técnicas apresentadas em [81], pode-se melhorar o desempenho do sistema.

6.3.1 Detalhes de Implementação

Devido a algumas características de operação do sistema proposto, pode-se reduzir a complexidade da técnica apresentada em [81]. Em primeiro lugar, pode-se notar que o coeficiente de correlação ρ é uma função da SNR. Conseqüentemente, para seu cálculo é necessário calcular a SNR e fazer uma divisão que não é uma tarefa computacional simples. Porém, o valor de ρ é quase igual a um para valores pequenos de SNR (por exemplo $\rho = 0,94$ para 12dB). Assim, seu impacto no desempenho pode ser desprezível. A segunda simplificação é feita no cálculo do $\hat{\tau}_{error}$. Dado que o valor da correlação $\gamma(n)$ é um número complexo, então o uso de uma função de módulo, como definido na Equação 6.7 requereria uma função de raiz-quadrada. Assim, para reduzir a complexidade esta operação, foi aproximada pelo módulo da parte real mais o módulo da parte imaginária como mostrado em Figura 6.6. Para tal aproximação o erro relativo não é maior que $\sqrt{2}$. Além disso, a implementação da CFO foi em *loop* fechado. Conseqüentemente quando a CFO é adquirida, a parte imaginária tende a zero, resultando no erro também tendendo a zero. O valor da correlação dado por $\gamma(n)$ é igual a uma amostra do símbolo OFDM, que é igual a $T = 63/512s$. Qualquer valor para *offset* de tempo menor que o período de uma amostra pode ser compensado pelo estimador de canal. O processo de correção na CFO é ilustrado na Figura 6.6.

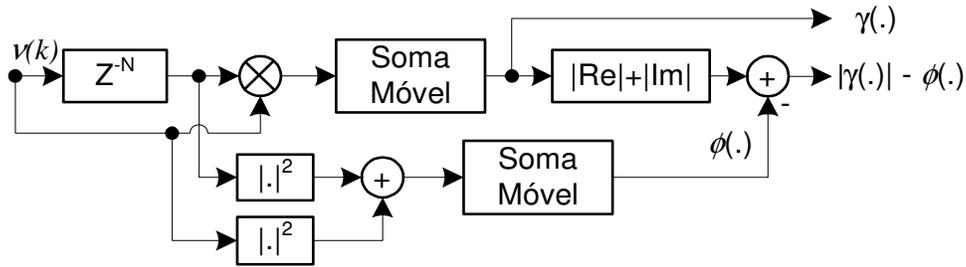


Fig. 6.6: Proposta da técnica de correlação.

Como objetivo de melhorar a robustez do valor máximo estimado na Equação 6.7, foi implementado um circuito de média por blocos em quatro sucessivos símbolos OFDM, como apresentado na Figura 6.4. Os resultados simulados para esta técnica são mostrados na Figura 6.7. Neste projeto também foi desenvolvido um esquema de sincronização levando em consideração a atualização das palavras códigos do esquema de Alamouti. Isto deve ser feito porque a estimação de canal é executada a uma taxa especificada pelo esquema de Alamouti e qualquer atualização dentro da palavra código de Alamouti implica em uma quebra de ortogonalidade.

A frequência estimada pelo CFO, \hat{f}_{erro} , é alimentada a um filtro composto de um integrador digital escalado. A saída do filtro é inserida então em um DDS (*Direct Digital Synthesizer*) que possui um funcionamento semelhante a um VCO (*Voltage Controlled Oscillator*). O DDS gera os sinais de cosseno e seno que são aplicados aos componentes em fase e quadratura do sinal recebido, corrigindo assim o CFO. O loop composto da estimação do CFO, filtro, DDS e Correção de CFO é chamado de *Digital Phase Locked Loop* (DPLL). Nas próximas seções, serão apresentadas algumas curvas de desempenho do esquema de sincronização proposto. Os resultados foram obtidos com alguns dos canais usados nos testes de TV Digital realizados no Brasil [86] (ver Tabela 5.2).

6.4 Testes de Desempenho

Nas Figuras 6.8 e 6.9 são apresentadas as variâncias normalizadas do tempo e frequência em função da SNR, simulados para vários canais com multi-percurso. Foi utilizado um período da amostra, T , para a normalização da variância do tempo e a banda da sub-portadora (3968 Hz) para a normalização da variância da frequência. Os resultados mostram um pouco de degradação de desempenho para canais dispersivos no tempo, em particular para o canal Brasil B (ver Tabela 5.2) que possui multi-percursos agressivos e que apresenta o pior desempenho. Todavia, a variância do tempo estimado é menor que o período T e a variância da frequência é menor que a banda da sub-portadora. Assim, pode-se concluir que este resultado não deverá degradar a BER.

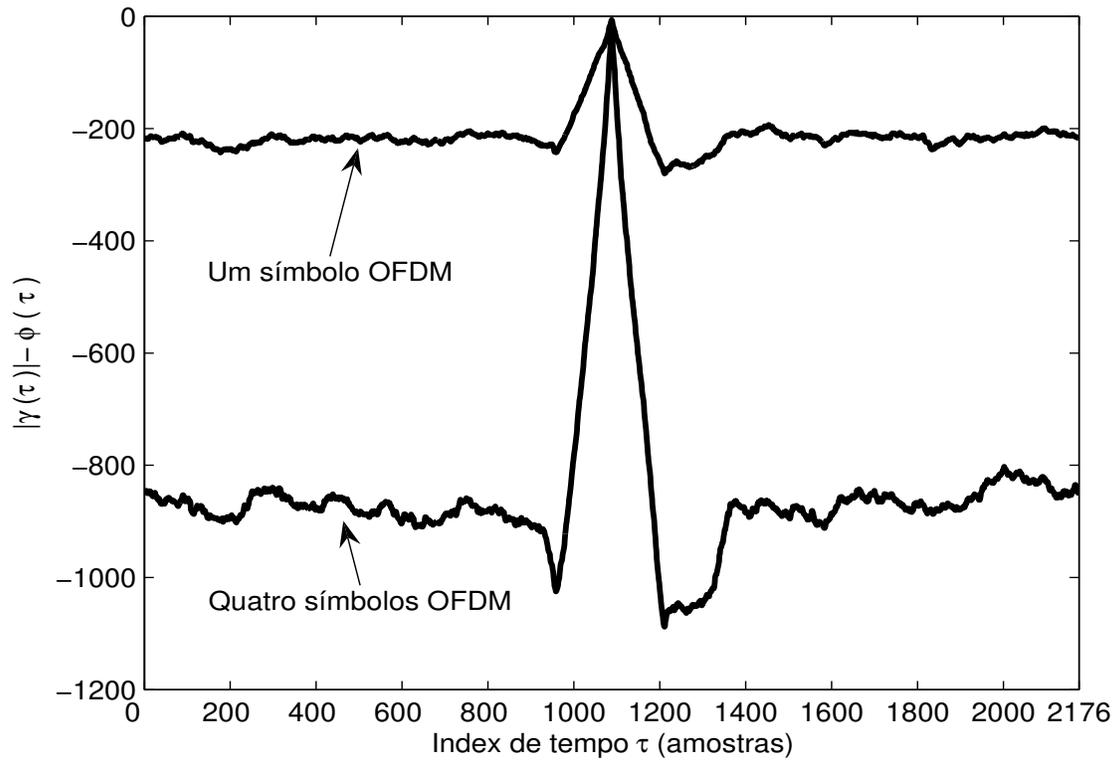


Fig. 6.7: Índice de tempo detectado para um símbolo OFDM, utilizando o somador de blocos com quatro símbolos OFDM.

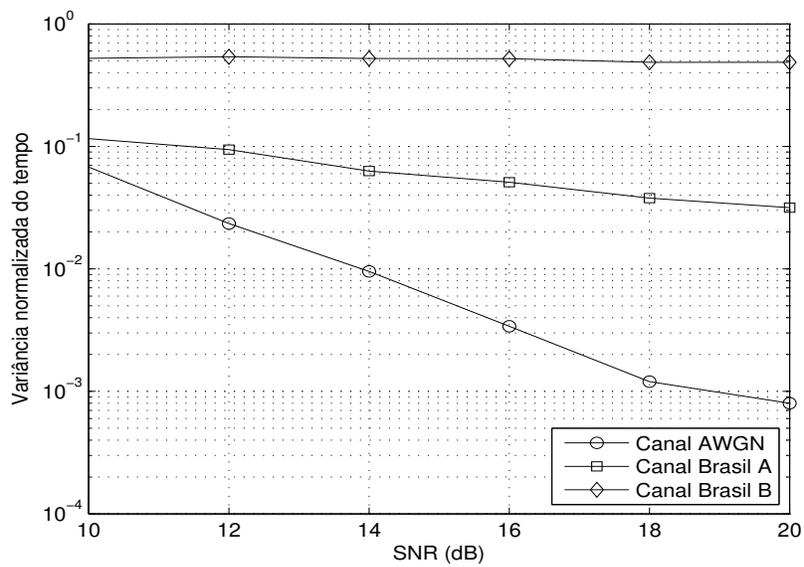


Fig. 6.8: Variância estimada do tempo.

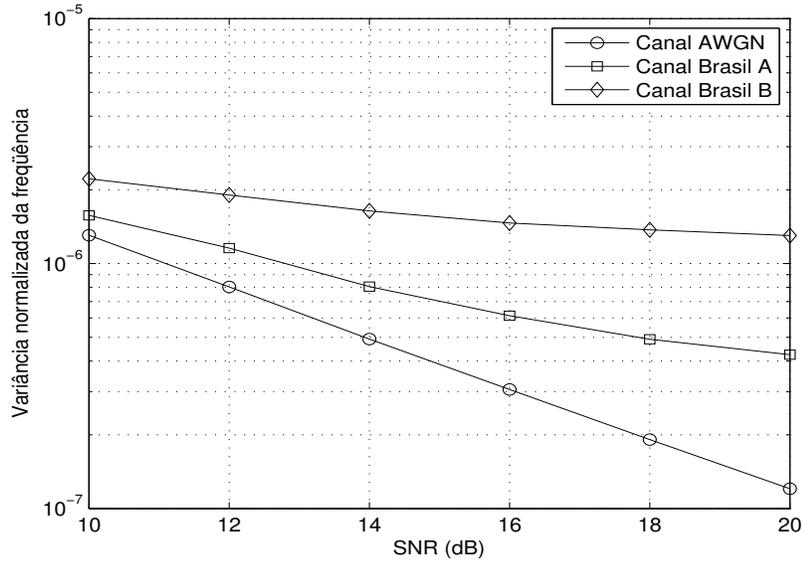


Fig. 6.9: Variância estimada da frequência.

6.5 Aspectos da Implementação em FPGA

O sistema proposto foi implementado em uma placa de desenvolvimento Nallatech [87], composta de dois conversores A/D e dois conversores D/A, várias interfaces digitais, e uma FPGA Xilinx Virtex 4 SX35 [88]. O protótipo desenvolvido é formado de um estágio de FI (Frequência de Intermediária) com um *Digital Down-converter* (DDC), um estágio de sincronização de tempo e frequência, estimador de canal, um estágio de demodulação OFDM e um decodificador Espaço-Temporal utilizando a técnica de Alamouti. Para uma prototipação rápida, foi utilizada a ferramenta DSP Design Flow que auxilia o desenvolvimento de sistemas complexos em do Matlab/Simulink. O resumo de utilização do protótipo, em termos de hardware, é apresentado na Tabela 6.1. A maioria dos dispositivos de BRAMs da FPGA, apresentados na Tabela 6.1 (94 de 192 BRAMs), é usada pelos algoritmos de sincronização, enquanto a maioria dos elementos de lógica (11132 de 13063 *slices*) é usada pelo resto do protótipo.

Tab. 6.1: Recursos de FPGA utilizados pelo protótipo desenvolvido.

	Usado	Disponível	Utilização
Número de <i>slices</i> ocupados	13063	15360	85%
Número de BRAM	94	192	48%
Número de DSP48s	47	192	24%

O algoritmo de sincronização é responsável por um grande número de BRAMs [88], em decorrência da complexidade aos algoritmos de correlação entre N amostras separadamente e da média

por blocos feita a cada quatro símbolos OFDM. Esta estratégia de implementação em hardware foi bastante apropriada devido ao grande número de BRAMs na FPGA utilizada. Se uma grande quantidade de BRAMs não estivesse disponível, um grande número de slices (medida de dispositivos lógico para as FPGAs de Xilinx) seria consumida para executar as funcionalidades de memória. Este tipo de aproximação não seria possível devido ao grande número de *slices* consumidas pelo protótipo, algo em torno de 73% do total da FPGA.

A primeira prova de conceito para o MI-SBTVD foi implementada em janeiro de 2006. Na transmissão um módulo de RF foi acoplado ao *front-end* do transmissor utilizando misturadores, amplificadores de potência e osciladores para transmitir um sinal de DTV na portadora de 512,8137 MHz. Na recepção o módulo de RF, desenvolvido pela empresa Linear Equipamentos Eletrônicos Ltda, foi acoplado o circuito de FI do protótipo. O sinal analógico da saída do módulo de RF, centrado em 8,126984 MHz foi amostrado pelo *down-converter* do protótipo a uma taxa de amostragem quatro vezes superior. A referência de relógio externa para o protótipo foi de 65,015873 MHz. Nesta primeira prova de conceito o esquema de sincronismo implementado operou adequadamente.

6.6 Conclusões

Este capítulo apresentou o esquema de sincronismo projetado, simulado e implementado para o MI-SBTVD. Foram mostrados os aspectos de projeto, resultados de simulação e detalhes de implementação em hardware de FPGA. Melhorias adicionais podem ser investigadas como objetivo de refinar os parâmetros calculados e melhorar as condições de quantização das variáveis.

Capítulo 7

Conclusões Finais

Este trabalho é o resultado da pesquisa de dois temas principais, equalização e antenas adaptativas, aplicadas a sistemas CDMA e OFDM.

Para o tema de equalização em sistemas CDMA, foi investigado o emprego de esquemas de recepção com as seguintes propriedades:

- Equalizadores adaptativos com funcionamento em taxa de chip por apresentar uma maior resolução temporal.
- Utilização de sinais pilotos compatíveis com a taxa de operação do equalizador, apresentando desta forma uma capacidade de resposta mais rápida para canais dinâmicos.
- Multiplexação otimizada dos sinais pilotos, objetivando um melhor desempenho do equalizador.

Como contribuição dessa investigação, pode-se destacar a obtenção de um esquema de recepção simples e eficaz, utilizando algoritmos de adaptação convencionais como o LMS sem qualquer tipo de adaptação ao sistema CDMA. No que se refere ao tipo de equalizador, foram investigados o DFE e o Linear, mostrando duas possibilidades de esquemas de recepção.

No caso de antenas adaptativas aplicadas ao sistemas CDMA, esta tese investigou a utilização de um esquema combinado de processador espacial e equalizador chamado de MT-STR. Este esquema é derivado de receptores *Rake-Finger*, onde são adicionados processadores espaciais e equalizadores para cada *Finger* do receptor. Nesta tese, é proposta uma estrutura de receptor MT-STR com as seguintes características fundamentais:

- Processadores espaciais e equalizadores à taxa de chip.
- Sinais pilotos multiplexados no tempo também à taxa de chip.
- Algoritmo de adaptação LMS para ambos processadores espaciais e equalizadores sem qualquer adaptação ao sistema CDMA.
- Um estimador de atrasos objetivando o alinhamento dos M equalizadores.
- Um combinador adaptativo para maximizar a resposta de saída.

O MT-STR proposto nesta tese utiliza também a mesma idéia da proposta anterior, que foca a mudança na adequação da multiplexação dos sinais pilotos mantendo o esquema de adaptação dos parâmetros, semelhantemente a qualquer outro sistema sem espalhamento espectral.

Para sistemas OFDM esta tese seguiu uma estratégia de investigação diferente das encontradas na literatura, com as seguintes características:

- O uso de equalizadores e antenas adaptativas antes da FFT.
- Redução da interferência nas portadoras minimizando a ISI entre as amostras do símbolo OFDM.
- Utilização dos sinais pilotos, espalhados ou conjuntos, multiplexados nas portadoras para o treinamento dos filtros adaptativos.
- Utilização da técnica DD nos instantes em que os sinais pilotos não estão disponíveis.

Esta investigação teve como contribuição um esquema simples de adequação e adaptação de filtros adaptativos, seja temporal ou espacial, aos sistemas OFDM. Esta linha abre novas perspectivas de trabalho com novos algoritmos de adaptação supervisionados e cegos, bem como novas estruturas de equalizadores.

Esta tese também apresentou resultados da investigação de um esquema de sincronismo, no domínio do tempo, para sistemas OFDM e sua implementação em FPGA. Estes estudos investigativos foram derivados da linha principal de pesquisa desta tese e contribuíram de forma direta e indireta para os resultados aqui apresentados.

O desenvolvimento de soluções de equalização neste trabalho teve, em linhas gerais, a finalidade de minimizar a interferência entre códigos de receptores RAKE do CDMA, de encurtar o canal e de reduzir o tempo de guarda no sistema OFDM. Motivados pela busca de soluções de baixa complexidade, a pesquisa teve por base sistemas SISO e antenas adaptativas com receptores padrões. Por outro lado, ficaram em aberto a investigação de soluções de equalização específicas para esquemas de codificação MIMO e com diversidade de recepção, seja para sistemas CDMA como para sistemas OFDM. Também há perspectivas de resultados interessantes na investigação de soluções que envolvam equalizadores não lineares, por exemplo, soluções com Redes Neurais Artificiais que possam ser desenvolvidas com a possibilidade adicional de poder minimizar os efeitos causados pelos amplificadores de transmissão desses sistemas.

Referências Bibliográficas

- [1] 3GPP TS 25.201. Physical layer - General description. Technical Report Release 5, v. 5.2.0, 3GPP, 2001.
- [2] 3GPP TS 25.211. Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD). Technical Report Release 5, v. 5.3.0, 3GPP, 2002.
- [3] 3GPP TS 25.212. Multiplexing and channel coding (FDD). Technical Report Release 5, v.5.4.0, 3GPP, 2003.
- [4] 3GPP TS 25.213. Spreading and modulation (FDD). Technical Report Release 5, v.5.3.0, 3GPP, 2003.
- [5] Peter S tavroulakis. *Third Generation Mobile Telecommunication Systems: UMTS and IMT-2000*. Springer, Berlin, 2001.
- [6] Harri Holma and Antti Toskala. *WCDMA for UMTS: Radio Access for Third Generation Mobile Communications*. John Wiley & Sons, Inc., New York, USA, 2000.
- [7] P. G. Flikkema. Spread-spectrum techniques for wireless communication. *IEEE Signal Processing Magazine*, 14(3):26–36, May 1997.
- [8] L. Hanzo, M. Münster, B.J. Choi and T. Keller. *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*. Wiley-IEEE Press, 2003.
- [9] David Tse and Pramod Viswanath. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [10] K. Fazel and S. Kaiser. *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. Wiley, 2003.
- [11] K. Fazel. Performance of CDMA/OFDM for mobile communication system. In *2nd International Conference on Universal Personal Communications, 1993. Personal Communications: Gateway to the 21st Century*, volume 2, pages 975–979, October 1993.
- [12] Luciano Leonel Mendes. Modelos matematicos para estimação do desempenho de sistemas de multiplexação por divisão em frequencias ortogonais. Tese de doutorado, Faculdade de Engenharia Eletrica e de Computação, Unicamp, March 2007.
- [13] Don Torrieri. *Principles of Spread-Spectrum Communication Systems*. Springer Science, 2005.

- [14] Marvin K. Simon, Jim K. Omura, Robert A. Scholtz and Barry K. Levitt. *Spread Spectrum Communications Handbook*. Computer Science Press, 1985.
- [15] Wang Y., Wu J. and Wu W. Adaptive Algorithm Based on Pilot-Channel for MMSE Multiuser Detection in Downlink CDMA. *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, E83-A, November 2000.
- [16] P. Castoldi. *Multiuser Detection in CDMA Mobile Terminals*. Artech House Publishers, 2002.
- [17] M. Lenardi, A. Medles and D. T. M. Slock. A SINR maximizing RAKE receiver for DS-CDMA downlinks. In *Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2000*, volume 2, pages 1283–1287, Pacific Grove, California, October 2000.
- [18] A. J. Weiss and B. Friedlander. Synchronous DS-CDMA downlink with frequency selective fading. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 47(1):158–167, January 1999.
- [19] Marcelo A. C. Fernandes, Fabbryccio A. C. M. Cardoso, José G. Chiquito, Max H. M. Costa and Dalton S. Arantes. First Report on Smart Antenna Algorithms for Mobile Station Receivers. Technical Report Technical Report No. 1, ERICSSON-UNICAMP Contract UNI.35, May 2001.
- [20] Fabbryccio A. C. M. Cardoso, Marcelo A. C. Fernandes, José G. Chiquito, Max H. M. Costa and Dalton S. Arantes. Second Report on Smart Antenna Algorithms for Mobile Station Receivers. Technical Report Technical Report No. 2, ERICSSON-UNICAMP Contract UNI.35, November 2001.
- [21] Fabbryccio A. C. M. Cardoso, Marcelo A. C. Fernandes, Fábio A. G. Lisboa, José G. Chiquito, Max H. M. Costa and Dalton S. Arantes. Third Report on Smart Antenna Algorithms for Mobile Station Receivers. Technical Report Technical Report No. 3, ERICSSON-UNICAMP Contract UNI.35, May 2002.
- [22] Fabbryccio A. C. M. Cardoso, Marcelo A. C. Fernandes, Fábio A. G. Lisboa, José G. Chiquito, Max H. M. Costa and Dalton S. Arantes. Fourth Report on Smart Antenna Algorithms for Mobile Station Receivers. Technical Report Technical Report No. 4, ERICSSON-UNICAMP Contract UNI.35, February 2003.
- [23] Fabbryccio A. C. M. Cardoso, Marcelo A. C. Fernandes and Dalton S. Arantes. Performance of an adaptive space-time processing receiver for the user terminal of 3G WCDMA systems under COST 259 channel models. In *IEEE 56th Vehicular Technology Conference, VTC 2002-Fall*, volume 1, pages 57–61, Vancouver, British Columbia, Canada, 2002.
- [24] Fabbryccio A. C. M. Cardoso, Marcelo A. C. Fernandes and Dalton S. Arantes. Space-time processing for smart antennas in advanced receivers for the user terminal in 3G WCDMA systems. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 48(4):1082 – 1090, November 2002.
- [25] Fabbryccio A. C. M. Cardoso, Marcelo A. C. Fernandes and Dalton S. Arantes. Space-time processing for smart antennas in advanced receivers for the user terminal in 3G WCDMA systems. In *2002 International Conference on Consumer Electronics, ICCE 2002*, pages 296–297, June 2002.

- [26] J. Karlsson and S. Mazur. Interference suppression in CDMA mobile stations using multiple antennas. In *IEEE International Conference on Universal Personal Communications, ICUPC '98.*, volume 2, pages 1289–1293, Florence, Italy, October 1998.
- [27] M. Latva-aho. Bit error probability analysis for FRAMES WCDMA downlink receivers. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 47(4):1119–1133, November 1998.
- [28] Chen Wei, Wu Linyan and Meng Nan. BER Analysis of RAKE Receiver in Rayleigh Fading Channels. In *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, WiCOM 2006*, pages 1–4, Wuhan, China, September 2006.
- [29] Luis M. Correa. *Wireless Flexible Personalised Communications: COST-259: European Co-Operation in Mobile Radio Research*. 2001.
- [30] X. Yue and H.H. Fan. Linear smoothing method for blind equalization of OFDM systems without cyclic prefix. In *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC 2004*, volume 4, pages 2313–2316, Atlanta, GA, USA, March 2004.
- [31] I. Barhumi, G. Leus and M. Moonen. Time-domain channel shortening and equalization of OFDM over doubly-selective channels. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP '04*, volume 3, pages 801–814, Montreal, Quebec, Canada, May 2004.
- [32] Funtel - Projeto Brasileiro de Televisão Digital - OS 40544. Especificação Técnica de Referência. Technical Report PD.30.12.34A.0001A/RT-14AA, CPqD, 2006.
- [33] Fabricio C. A. Oliveira, Dayan A. Guimarães, Geraldo G. R. Gomes, Fabbryccio A. C. M. Cardoso, Fábio A. Lisboa, Marcelo A. C. Fernandes. Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: Performance Evaluation. In *IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, ISSSTA 2006*, pages 213–217, Manaus, Brazil, August 2006.
- [34] Marcelo A. C. Fernandes, Cristiano M. Panazio, Sandro A. Fasolo and Fábio Lumertz. Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: Synchronization Techniques. In *IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, ISSSTA 2006*, pages 208–212, Manaus, Brazil, August 2006.
- [35] Sandro Adriano Fasolo. Equalização em receptores de televisão digital de alta definição utilizando modulação 8VSB. Tese de doutorado, Faculdade de Engenharia Eletrica e de Computação, Unicamp, July 2001.
- [36] M. D. Yacoub. *Wireless Technology: Protocols, Standards, and Techniques*. CRC Press, 2001.
- [37] H. Huang, M. Sandell and H. Viswanathan. Achieving high data rates on the UMTS downlink shared channel using multiple antennas. In *Second International Conference on 3G Mobile Communication Technologies*, pages 373–377, London, England, March 2001.
- [38] Savo G. Glisic. *Advanced Wireless Networks: 4G Technologies*. Wiley, 2006.

- [39] Luís Carlos Lorenzo Acácio. Equalização pré-FFT de sistemas baseados em orthogonal frequency-division multiplexing. Tese de doutorado, Escola Politécnica, USP, 1996.
- [40] A. Nix S. Armour and D. Bull. Pre-FFT equalizer design for OFDM. *Electronics Letters*, 35(7):539–540, 1999.
- [41] S. Colieri, M. Ergen, A. Puri and A. Bahai. A study of channel estimation in OFDM systems. In *IEEE 56th Vehicular Technology Conference, VTC 2002-Fall*, volume 2, pages 894–898, Vancouver, British Columbia, Canada, 2002.
- [42] Seog Geun Kang, Yong Min Ha and Eon Kyeong Joo. A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobile communications. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 49(2):142–149, June 2003.
- [43] S. Armour and A. Nix and D. Bull. Complexity evaluation for the implementation of a pre-FFT equalizer in an OFDM receiver. 43(3):428–437, 2000.
- [44] S. Armour, A. Nix and D. Bull. A pre-FFT equalizer design for application to Hiperlan/2. In *52nd Vehicular Technology Conference, IEEE VTS-Fall VTC 2000*, volume 4, pages 1690–1697, Boston, USA, 2000.
- [45] Theodore S. Rappaport. *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall PTR, second edition, 2002.
- [46] John Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2000.
- [47] Bruce A. Carlson, Paul B. Crilly and Janet Rutledge. *Communication Systems*. McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2001.
- [48] Simon Haykin. *Communication Systems*. fourth edition.
- [49] Joseph C. Liberti and Theodore S. Rappaport. *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Prentice-Hall PTR, 1990.
- [50] Simon Haykin. *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, fourth edition, 2001.
- [51] Bernard Widrow and Marcian E. Hoff. *Adaptive switching circuits*, pages 123–134. MIT Press, Cambridge, MA, USA, 1988.
- [52] Paulo S. R. Diniz. *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation*. Springer-Verlag, Inc., Secaucus, NJ, USA, 2007.
- [53] Chong-Yung Chi, Chih-Chun Feng, Chii-Horng Chen and Ching-Yung Chen. *Blind Equalization and System Identification: Batch Processing Algorithms, Performance and Applications*. Springer-Verlag Inc., Secaucus, NJ, USA, 2006.
- [54] Fernando C. C. de Castro. Desconvolução Autodidata Concorrente para Equalização de Canais de Comunicações. Tese de doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, March 2001.

- [55] D. Godard. Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems. *IEEE Transactions on Communications*, 28(11):1867–1875, January 2003.
- [56] Y. Sato. A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude-modulation systems. *IEEE Transactions on Communication*, 23:679–682, 1975.
- [57] Lal Chand Godara. *Smart antennas*. CRC Press LLC, Boca Raton, Florida, USA, 2004.
- [58] Jonathan S. Blogh and Lajos Hanzo. *Third-Generation Systems and Intelligent Wireless Networking: Smart Antennas and Adaptive Modulation*. Halsted Press, New York, NY, USA, 2002.
- [59] Frank Gross. *Smart Antennas for Wireless Communications*. McGraw-Hill Professional, 2005.
- [60] Monisha Ghosh. Blind decision feedback equalization for terrestrial television receivers. *Proceedings of the IEEE*, 86(10):2070–2081, October 1998.
- [61] John R. Treichler. Practical blind demodulators for high-order QAM signals. *Signal Process*, 67(3):331–344, 1998.
- [62] R. W. Lucky. Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication System. *The Bell System Technical Journal*, pages 256–286, February 1966.
- [63] Fabbryccio A. C. M. Cardoso. Aplicações de Antenas Inteligentes e Equalização Concorrente em Sistemas WCDMA/HSDPA. Tese de doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, 2004.
- [64] F. Petre, M. Engels, A. Bourdoux, B. Gyselinckx, M. Moonen and H. De Man. Extended MMSE receiver for multiuser interference rejection in multipath DS-CDMA channels. In *IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference, IEEE VTC 1999 - Fall*, volume 3, pages 1840–1844, Amsterdam, the Netherlands, 1999.
- [65] F. Petre, M. Moonen, M. Engels, B. Gyselinckx and H. De Man. Pilot-aided adaptive chip equalizer receiver for interference suppression in DS-CDMA forward link. In *IEEE 52nd Vehicular Technology Conference, IEEE VTS-Fall VTC 2000*, volume 1, pages 303–308, Boston, Ma, USA, 2000.
- [66] K. Hooli, M. Latva-Aho and M. Juntti. Performance evaluation of adaptive chip-level channel equalizers in WCDMA downlink. In *IEEE International Conference on Communications, ICC 2001*, volume 6, pages 1974–1979, St. Petersburg, Russia, June 2001.
- [67] A. R. Margetts and P. Schniter. Adaptive chip-rate equalization of downlink multirate wideband CDMA. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 53(6):2205–2215, June 2005.
- [68] F. Rey and G. Vazquez. Blind equalization of DS-CDMA and MC-CDMA modulations in time-variant frequency selective channels. In *IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference, IEEE VTC 1999 - Fall*, volume 4, pages 2367–2371, Amsterdam, Netherlands, 1999.
- [69] U. Madhow and M. L. Honig. MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA. *IEEE Transactions on Communications*, 42(12):3178–3188, December 1994.

- [70] S. Werner and J. Lilleberg. Downlink channel decorrelation in CDMA systems with long codes. In *IEEE 49th Vehicular Technology Conference*, volume 2, pages 1614–1617, Amsterdam, July 1999.
- [71] Frederic P. Miller, Agnes F. Vandome and John McBrewster. *Digital Terrestrial Television: Digital terrestrial television, Digital television, Satellite dish, Cable, ATSC (standards), NTSC, ISDB, DVB-T, DMB-T/H, List of digital television deployments by country*. Alphascript Publishing, 2009.
- [72] International Telecommunication Union. Channel Coding, Frame Structure and Modulation Scheme for Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T). Technical Report ITU-R 205/11, ITU, 1999.
- [73] International Telecommunication Union. European Broadcasting Union, Digital Video Broadcasting (DVB): Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial. Technical Report ETSI EN 300 744 V1.4.1, ETSI, 2001.
- [74] Norma Brasileira ABNT NBR 15601. Televisão digital terrestre - Sistema de transmissão. Technical Report ABNT NBR 15601:2007, ABNT, 2008.
- [75] S. Armour, A. Nix and D. Bull. Performance analysis of a pre-FFT equalizer design for DVB-T. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 45(3):544–552, August 1999.
- [76] Suwich Kunaruttanapruk and Somchai Jitapunkul. The Novel Decision Feedback Equalizer for OFDM System with Insufficient Cyclic Prefix. In *Annual Conference on Communication Networks and Services Research*, pages 19–24, Los Alamitos, CA, USA, May 2004.
- [77] S. Allamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. 16(8):1451–1458, 2000.
- [78] K. F. Lee and D. B. Williams. A Space-Time Coded Transmit Diversity Technique for Frequency Selective Fading Channels. In *International Telemetering Conference IEEE Sensor Array and Multichannel*, pages 149–152, Cambridge, MA, USA, March 2000.
- [79] S. Hara and R. Prasad. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. 2003.
- [80] F. Daffara and A. Chouly. Maximum likelihood frequency detectors for orthogonal multi-carrier systems. In *IEEE International Conference on Communications (ICC'93)*, pages 766–771, Geneva, Switzerland, May 1993.
- [81] F. Daffara and O. Adami. A new frequency detector for orthogonal multi-carrier transmission techniques. pages 804–809, Chicago, USA, July 1995.
- [82] J. J. van de Beek, M. Sandell and P. O. Borjesson. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. 45(7):1800–1805, 1997.
- [83] K. Fazel, S. Kaiser and P. Robertson. OFDM: A key component for terrestrial broadcasting and cellular mobile radio. pages 576–583, Istanbul, Turkey, April 1996.

- [84] K. Fazel, S. Kaiser, P. Robertson and M. J. Ruf. A concept of digital terrestrial television broadcasting. 2(1):9–27, 1995.
- [85] P. H. Moose. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. 42:2908–2914, 1994.
- [86] José M. C. Brito, Luciano L. Mendes, Fabbryccio A. Cardoso, Carlos A. F. Rocha and Dalton S. Arantes. Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: System Overview. Manaus, Brasil, 2006.
- [87] Nallatech, Inc. - Reference Manual. *Virtex-4, Dual 105MSPS ADC, Dual 160MSPS DAC DIME-II Module User Guide*. Nallatech, Inc., 2005.
- [88] Xilinx Inc. - Reference Manual. *Virtex-4 User Guide*. Xilinx Inc., 2006.