

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

**EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE DE CANAIS NO DOMÍNIO  
FREQUÊNCIA PARA SISTEMAS MULTIPORTADORAS**

**FÁBIO D'AGOSTINI**

Porto Alegre, abril de 2007

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

**EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE DE CANAIS NO DOMÍNIO  
FREQUÊNCIA PARA SISTEMAS MULTIPORTADORAS**

**FÁBIO D'AGOSTINI**

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

Área de concentração: Tecnologia da Informação/Telecomunicações

Orientador: Fernando César Comparsi de Castro

Co-Orientador: Maria Cristina Felipeto de Castro

Porto Alegre, abril de 2007

# EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE DE CANAIS NO DOMÍNIO FREQUÊNCIA PARA SISTEMAS MULTIPORTADORAS

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Fernando César Comparsi de Castro, PUCRS  
Doutor pela UNICAMP

Banca Examinadora:

Prof. Dr. (**Nome do professor**), sigla da Instituição onde atua  
Doutor pela (Instituição onde obteve o título – Cidade, País)

Prof. Dr. (**Nome do professor**), sigla da Instituição onde atua  
Doutor pela (Instituição onde obteve o título – Cidade, País)

Prof. Dr. (**Nome do professor**), sigla da Instituição onde atua  
Doutor pela (Instituição onde obteve o título – Cidade, País)

Coordenador do PPGEE: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. (Nome do Coordenador do PPGEE)

Porto Alegre, abril de 2007

## **DEDICATÓRIA**

Dedico este trabalho  
à minha família, pelo apoio e pela compreensão,  
à minha namorada, pela ajuda e pelo carinho,  
ao meu orientador Fernando e à professora Cristina, pela  
oportunidade e confiança.

## **AGRADECIMENTOS**

Ao meu orientador, professor doutor Fernando César Comparsi de Castro, e à professora doutora Maria Cristina Felippetto de Castro pelo incentivo e pela oportunidade, sem os quais não seria possível a realização deste trabalho.

Aos meus colegas de trabalho e curso pela amizade e pelo companheirismo.

Aos meus pais, Nadir e Norma, e à minha irmã, Carine, pelo apoio, amor e confiança durante todo este tempo.

À minha namorada, Fernanda, por toda ajuda, compreensão e amor.

## RESUMO

Receptores para sistemas *wireless* OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) usualmente realizam a estimação e compensação do canal através de símbolos piloto inseridos em portadoras cujas posições ao longo do espectro do canal são conhecidas. As funções de transferência calculadas a partir dos sinais piloto são interpoladas para determinar as funções de transferência em todas as portadoras que compreendem o espectro do canal. Variações do canal ao longo do tempo são compensadas através de interpolação entre as sucessivas estimações do canal numa mesma portadora. No entanto, não raramente, a ocorrência de variações bruscas limita a capacidade de atuação dos interpoladores temporais – este é o caso dos receptores móveis. Nesta dissertação apresentaremos uma nova técnica de compensação de canal utilizando a operação concorrente entre dois algoritmos baseados no gradiente estocástico: um que minimiza a função de custo através da dispersão de energia do sinal recebido e outro que minimiza a distância euclidiana entre os símbolos da modulação digital recebidos e aqueles na constelação de referência atribuída a cada subcanal OFDM. Os resultados mostram uma significativa melhora na *performance* da etapa de estimação e compensação do canal quando esta é submetida a rápidas variações, permitindo uma considerável redução na taxa de erro do demodulador mesmo quando este opera em um cenário sujeito a intenso multipercurso dinâmico.

## ABSTRACT

Receivers for wireless Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems usually perform the channel estimation based on pilot carriers in known positions of the channel spectrum. Interpolation between pilot carriers is applied to determine the channel transfer function in all carrier frequencies. Channel variations along time are compensated by means of interpolation between successive channel estimates on the same carrier frequency. However, not rarely, the fast channel variations exceed the time interpolator capability, as is the case for mobile operation. In this dissertation we present a new channel compensation technique based on the concurrent operation of two stochastic gradient time-domain algorithms, one which minimizes a cost function that measures the received signal energy dispersion and other which minimizes the Euclidean distance between the received digital modulation symbols and the ones in the reference constellation assigned to each OFDM sub-channel. Results show that the new technique advantageously improves the system robustness to fast channel variations since, with a low computational cost, it dramatically reduces the demodulator symbol error rate even when the receiver is operating in an intense dynamic multipath scenario.

## SUMÁRIO

<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>XI</b>
<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	<b>XV</b>
<b>LISTA DE ACRÔNIMOS .....</b>	<b>XVI</b>
<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
<b>2 FUNDAMENTOS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO .....</b>	<b>4</b>
2.1 Características dos canais de rádio.....	4
2.1.1 Compreendendo os canais de rádio.....	5
2.1.2 Modelagem de canais.....	6
2.1.3 Estatísticas de desvanecimento do canal.....	8
2.1.4 Interferência intersimbólica e interferência entre canais.....	9
2.1.5 Modelagem de canais para sistemas multiportadoras .....	11
2.1.6 Modelos de canais para sistemas multiportadoras com desvanecimento descorrelacionado.....	11
2.1.7 Diversidade.....	12
2.2 Transmissões em Multiportadoras .....	14
2.2.1 <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> (OFDM).....	15
2.2.2 Vantagens e desvantagens da técnica OFDM .....	22
2.3 Estimação e Compensação de Canais no Domínio da Frequência.....	23
2.3.1 Filtro de Wiener de duas dimensões .....	26
2.3.2 Equalização por interpolação simples .....	28
<b>3 MODELOS DE CANAIS.....</b>	<b>31</b>
3.1 Descrição dos modelos para os Canais Brasil.....	31
3.1.1 Canal Brasil A estático.....	32
3.1.2 Canal Brasil A móvel .....	35
3.1.3 Canal Brasil B estático .....	37
3.1.4 Canal Brasil B móvel .....	39
3.1.5 Canal Brasil D móvel .....	41
3.1.6 Canal Brasil E estático .....	43

3.1.7	Canal Brasil E móvel.....	45
3.2	Descrição dos modelos para os canais SPIB .....	47
3.2.1	Canal SPIB 1 .....	48
3.2.2	Canal SPIB 2 .....	50
3.2.3	Canal SPIB 3 .....	52
3.2.4	Canal SPIB 5 .....	54
3.2.5	Canal SPIB 6 .....	56
<b>4</b>	<b>EQUALIZAÇÃO COM O ALGORITMO CMA CONCORRENTE.....</b>	<b>58</b>
4.1	O Algoritmo CMA .....	59
4.2	O Equalizador Autodidata Concorrente .....	63
<b>5</b>	<b>SISTEMAS PARA <i>BROADCASTING</i> .....</b>	<b>67</b>
5.1	O padrão japonês ISDB-T .....	68
5.1.1	O processo de transmissão .....	73
5.1.2	A codificação de canal .....	73
5.1.3	Modulação .....	74
5.1.3.1	Mapeamento .....	74
5.1.3.1.1	Differential Quadrature Shift Keying (DQPSK).....	75
5.1.3.1.2	Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) .....	77
5.1.3.1.3	Quadrature Amplitude Modulation (16-QAM) .....	78
5.1.3.1.4	Quadrature Amplitude Modulation (64-QAM) .....	79
5.1.3.2	Normalização do nível de modulação .....	80
5.1.3.3	Combinação das camadas do sistema.....	81
5.1.3.4	O interleaver no tempo .....	82
5.1.3.5	O interleaver na frequência .....	85
5.1.3.6	O estruturador de frame.....	87
5.1.3.6.1	Configuração para modulação diferencial .....	87
5.1.3.6.2	Configuração para modulação síncrona .....	91
5.1.3.6.3	O sinal piloto SP .....	93
5.1.3.6.4	O sinal piloto CP.....	94
5.1.3.6.5	O sinal piloto TMCC .....	94
5.1.3.6.6	O sinal do canal auxiliar AC.....	95
5.2	O padrão europeu DVB-T .....	95
5.2.1	Mapeamento .....	97
5.2.2	Estrutura do <i>frame</i> OFDM .....	99
5.2.3	Sinais de referência .....	101
5.2.4	Posição das células <i>scattered pilot</i> .....	102
5.2.5	Localização das portadoras com <i>continual pilot</i> .....	103
<b>6</b>	<b>EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PARA RECEPTORES OFDM.....</b>	<b>104</b>
6.1	O funcionamento em frequência .....	106
<b>7</b>	<b>RESULTADOS.....</b>	<b>112</b>
7.1	Transmissor .....	112
7.2	Simulador de Canal .....	113
7.3	Receptor .....	114
7.4	Resultados da Simulação.....	115
7.4.1	Ambiente de simulação .....	115

7.4.2	Resultados .....	116
<b>8</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>129</b>
<b>9</b>	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>131</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 –	Modelo típico de um receptor OFDM baseado na técnica de estimação e compensação de canal por filtro de Wiener bidimensional.....	2
Figura 2 –	Ilustração da variação da propagação dos multipercursos no tempo. ....	5
Figura 3 –	Resposta ao impulso do canal variante no tempo e função de transferência do canal com frequência por desvanecimento seletivo. ....	7
Figura 4 –	Modulação com multiportadoras para $N_c = 4$ subportadoras. ....	15
Figura 5 –	Espectro OFDM com 16 subportadoras. ....	17
Figura 6 –	Sistema de modulação por multiportadoras aplicado ao OFDM. ....	18
Figura 7 –	Sistema de transmissão simplificado com multiportadoras utilizando OFDM... ..	20
Figura 8 –	Representação tempo/frequência de um símbolo OFDM e um <i>frame</i> OFDM. ..	21
Figura 9 –	Grade com símbolos piloto para estimação de canal bidimensional em um <i>frame</i> OFDM. ....	24
Figura 10 –	Grade onde estão representadas as interpolações entre as funções de transferência estimadas nos símbolos piloto na direção do tempo e da frequência. ....	29
Figura 11 –	Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil A estático no domínio da frequência. ....	33
Figura 12 –	Fase da resposta ao impulso do canal Brasil A estático no domínio da frequência. ....	33
Figura 13 –	Resposta ao impulso do canal Brasil A estático no domínio do tempo. ....	34
Figura 14 –	Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil A móvel no domínio da frequência. ....	35
Figura 15 –	Fase da resposta ao impulso do canal Brasil A móvel no domínio da frequência. ....	36
Figura 16 –	Resposta ao impulso do canal Brasil A móvel no domínio do tempo.....	36
Figura 17 –	Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil B estático no domínio da frequência. ....	37
Figura 18 –	Fase da resposta ao impulso do canal Brasil B estático no domínio da frequência. ....	38
Figura 19 –	Resposta ao impulso do canal Brasil B estático no domínio do tempo.....	38

Figura 20 – Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil B móvel no domínio da frequência. ....	39
Figura 21 – Fase da resposta ao impulso do canal Brasil B móvel no domínio da frequência. ....	40
Figura 22 – Resposta ao impulso do canal Brasil B móvel no domínio do tempo. ....	40
Figura 23 – Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil D móvel no domínio da frequência. ....	41
Figura 24 – Fase da resposta ao impulso do canal Brasil D móvel no domínio da frequência. ....	42
Figura 25 – Resposta ao impulso do canal Brasil D móvel no domínio do tempo. ....	42
Figura 26 – Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil E estático no domínio da frequência. ....	43
Figura 27 – Fase da resposta ao impulso do canal Brasil E estático no domínio da frequência. ....	44
Figura 28 – Resposta ao impulso do canal Brasil E estático no domínio do tempo. ....	44
Figura 29 – Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil E móvel no domínio da frequência. ....	45
Figura 30 – Fase da resposta ao impulso do canal Brasil E móvel no domínio da frequência. ....	46
Figura 31 – Resposta ao impulso do canal Brasil E móvel no domínio do tempo. ....	46
Figura 32 – Resposta ao impulso do canal SPIB 1 no domínio do tempo. ....	48
Figura 33 – Magnitude da resposta ao impulso do canal SPIB 1 no domínio da frequência. ....	48
Figura 34 – Fase da resposta ao impulso do canal SPIB 1 no domínio da frequência. ....	49
Figura 35 – Resposta ao impulso do canal SPIB 2 no domínio do tempo. ....	50
Figura 36 – Magnitude da resposta ao impulso do canal SPIB 2 no domínio da frequência. ....	50
Figura 37 – Fase da resposta ao impulso do canal SPIB 2 no domínio da frequência. ....	51
Figura 38 – Resposta ao impulso do canal SPIB 3 no domínio do tempo. ....	52
Figura 39 – Magnitude da resposta ao impulso do canal SPIB 3 no domínio da frequência. ....	52
Figura 40 – Fase da resposta ao impulso do canal SPIB 3 no domínio da frequência. ....	53
Figura 41 – Magnitude da resposta ao impulso do canal SPIB 5 no domínio do tempo. ....	54
Figura 42 – Magnitude da resposta ao impulso do canal SPIB 5 no domínio da frequência. ....	54
Figura 43 – Fase da resposta ao impulso do canal SPIB 5 no domínio da frequência. ....	55
Figura 44 – Magnitude da resposta ao impulso do canal SPIB 6 no domínio do tempo. ....	56
Figura 45 – Magnitude da resposta ao impulso do canal SPIB 6 no domínio da frequência. ....	56
Figura 46 – Fase da resposta ao impulso do canal SPIB 6 no domínio da frequência. ....	57
Figura 47 – Equalizador CMA com filtro FIR transversal [8]. ....	60
Figura 48 – Diagrama do equalizador concorrente [8]. ....	64
Figura 49 – Diagrama em blocos do sistema ISDB-T de forma simplificada. ....	68
Figura 50 – Diagrama em blocos da codificação de canal [22]. ....	74
Figura 51 – Esquema do bloco de mapeamento. ....	75
Figura 52 – Constelação DQPSK [22]. ....	76
Figura 53 – Entrelaçamento de <i>bits</i> e mapeamento DQPSK [22]. ....	76
Figura 54 – Entrelaçamento do mapeamento QPSK [22]. ....	77
Figura 55 – Constelação QPSK. ....	78
Figura 56 – Entrelaçamento do mapeamento 16-QAM [22]. ....	78
Figura 57 – Constelação 16-QAM. ....	79
Figura 58 – Entrelaçamento do mapeamento 64-QAM [22]. ....	80
Figura 59 – Constelação 64-QAM. ....	80

Figura 60 – Configuração de um segmento para o Modo 1. ....	81
Figura 61 – Configuração de um segmento para o Modo 2. ....	82
Figura 62 – Configuração de um segmento para o Modo 3. ....	82
Figura 63 – Diagrama esquemático do <i>interleaver</i> no tempo. ....	83
Figura 64 – Comparação de dois segmentos com e sem entrelaçamento ( $I=8$ ) [22]. ....	85
Figura 65 – Diagrama esquemático do <i>interleaver</i> na frequência [22]. ....	86
Figura 66 – Comparação entre segmentos: um com <i>interleaver</i> no tempo e outro no tempo e na frequência [22]. ....	86
Figura 67 – Configuração de um segmento para modulação diferencial no modo de transmissão 1 [18]. ....	88
Figura 68 – Configuração de um segmento para modulação síncrona no Modo 1 [18]. ....	91
Figura 69 – Circuito gerador da seqüência pseudo-aleatória, formadora do sinal SP. ....	93
Figura 70 – Diagrama em blocos funcional do sistema de transmissão europeu DVB-T. ....	96
Figura 71 – Constelação 16-QAM não uniforme com $\alpha = 2$ . ....	97
Figura 72 – Constelação 64-QAM não uniforme com $\alpha = 2$ . ....	98
Figura 73 – Constelação 16-QAM não uniforme com $\alpha = 4$ . ....	98
Figura 74 – Constelação 64-QAM não uniforme com $\alpha = 4$ . ....	99
Figura 75 – Gerador da seqüência PRBS. ....	102
Figura 76 – Estrutura do <i>frame</i> OFDM para o sistema DVB-T. ....	103
Figura 77 – Exemplo de um segmento síncrono em um <i>frame</i> OFDM do padrão ISDB-T. ....	105
Figura 78 – (a) Constelação 64-QAM após interpolação linear nas portadoras em que ocorreram sinais piloto. (b) Constelação 64-QAM após interpolação linear nas portadoras em que não ocorreram sinais piloto. ....	105
Figura 79 – Diagrama em blocos da técnica de equalização concorrente aplicada à desconvolução de canal em um <i>frame</i> OFDM. ....	107
Figura 80 – Diagrama em blocos que apresenta as três ferramentas desenvolvidas para a realização das simulações. ....	112
Figura 81 – Diagrama em blocos do receptor com a etapa de estimação e compensação de canal por interpolação linear. ....	114
Figura 82 – Diagrama em blocos do receptor com a etapa de estimação e compensação de canal por interpolação com filtro de Wiener. ....	114
Figura 83 – Diagrama em blocos do receptor com a etapa de estimação e compensação de canal por interpolação linear seguida de um banco de equalizadores concorrentes. ....	115
Figura 84 – Diagrama em blocos do receptor com a etapa de estimação e compensação de canal por interpolação com filtro de Wiener seguida de um banco de equalizadores concorrentes. ....	115
Figura 85 – Resultados da estimação e compensação do canal Brasil A estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$ e $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$ . ....	117
Figura 86 – Resultados da estimação e compensação do canal Brasil A móvel com Doppler no segundo caminho de 100 Hz após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica proposta com $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$ e $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$ . ....	118
Figura 87 – Resultados da estimação e compensação do canal Brasil B estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$ e $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$ . ....	119

- Figura 88 – Resultados da estimação e compensação do canal Brasil B móvel com Doppler no terceiro caminho de 10 Hz após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica proposta com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$  ..... 120
- Figura 89 – Resultados da estimação e compensação do canal Brasil D móvel com Doppler no caminho principal de 10 Hz após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica proposta com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$  ..... 121
- Figura 90 – Resultados da estimação e compensação do canal Brasil E estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$  ..... 122
- Figura 91 – Resultados da estimação e compensação do canal Brasil E móvel com Doppler de 10 Hz no terceiro caminho após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica proposta com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$  ..... 123
- Figura 92 – Resultados da estimação e compensação do canal SPIB 1 estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$  ..... 124
- Figura 93 – Resultados da estimação e compensação do canal SPIB 2 estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$  ..... 125
- Figura 94 – Resultados da estimação e compensação do canal SPIB 3 estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$  ..... 126
- Figura 95 – Resultados da estimação e compensação do canal SPIB 5 estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$  ..... 127
- Figura 96 – Resultados da estimação e compensação do canal SPIB 6 estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$  ..... 128

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil A estático.....	32
Tabela 2 – Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil A móvel.....	35
Tabela 3 – Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil B estático.....	37
Tabela 4 – Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil B móvel.....	39
Tabela 5 – Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil D móvel.....	41
Tabela 6 – Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil E estático.....	43
Tabela 7 – Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil E móvel.....	45
Tabela 8 – Sumário do algoritmo CMA aplicado à equalização de canal [8].....	62
Tabela 9 – Sumário do algoritmo utilizado no equalizador concorrente quando aplicado à equalização de canal temporal [8].....	65
Tabela 10 – Especificações dos parâmetros dos modos de transmissão do sistema ISDB-T [22].....	70
Tabela 11 – Parâmetros do segmento OFDM [22].....	72
Tabela 12 – Valores requeridos para ajuste de atraso [22].....	75
Tabela 13 – Valores requeridos para normalização dos símbolos.....	81
Tabela 14 – Valores requeridos para ajuste de atraso pelo efeito do <i>interleaver</i> .....	84
Tabela 15 – Posição dos canais TMCC e AC para Modo 1 e modulação diferencial.....	89
Tabela 16 – Posição dos canais TMCC e AC para Modo 2 e modulação diferencial.....	89
Tabela 17 – Posição dos canais TMCC e AC para Modo 3 e modulação diferencial.....	90
Tabela 18 – Posição dos canais TMCC e AC para Modo 1 e modulação síncrona.....	92
Tabela 19 – Posição dos canais TMCC e AC para Modo 2 e modulação síncrona.....	92
Tabela 20 – Posição dos canais TMCC e AC para Modo 3 e modulação síncrona.....	92
Tabela 21 – Valores iniciais para o circuito gerador da seqüência PRBS.....	93
Tabela 22 – Valores de $W_i$ e amplitude do sinal.....	94
Tabela 23 – Capacidade de transmissão dos canais AC1 e AC2 para o Modo 1 e IG = 8.....	95
Tabela 24 – Duração da parte útil dos símbolos com seus respectivos intervalos de guarda.....	100
Tabela 25 – Valores dos parâmetros para um <i>frame</i> OFDM nos modos de transmissão de 8K e 2K para canais de 6 MHz.....	100
Tabela 26 – Fatores de normalização para os símbolos de dados.....	101
Tabela 27 – Índices das portadoras onde ocorre continual pilot.....	103
Tabela 28 – Processo adaptativo aplicado em cada $n^{th}$ equalizador concorrente superamostrado na direção do tempo.....	110
Tabela 29 – Parâmetros de simulação para o transmissor ISDB-T.....	113

**LISTA DE ACRÔNIMOS**

AC	<i>Auxiliary Channel</i>
AGC	<i>Automatic Gain Control</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
DBPSK	<i>Differential Binary Phase Shift Keying</i>
CMA	<i>Constant Modulus Algorithm</i>
DD	<i>Direct Decision</i>
DFE	<i>Decision Feedback Equalizer</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DVB	<i>Digital Video Broadcasting</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
IF	<i>Intermediate frequency</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
ISDB	<i>Integrated Services Digital Broadcasting</i>
ISI	<i>Inter-Symbol Interference</i>
ICI	<i>Intercarrier Interference</i>
LMS	<i>Least Mean Square</i>
MSE	<i>Minimum Square Error</i>

MLSD	<i>Maximum Likelihood Sequence Detection</i>
MCM	<i>Multichannel Modulation</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
PRBS	<i>Pseudo-Random Binary Sequence</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RLS	<i>Recursive Least Square</i>
RRCF	<i>Root Raised Cosine Filter</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SCM	<i>Single Carrier Modulation</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SP	<i>Scattered Pilot</i>
SPIB	<i>Signal Processing Information Base</i>
TMCC	<i>Transmission and Multiplexing Configuration Control</i>

## 1 INTRODUÇÃO

Com base na iniciativa do governo federal em promover pesquisas para o estudo e desenvolvimento do Sistema Brasileiro de Televisão Digital (SBTVD), o grupo de pesquisa da PUCRS desenvolveu ferramentas de simulação para análise dos três sistemas de televisão digital existentes no mundo: o americano (ATSC), o europeu (DVB-T) e o japonês (ISDB-T). A partir do conhecimento adquirido ao longo das pesquisas, percebeu-se a necessidade de uma alternativa aos métodos de estimação e compensação de canais empregados nos sistemas que utilizam a técnica OFDM com multiportadoras, como o DVB-T e o ISDB-T.

Como a adoção, pelo Brasil, do sistema de televisão digital japonês ISDB-T prevê a incorporação de tecnologias já existentes e aquelas a serem desenvolvidas no âmbito do SBTVD, tentou-se incorporar à recepção desse sistema uma etapa inovadora para estimação e compensação de canais cujas principais características fossem baixa complexidade e alta robustez. Tais características já eram facilmente encontradas no algoritmo autodidata concorrente aplicado para desconvolução de canais monoportadora no domínio do tempo, como o ATSC. Esse algoritmo foi desenvolvido por DeCastro [9] e a PUCRS é detentora de sua patente.

O equalizador concorrente é um algoritmo para desconvolução *blind* baseado no princípio da operação concorrente entre o equalizador por decisão direta (DD) e o equalizador *Constant Modulus Algorithm* (CMA) [9]. A minimização da distância euclidiana pela função de custo do algoritmo DD apenas é considerada quando a minimização da dispersão de energia em torno da função custo do algoritmo CMA atinge seu ajuste ótimo, permitindo assim que o algoritmo DD apenas contribua para a minimização da função de custo global

quando este possuir um alto grau de certeza. Esse grau de certeza é medido quando a sua saída estiver tão próxima quanto for a relação do seu valor quantizado – com referência à constelação vigente – antes e depois da perturbação imposta ao equalizador.

Devido a sua alta *performance*, essa técnica é considerada o estado da arte no contexto de algoritmos *blind* para desconvolução de canais [12].

O equalizador concorrente é um algoritmo adaptativo construído para desconvoluir canais no domínio do tempo [8]. Nesta dissertação, iremos estender o seu uso para sistemas multiportadoras baseados na técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), aplicando o mesmo princípio utilizado originalmente, agora no domínio da frequência. A Figura 1 mostra um modelo simplificado de um típico receptor multiportadora baseado na técnica OFDM e um método usual para estimação e compensação de canal no domínio da frequência [13].

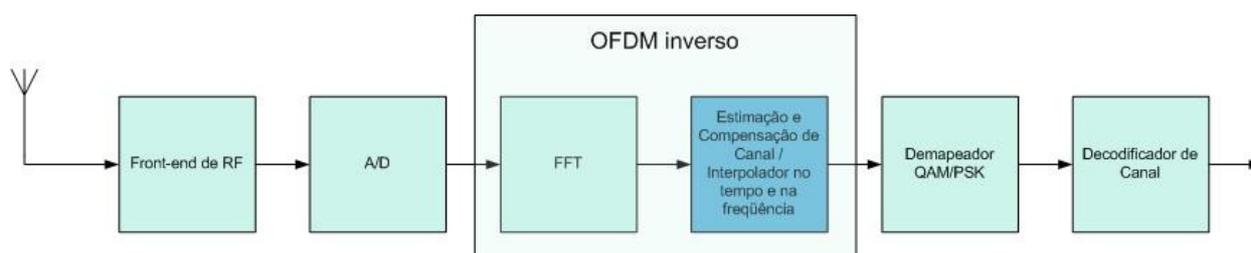


Figura 1 – Modelo típico de um receptor OFDM baseado na técnica de estimação e compensação de canal por filtro de Wiener bidimensional.

Símbolos de referência – chamados de símbolos piloto – são aplicados aos subcanais (portadoras) antes da IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) no transmissor. No receptor, os subcanais, após a FFT (*Fast Fourier Transform*), são estimados através dos símbolos piloto conhecidos nas respectivas frequências do espectro do canal. A interpolação é, então, aplicada na direção do tempo e na direção da frequência de forma que todas as funções de transferência nas  $N_C$  subportadoras do *frame* OFDM  $H_n(f, t)$ ,  $n = 0, \dots, N_C - 1$  são compensadas levando em conta o comportamento dinâmico do canal [24] [25].

Muitas são as técnicas de interpolação que podem ser utilizadas para a estimação e a compensação do canal no domínio da frequência. Dentre elas, a que possui menor erro de interpolação é o método que utiliza o filtro de Wiener [21].

Neste trabalho, inserimos o algoritmo *blind* de desconvolução concorrente na direção do tempo em cada subportadora de um *frame* OFDM recebido no domínio da frequência após

sua interpolação. Este algoritmo estocástico *blind* está baseado na técnica autodidata adotado para o equalizador concorrente, como apresentado em [8]. Os resultados mostram diferenças significativas na capacidade de acompanhar a dinâmica do canal para os mais variados tipos de multipercursos dinâmicos, além de uma redução na complexidade do processo de estimação do canal.

## 2 FUNDAMENTOS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO

Este capítulo abordará os fundamentos atualmente aplicados na comunicação sem fio realizada por meio de multiportadoras. Primeiramente, será apresentada uma descrição detalhada dos canais de rádio e seus modelos [13] e, na seqüência, será feita uma introdução sobre o princípio do sistema de transmissão OFDM multiportadoras com suas principais vantagens e desvantagens [23].

### 2.1 CARACTERÍSTICAS DOS CANAIS DE RÁDIO

O entendimento das características dos meios de comunicações é crucial para a adoção apropriada da arquitetura do sistema de transmissão, o dimensionamento de seus componentes e a otimização dos parâmetros do sistema, especialmente os canais de rádio móveis, que são considerados os canais mais difíceis por sofrerem os mais variados tipos de imperfeições, como multipercursos, desvanecimento, interferências, espalhamento Doppler e sombras. A escolha dos componentes de um sistema sofrerá modificações se por algum motivo a propagação de multipercursos com longos períodos de eco for preponderante na difusão radioelétrica do sinal.

Assim, a descrição e modelagem de canais em diferentes ambientes – como móveis, fixos, *indoor* ou *outdoor* – faz-se necessária. Isso permite, através de simulações, estimar e validar a *performance* de um dado sistema em todas as suas fases de desenvolvimento.

### 2.1.1 Compreendendo os canais de rádio

Nos canais de rádio móveis (veja Figura 2), o sinal transmitido sofre diferentes tipos de distorções ao longo do caminho, que podem ser caracterizados da seguinte forma:

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

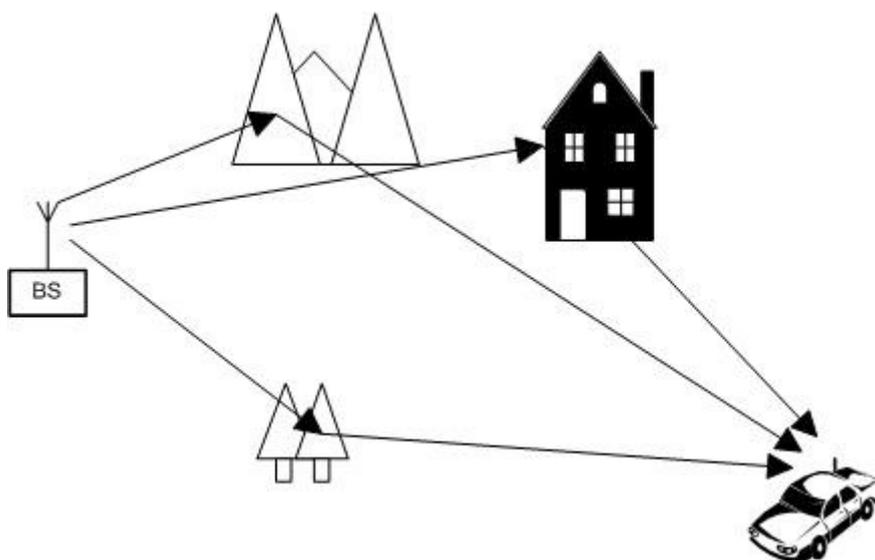


Figura 2 – Ilustração da variação da propagação dos multipercursos no tempo.

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

– *sombreamento*: é causado devido à obstrução das ondas transmitidas por objetos das mais variadas naturezas (como morros, prédios, paredes e até mesmo árvores), que resulta numa maior ou menor atenuação da intensidade do sinal. A variação da intensidade do sinal em

função do sombreamento é chamada de desvanecimento lento e pode ser representada por uma distribuição logarítmica normal [13].

– *perdas de caminho*: estão relacionadas a como a potência média do canal decai em relação à distância entre o transmissor e o receptor. No espaço livre, a potência média do sinal diminui com o quadrado da distância entre a estação base (EB) e a estação final (EF). Em um canal de rádio móvel, onde freqüentemente não existe um caminho com linha de visada, a potência do sinal diminui exponencialmente com fatores maiores que dois, podendo atingir ordens de três a cinco.

Variações na potência do sinal recebido devidas ao efeito do sombreamento e às perdas de caminho podem ser eficientemente compensadas por um controle de potência. A seguir será considerado o canal de rádio móvel com características de desvanecimento rápido.

### 2.1.2 Modelagem de canais

Um canal de rádio móvel pode ser caracterizado pela resposta ao impulso do canal variante no tempo  $h(\tau, t)$  ou pela função de transferência variante no tempo  $H(f, t)$ , que é a transformada de Fourier de  $h(\tau, t)$  [13]. A resposta ao impulso do canal representa a resposta do canal no instante  $t$  devido a um impulso aplicado no instante  $t - \tau$ . Assumindo que um canal móvel de rádio seja um processo aleatório estacionário e que sobre ele atue um desvanecimento estatisticamente constante em períodos curtos de tempo ou sob pequenas distâncias em ambientes de propagação com multipercursos, a resposta ao impulso do canal será composta por um grande número de impulsos dispersos recebidos através de  $N_p$  caminhos diferentes, onde

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi f_D \cdot p t + \varphi_p)} \delta(\tau - \tau_p) \quad (1)$$

$$\delta(\tau - \tau_p) = \begin{cases} 1 & \text{if } \tau = \tau_p \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

e  $a_p$ ,  $f_D$ ,  $p$ ,  $\varphi_p$  e  $\tau_p$  são, respectivamente, a amplitude, a freqüência do Doppler, a fase e o atraso de propagação associados aos caminhos  $p$ ,  $p = 0, \dots, N_p - 1$ . A função de transferência para o canal em questão é

$$H(f, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi(f_D \cdot pt - f\tau_p) + \phi_p)}. \quad (2)$$

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

$$f_{D,p} = \frac{vf_c \cos(\alpha_p)}{c} \quad (3)$$

depende da velocidade  $v$  do receptor, da velocidade da luz  $c$ , da frequência da portadora  $f_c$  e do ângulo de incidência  $\alpha_p$  do sinal em relação ao caminho  $p$ . A resposta ao impulso do canal com a sua função de transferência correspondente está ilustrada na Figura 3.

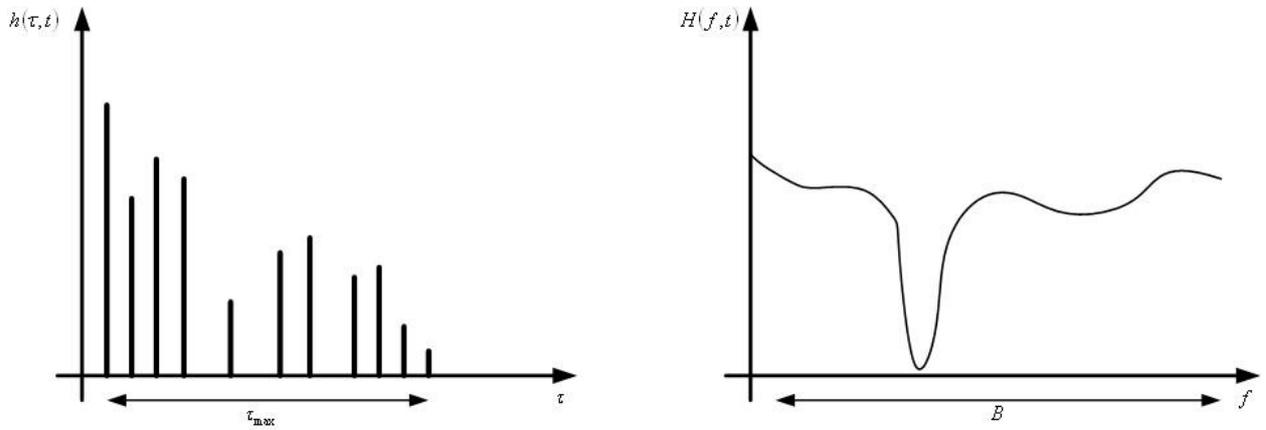


Figura 3 – Resposta ao impulso do canal variante no tempo e função de transferência do canal com frequência por desvanecimento seletivo.

A densidade espectral de potência de atraso  $\rho(\tau)$  que caracteriza a seletividade de frequência do canal móvel de rádio fornece a potência média da saída do canal como função do atraso  $\tau$ . O atraso médio  $\bar{\tau}$ , a raiz média quadrática (*Root Mean Square* – RMS) do atraso de propagação  $\tau_{RMS}$  e o máximo atraso  $\tau_{\max}$  são parâmetros característicos da densidade espectral de potência de atraso. O atraso médio é dado por:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p}, \quad (4)$$

onde

$$\Omega_p = |a_p|^2 \quad (5)$$

é a potência do caminho. O valor RMS do atraso de propagação é definido como:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p^2 \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} - \bar{\tau}^2}. \quad (6)$$

De uma forma muito parecida, a densidade espectral de potência do Doppler  $S(f_D)$  pode ser definida de maneira a caracterizar o canal móvel de rádio variante no tempo fornecendo a potência média na saída do canal como uma função da frequência do Doppler  $f_D$  [13]. As propriedades de dispersão em frequência dos multipercursos do canal são comumente quantificadas pela máxima frequência Doppler  $f_{D_{\max}}$  e pela propagação Doppler  $f_{D_{\text{spread}}}$ . A propagação Doppler é, na verdade, a largura de banda da densidade espectral de potência do Doppler que pode assumir valores de até duas vezes  $|f_{D_{\max}}|$ ,

$$f_{D_{\text{spread}}} \leq 2|f_{D_{\max}}| \quad (7)$$

### 2.1.3 Estatísticas de desvanecimento do canal

As estatísticas do processo de desvanecimento caracterizam (e são de grande importância para) a modelagem e a especificação dos parâmetros do canal. Uma simples e muito utilizada aproximação é obtida assumindo que existe um grande número de sinais piloto (*scatterers pilot*) no canal que contribuem para a recuperação do sinal no receptor. A aplicação do teorema do limite central liga valores gaussianos complexos à resposta ao impulso do canal. Quando ocorre linha de visada ou uma componente dominante, o processo possuirá média zero. A magnitude da função de transferência do canal correspondente

$$a = a(f, t) = |H(f, t)| \quad (8)$$

é uma variável aleatória, aqui referenciada por  $a$  com a distribuição de Rayleigh dada por

$$p(a) = \frac{2a}{\Omega} e^{-a^2/\Omega}, \quad (9)$$

onde

$$\Omega = E\{a^2\} \quad (10)$$

é a potência média. A fase é uniformemente distribuída em intervalos  $[0, 2\pi]$ .

Nos casos em que os canais com multipercursos não possuem uma linha de visada ou um componente dominante, além dos *scatterers* aleatoriamente em movimento, a resposta ao impulso do canal pode, não por muito tempo, ser modelada como média zero. A não ser que se assuma um processo gaussiano de valores complexos para a resposta ao impulso do canal, a magnitude  $a$  da função de transferência do canal será representada pela distribuição de Rice, que é definida por

$$p(a) = \frac{2a}{\Omega} e^{-(a^2/\Omega + K_{Rice})} I_0\left(2a\sqrt{\frac{K_{Rice}}{\Omega}}\right). \quad (11)$$

O fator de Rice  $K_{Rice}$  é determinado pela razão entre a potência do percurso dominante e a potência do percurso disperso.  $I_0$  é a ordem zero da função de Bessel de primeira ordem. A fase é uniformemente distribuída em intervalos de  $[0, 2\pi]$ .

#### 2.1.4 Interferência intersimbólica e interferência entre canais

A dispersão dos valores de atraso no conjunto de possíveis percursos (*delay spread*) pode causar interferência intersimbólica (*Inter-Symbol Interference* – ISI) quando símbolos adjacentes sobrepõem-se e interferem uns nos outros devido à diferença de atrasos de propagação de cada percurso [13].

O número de símbolos interferentes em um sistema de modulação com portadora única é dado por

$$N_{ISI, single carrier} = \left\lceil \frac{\tau_{max}}{T_d} \right\rceil, \quad (12)$$

onde o operador  $\lceil x \rceil$  determina o menor inteiro maior ou igual a  $x$ .

Para aplicações com altas taxas de transmissão e, conseqüentemente, com uma duração  $T_d$  pequena dos símbolos em relação a  $\tau_{max}$ , o efeito da ISI é tal que a complexidade do receptor aumenta significativamente. O efeito da ISI pode ser compensado por duas técnicas básicas: equalização no domínio tempo e equalização no domínio frequência. Se a

duração do símbolo transmitido for significativamente maior do que o atraso máximo, isto é,  $T_d \gg \tau_{\max}$ , o canal produzirá uma quantidade insignificante de ISI. Esse efeito é explorado em transmissões multiportadoras, em que a duração por símbolo transmitido aumenta com o número de  $N_c$  subportadoras, diminuindo consideravelmente o efeito da ISI. O número de símbolos interferentes em um sistema de modulação multiportadoras é dado por

$$N_{ISI, multi\ carrier} = \left\lceil \frac{\tau_{\max}}{N_c T_d} \right\rceil, \quad (13)$$

onde o operador  $\lceil x \rceil$  determina o menor inteiro maior ou igual a  $x$ .

A ISI residual pode ser eliminada com o uso de intervalos de guarda, como será descrito no subcapítulo 2.2.

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

$$F_s \gg f_{D\max}, \quad (14)$$

tal que os efeitos devido ao Doppler possam ser negligenciados.

### 2.1.5 Modelagem de canais para sistemas multiportadoras

Sistemas multiportadoras podem ser simulados no domínio tempo ou, de forma mais eficiente do ponto de vista computacional, no domínio frequência. Para simulação no domínio frequência os efeitos de ISI, ICI, desvanecimento não seletivo por subportadora e a invariância no tempo durante um símbolo OFDM não podem ser relevantes. A função de transferência discreta do canal no contexto de um sistema multiportadoras é dada por

$$H_{n,i} = H(nF_S, iT_S') = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi(f_D \cdot p iT_S' - nF_S \tau_p) + \varphi_p)} = a_{n,i} e^{j\varphi_{n,i}}, \quad (15)$$

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

As vantagens da modelagem do canal no domínio da frequência são que as operações de IFFT para a etapa OFDM do transmissor e de FFT para etapa OFDM inversa no receptor podem ser evitadas e os resultados do desvanecimento do canal estão relacionados apenas à multiplicação de um valor complexo por cada subportadora.

### 2.1.6 Modelos de canais para sistemas multiportadoras com desvanecimento decorrelacionado

Estes modelos de canais são baseados na suposição de que os desvanecimentos nos símbolos de dados adjacentes depois da etapa OFDM inversa no receptor e *de-interleaving* podem ser considerados decorrelacionados. Tais suposições são válidas quando aplicamos *interleavers* no tempo e na frequência com profundidades adequadas. A amplitude do desvanecimento  $a_{n,i}$  é escolhida a partir de uma distribuição  $p(a)$  de acordo com o tipo de

célula em questão e a fase aleatória  $\varphi_{n,i}$  é uniformemente distribuída em intervalos  $[0, 2\pi]$ . O coeficiente complexo resultante do desvanecimento do canal é, então, gerado independentemente para cada subportadora e símbolo OFDM. Para um cenário em que a propagação ocorre em lugares mais “densos” em termos de obstáculos à onda eletromagnética, sem linha de visada, a amplitude do desvanecimento  $a_{n,i}$  é gerada pela distribuição de Rayleigh, que é referida como um modelo de desvanecimento de canal descorrelacionado. Já para lugares onde freqüentemente ocorre a propagação com um caminho dominante, a amplitude de desvanecimento é determinada pela distribuição de Rice. As vantagens da modelagem de canais com desvanecimento descorrelacionado para sistemas multiportadoras estão na sua simples implementação no domínio da freqüência e na baixa complexidade de implementação em simulação [13].

### 2.1.7 Diversidade

A largura de banda coerente  $(\Delta f)_c$  de um canal de rádio móvel é a faixa espectral à qual cada sinal propagado está correlacionado, podendo ser aproximado por

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{\tau_{\max}}. \quad (16)$$

O canal é seletivo em freqüência se a largura de banda do sinal  $B$  for maior que a largura de banda coerente  $(\Delta f)_c$ . Por outro lado, se  $B$  for menor que  $(\Delta f)_c$ , o canal será não seletivo em freqüência ou *flat*. A coerência na largura de banda do canal é muito importante para garantir a *performance* das técnicas de *interleaving* de freqüência, que tentam explorar justamente a diversidade inerente de freqüência  $D_f$  de um canal de rádio móvel. No caso de transmissão em multiportadoras, a diversidade em freqüência é explorada quando a separação entre as subportadoras transmite a mesma informação, excedendo a largura de banda coerente. A máxima diversidade de freqüência possível  $D_f$  é dada pela razão entre a largura de banda do sinal  $B$  e a largura de banda coerente, ou seja,

$$D_f = \frac{B}{(\Delta f)_c}. \quad (17)$$

A coerência no tempo de um canal  $(\Delta t)_c$  é a duração em que as características de um determinado canal podem ser consideradas como invariantes no tempo, podendo assim ser aproximada por

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{2f_{D_{\max}}}. \quad (18)$$

Se a duração do símbolo transmitido for maior que a coerência no tempo, o canal será seletivo no tempo. Por outro lado, se a duração do símbolo for menor que  $(\Delta t)_c$ , o canal será não seletivo no tempo. A coerência no tempo de um canal é muito importante para a boa *performance* da codificação e das técnicas de *interleaving* no tempo, que tentam explorar justamente a diversidade inerente do tempo  $D_o$  de um canal de rádio móvel. A diversidade no tempo pode ser explorada se a separação dos *slots* de tempo carrega as mesmas informações, excedendo a coerência no tempo. O número de sucessivos  $N_s$  *slots* de tempo cria um *frame* de tempo de duração  $T_{fr}$ . A diversidade máxima do tempo  $D_t$  realizável em um tempo de *frame* é dada pela razão entre a duração do tempo do *frame* e a coerência no tempo, isto é,

$$D_t = \frac{T_{fr}}{(\Delta t)_c}. \quad (19)$$

Sistemas que exploram a diversidade no tempo e em frequência podem chegar à diversidade geral através da expressão

$$D_o = D_f D_t. \quad (20)$$

O *design* do sistema deve permitir uma exploração otimizada da diversidade  $D_o$  disponível. No entanto, em sistemas com transmissão com multiportadoras, a mesma informação deve ser transmitida em diferentes subportadoras e em diferentes *slots* de tempo, conseguindo com isso réplicas descorrelacionadas do desvanecimento da informação em ambos os sentidos.

Sistemas multiportadoras não codificados com desvanecimento suave por subcanal e invariante no tempo durante um símbolo não podem explorar a diversidade e possuem uma baixa *performance* no tempo e na frequência em canais com desvanecimento seletivo.

Métodos adicionais devem ser aplicados de forma a maximizar a utilização da diversidade. Um método utilizado é a dispersão dos dados, em que cada símbolo é disperso por um algoritmo de dispersão de comprimento  $L$ . Isso, em combinação com os *interleavers*, pode resultar em *performance* com resultados dados por  $D_o \geq L$  a partir de uma solução

fechada para o *Bit Error Rate* (BER) de uma recepção com diversidade em canais com desvanecimento por Rayleigh, de acordo com

$$P_b = \left[ \frac{1-\gamma}{2} \right]^L \sum_{l=0}^{L-1} \binom{L-1+l}{l} \left[ \frac{1+\gamma}{2} \right]^l, \quad (21)$$

onde  $\binom{n}{k}$  representa a função combinatória

$$\gamma = \sqrt{\frac{1}{1+\sigma^2}}, \quad (22)$$

em que  $\sigma^2$  é a variância do ruído.

Outra forma de realizar diversidade em sistemas OFDM é a codificação de canal por FEC (*Forward Error Correction*), onde a informação de cada *bit* é dispersa em torno de muitos outros *bits* codificados. Além do ganho de diversidade em canais com desvanecimento, um ganho com codificação pode ser obtido com a escolha dos algoritmos de codificação e decodificação apropriados.

## 2.2 TRANSMISSÕES EM MULTIPORTADORAS

O princípio da transmissão em multiportadoras é converter um *stream* de dados serial de alta velocidade em múltiplos *sub-streams* paralelos de baixa velocidade. Cada *sub-stream* é modulado em sua respectiva subportadora, desde que a taxa de símbolos em cada subportadora seja muito menor que a taxa de símbolos seriais inicial. Os efeitos de propagação de atraso, e conseqüente ISI, diminuem significativamente reduzindo a complexidade para o equalizador. OFDM é uma técnica de baixa complexidade para uma eficiente modulação de múltiplas subportadoras com o emprego do processamento digital de sinais.

Um exemplo de modulação por multiportadoras com quatro subcanais  $N_c = 4$  é mostrado na Figura 4. Note que a representação tridimensional tempo/frequência/densidade de potência é utilizada para ilustrar o princípio do paralelismo em várias multiportadoras. O diagrama indica, de forma tridimensional, a faixa de tempo/frequência/densidade espectral de

frequência do sinal em que a maior parte da energia do sinal está localizada, e não faz nenhuma indicação sobre o pulso ou a forma do espectro.

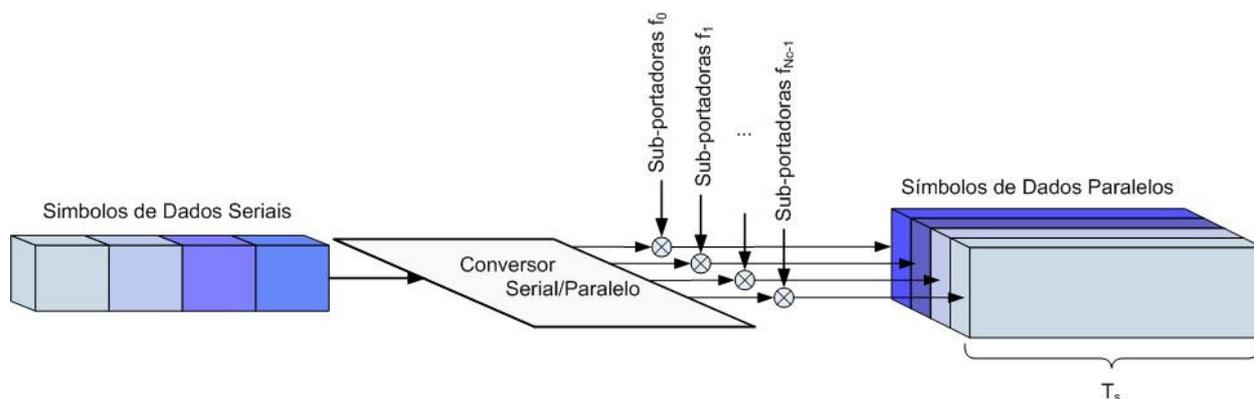


Figura 4 – Modulação com multiportadoras para  $N_c = 4$  subportadoras.

Um ponto importante no *design* de um transmissor OFDM, em canais de rádio móvel, é que o canal pode ser considerado como invariante no tempo durante um símbolo OFDM e que o desvanecimento por subcanal pode ser considerado suave. Assim, a duração do símbolo OFDM deve ser menor que a coerência no tempo  $(\Delta t)_c$  do canal e o espaçamento entre as subportadoras deverá ser menor que a coerência da largura de banda  $(\Delta f)_c$  do canal. Preenchendo essas condições, a construção de receptores com baixa complexidade torna-se possível.

### 2.2.1 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Sistemas de comunicações com modulação por multiportadoras transmitem  $N_c$  símbolos complexos  $S_n, n = 0, \dots, N_c - 1$  em paralelo nas respectivas  $N_c$  subportadoras. Os símbolos-fonte geralmente são obtidos após a sua passagem por codificadores de canais, *interleavers* e mapeamento dos símbolos. A duração dos símbolos-fonte  $T_d$  dos conjuntos de dados seriais resulta, depois da conversão de forma serial para paralela, na duração do símbolo OFDM

$$T_s = N_c T_d. \quad (23)$$

O princípio do OFDM é modular os  $N_c$  *sub-streams* nas subportadoras com espaçamentos definidos por

$$F_s = \frac{1}{T_s} \quad (24)$$

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

$$x(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi f_n t}, \quad 0 \leq t < T_s. \quad (25)$$

As  $N_c$  frequências das subportadoras estão localizadas em

$$f_n = \frac{n}{T_s}, \quad n = 0, \dots, N_c - 1. \quad (26)$$

A densidade espectral de potência normalizada de um símbolo OFDM com 16 subportadoras em relação à sua frequência normalizada  $fT_d$  está representada, na Figura 5, pela linha contínua. Note que na figura a densidade espectral de potência está deslocada para a frequência central zero, ou seja, em banda base. Os símbolos  $S_n, n = 0, \dots, N_c - 1$  são transmitidos com potências iguais. A curva tracejada ilustra a densidade espectral de potência da primeira subportadora modulada e demonstra a construção de todas as outras densidades espectrais de potência como a soma individual das  $N_c$  densidades espectrais de potência de cada subportadora deslocada por  $F_s$ . Para altos valores de  $N_c$ , a densidade espectral de potência se torna aproximadamente constante na faixa de frequência normalizada de  $-0.5 \leq fT_d \leq 0.5$  contendo os  $N_c$  subcanais.

Apenas os subcanais localizados nos limites da faixa espectral de potência contribuem para a emissão de potência extrabanda. No entanto, quando os valores para  $N_c$  forem relativamente altos, a densidade espectral de potência será equivalente a uma modulação por portadora simples com uma filtragem de Nyquist ideal.

A vantagem-chave na utilização da técnica OFDM é que a modulação por multiportadoras pode ser implementada no domínio discreto usando uma IDFT, ou, de uma

forma computacional mais eficiente, utilizando uma IFFT. Quando amostramos o envelope complexo  $x(t)$  de um símbolo OFDM com taxa de  $\frac{1}{T_d}$ , temos as amostras definidas como

$$x_v = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi n v / N_c}, \quad v = 0, \dots, N_c - 1. \quad (27)$$

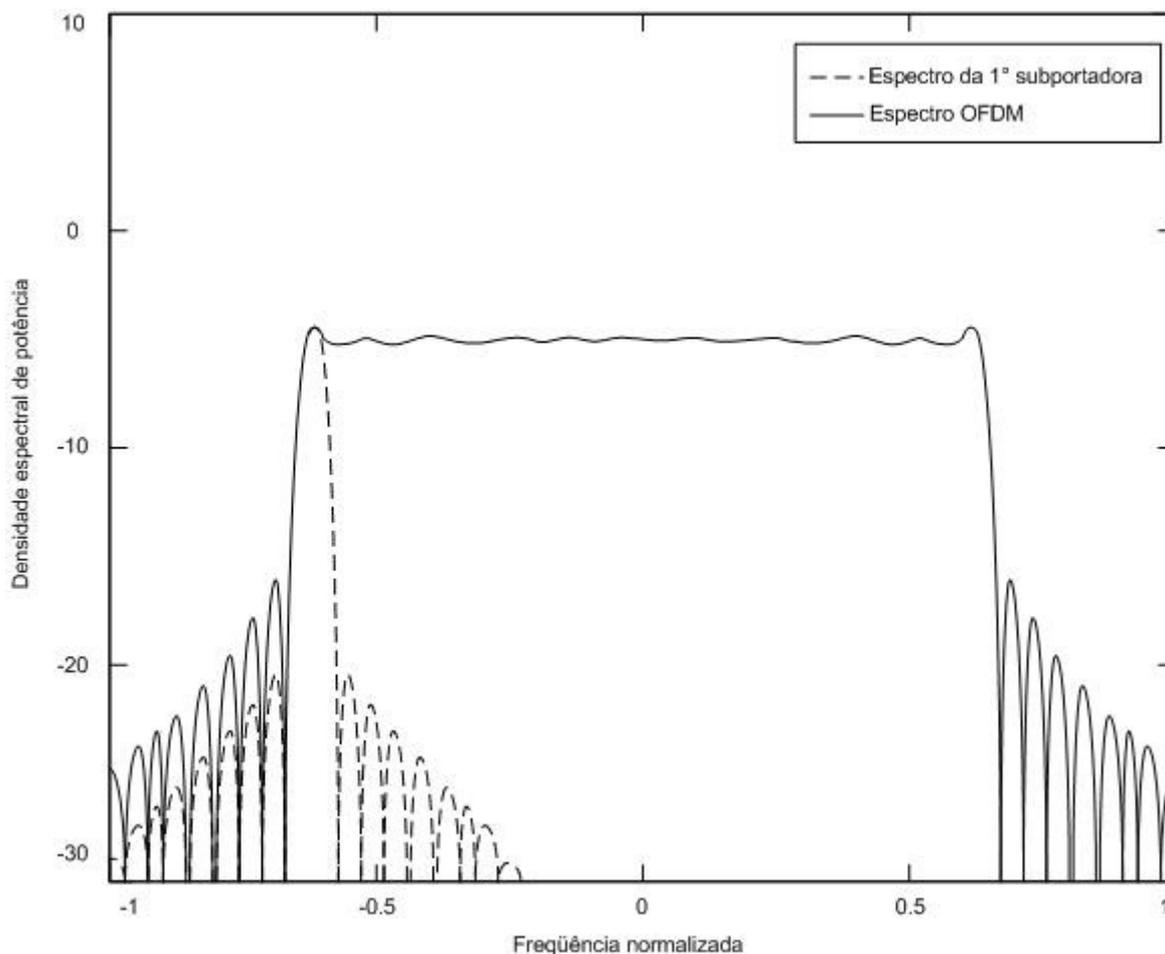


Figura 5 – Espectro OFDM com 16 subportadoras.

A seqüência amostrada  $x_v$ ,  $v = 0, \dots, N_c - 1$  é a seqüência de símbolos-fonte provenientes da IDFT  $S_n$ ,  $n = 0, \dots, N_c - 1$ . O diagrama em blocos de um modulador multiportadoras OFDM baseado em uma IDFT e em um demodulador multiportadoras que implementa a etapa OFDM inversa utilizando uma DFT está representado na Figura 6.

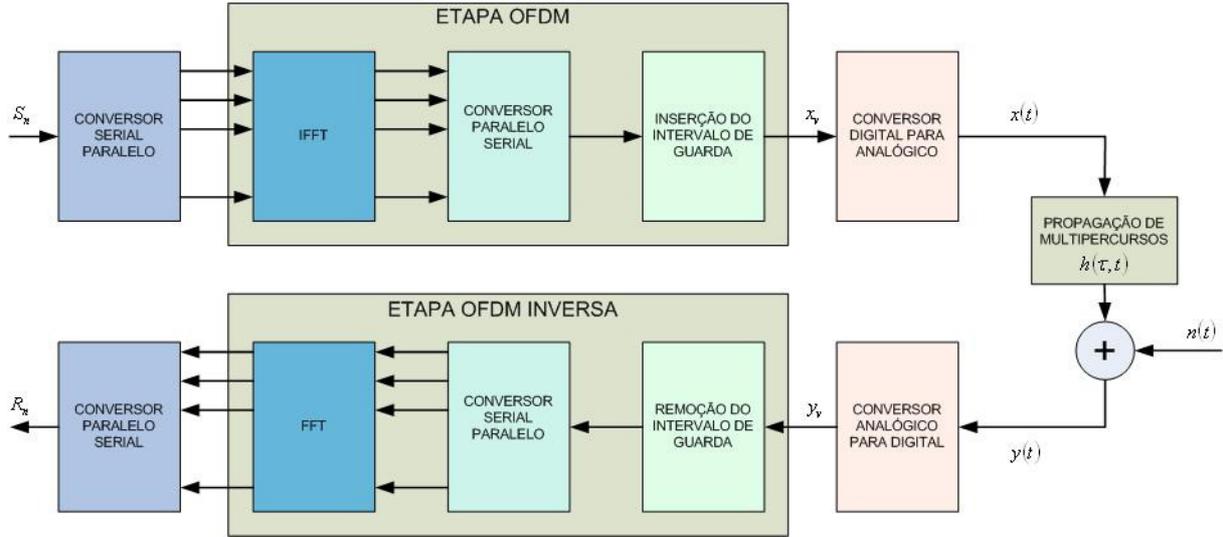


Figura 6 – Sistema de modulação por multiportadoras aplicado ao OFDM.

Quando o número de subportadoras aumenta, a duração  $T_s$  torna-se maior se comparada com a duração da resposta ao impulso  $\tau_{\max}$  do canal e a quantidade de ISI se reduz consideravelmente.

Assim, para que os efeitos de ISI e ICI sejam completamente eliminados, e de forma a manter a ortogonalidade entre os sinais das subportadoras, deve ser inserido, entre os símbolos OFDM adjacentes, um intervalo de guarda de duração

$$T_g \geq \tau_{\max} . \quad (28)$$

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

$$T'_s = T_g + T_s . \quad (29)$$

O tamanho discreto do intervalo de guarda deve ser

$$L_g \geq \left\lceil \frac{\tau_{\max} N_c}{T_s} \right\rceil \quad (30)$$

amostras para que não ocorra o efeito de ISI, onde o operador  $\lceil x \rceil$  determina o menor inteiro maior ou igual a  $x$ . A seqüência amostrada com o prefixo cíclico de intervalo de guarda resulta em

$$x_v = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_n e^{j2\pi n v / N_c} , \quad v = -L_g, \dots, N_c - 1 . \quad (31)$$

Essa seqüência é enviada através de um conversor digital-analógico cuja saída  $x(t)$  será idealmente representada com a forma de onda do sinal acrescidas de amostras nula que serão interpoladas quando submetidas ao *up-converter* e o sinal de RF resultante será transmitido para o canal.

A saída do canal, depois do *down-converter*, é a forma de onda do sinal recebido  $y(t)$  obtido através da convolução de  $x(t)$  com a resposta ao impulso do canal  $h(\tau, t)$  somado a um sinal de ruído  $n(t)$ . Assim, o sinal  $y(t)$  pode ser definido através da seguinte equação:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau)h(\tau, t)d\tau + n(t). \quad (32)$$

O sinal recebido  $y(t)$  é passado através de um conversor analógico-digital, cuja seqüência de saída  $y_v, v = -L_g, \dots, N_c - 1$  é o sinal  $y(t)$  recebido amostrado a uma taxa  $1/T_d$ . Sabendo que a ISI está presente apenas nas primeiras  $L_g$  amostras da seqüência recebida, estas  $L_g$  amostras são removidas antes do processo de demodulação por multiportadoras. A outra parte livre de ISI  $v = 0, \dots, N_c - 1$ , de  $y_v$  é demodulada pelo processo OFDM inverso utilizando uma DFT. A saída da DFT é a seqüência de multiportadoras demodulada  $R_n, n = 0, \dots, N_c - 1$ , composta por  $N_c$  símbolos de valores complexos

$$R_n = \sum_{v=0}^{N_c-1} y_v e^{-j2\pi v / N_c}, \quad n = 0, \dots, N_c - 1. \quad (33)$$

Uma vez que os efeitos de ICI forem eliminados com a ajuda dos intervalos de guarda, cada subcanal poderá ser tratado independentemente e a ISI poderá ser removida.

Um símbolo recebido  $R_n$  é obtido através da representação no domínio da freqüência de acordo com

$$R_n = H_n S_n + N_n, \quad n = 0, \dots, N_c - 1, \quad (34)$$

onde  $H_n$  é o fator de desvanecimento individualizado para cada subportadora e  $N_n$  representa o ruído do  $n$ -ésimo subcanal. O fator de desvanecimento é uma amostra da função de transferência do canal  $H_{n,i}$  de acordo com a equação (15), onde o índice de tempo  $i$  é omitido para simplificação. A variância do ruído é dada por

$$\sigma^2 = E\{|N_n|^2\}. \quad (35)$$

Uma vez que os efeitos de ISI e ICI forem eliminados, o sistema de transmissão por multiportadoras apresentado na Figura 6 poderá ser visto como um sistema de transmissão discreto no tempo e em frequência com um conjunto de  $N_c$  canais gaussianos paralelos com diferentes valores complexos de atenuação  $H_n$  (como representado na Figura 7).

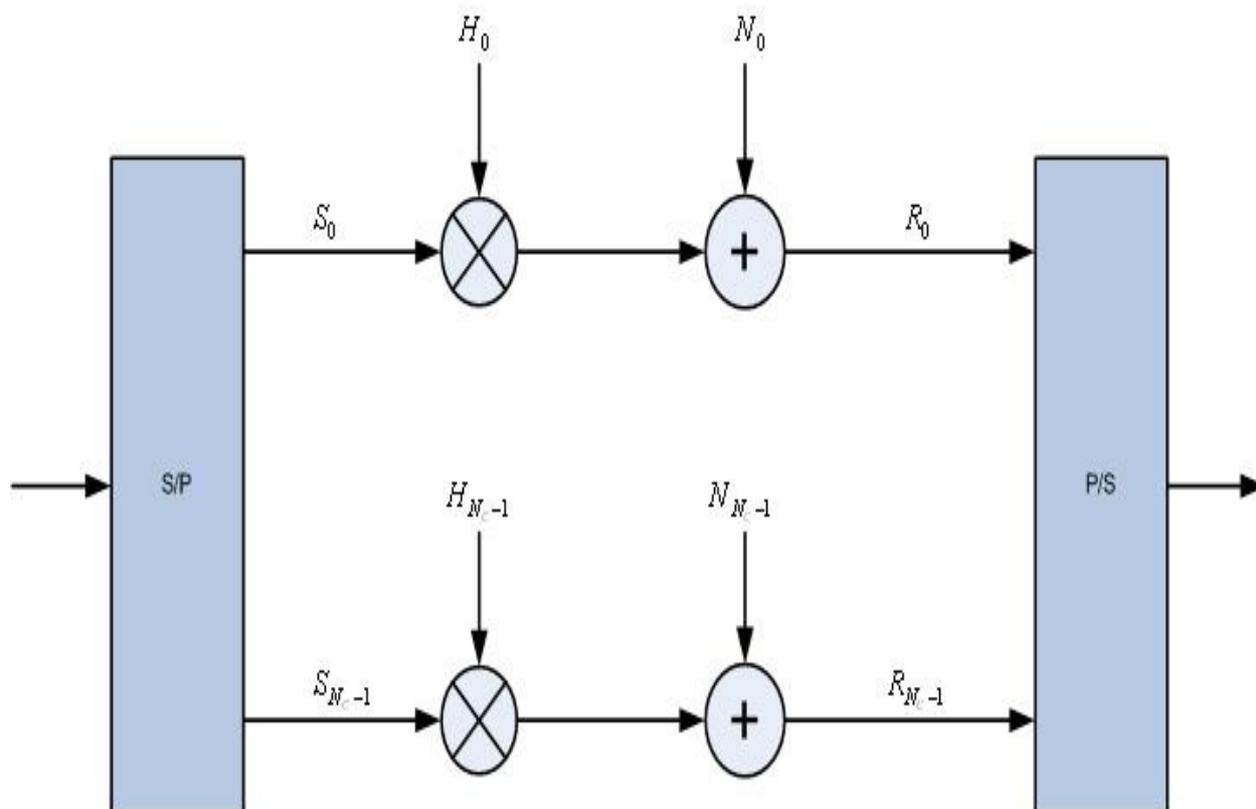


Figura 7 – Sistema de transmissão simplificado com multiportadoras utilizando OFDM

A representação de um símbolo OFDM no tempo e na frequência é apresentada na Figura 8a. Um bloco com os símbolos OFDM subsequentes, cujas informações transmitidas nesses símbolos permanecem agrupadas devido à codificação e/ou aos espalhamentos nas direções do tempo e da frequência, é referido como um *frame* OFDM. Assim, um *frame* OFDM consiste de  $N_s$  símbolos OFDM de um *frame* de duração

$$T_{fr} = N_s T_s', \quad (36)$$

como está representado na Figura 8b.

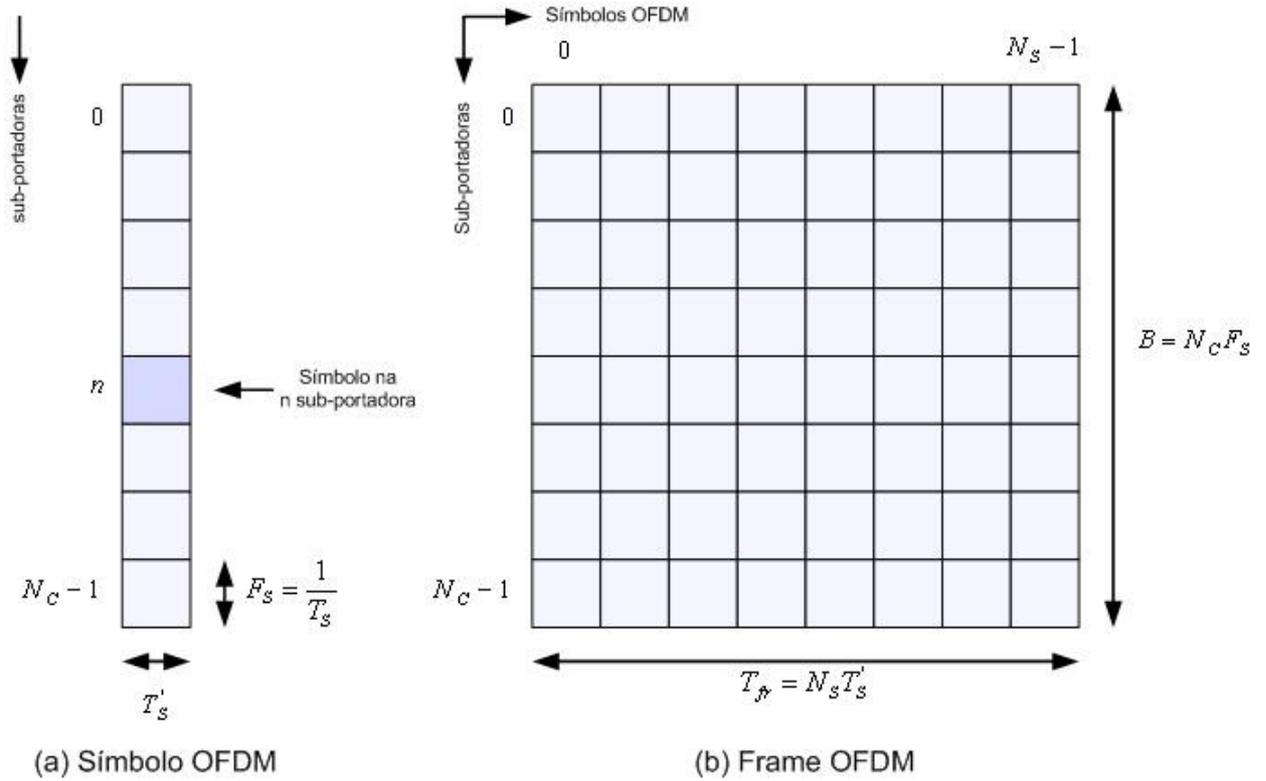


Figura 8 – Representação tempo/frequência de um símbolo OFDM e um *frame* OFDM.

A notação de matriz de vetores apresentada a seguir é introduzida de forma a descrever os sistemas multiportadoras. Os vetores estão representados pelas letras minúsculas, e as matrizes, pelas letras maiúsculas. O símbolo  $(.)^T$  denota a transposição de um vetor ou uma matriz. Os símbolos-fonte complexos  $S_n, n = 0, \dots, N_c - 1$ , transmitidos em paralelo em um símbolo OFDM, estão representados pelo vetor

$$\underline{S} = [S_0 \ S_1 \ \dots \ S_{N_c-1}]^T \quad (37)$$

A matriz do canal  $N_c \times N_c$

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} H_{0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_{1,1} & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_{N_c-1, N_c-1} \end{pmatrix} \quad (38)$$

é do tipo diagonal com a ausência de ISI e ICI. A componente diagonal de  $H$  possui os coeficientes do desvanecimento do canal suavizados atribuído nos  $N_c$  subcanais. O vetor

$$\underline{\eta} = [\eta_0 \ \eta_1 \ \dots \ \eta_{N_c-1}]^T \quad (39)$$

representa o ruído aditivo. Os símbolos recebidos obtidos após o processo OFDM inverso são dados pelo vetor

$$\underline{R} = [R_0 \ R_1 \ \dots \ R_{N_c-1}]^T \quad (40)$$

e são obtidos por

$$\underline{R} = \mathbf{H}\underline{S} + \underline{\eta} \quad (41)$$

### 2.2.2 Vantagens e desvantagens da técnica OFDM

Esta sessão resume as principais características, vantagens e desvantagens do uso do sistema de modulação por multiportadoras utilizando a técnica OFDM.

Vantagens:

- alta eficiência espectral devido à aproximação da forma espectral retangular para um alto número de subportadoras;
- fácil implementação digital utilizando operações com FFT/IFFT;
- receptores de baixa complexidade devido à ausência de ISI e ICI com um adequado intervalo de guarda;
- uma flexível adaptação espectral pode ser implementada;
- diferentes tipos de modulação podem ser utilizados em cada subportadora, que são facilmente adaptadas para diferentes condições de transmissão.

Desvantagens:

- sinais das multiportadoras com alto pico médio de razão de potência (PARR) exigem amplificadores de alta linearidade. Caso contrário, ocorrerá uma degradação na *performance* e a potência extrabanda poderá ser aumentada;
- perda na eficiência espectral devido à inserção de intervalo de guarda;
- é mais sensível ao espalhamento Doppler do que os sistemas com modulação em portadora simples;
- o ruído de fase causado por imperfeições nos osciladores tanto do transmissor quanto do receptor influencia na *performance* do sistema;
- um preciso método de sincronismo no tempo e na frequência é necessário.

### 2.3 ESTIMAÇÃO E COMPENSAÇÃO DE CANAIS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Quando receptores com detecção coerente em canais com desvanecimento são utilizados, informações sobre o canal são necessárias para que ele possa ser estimado pelo receptor. O princípio básico do símbolo piloto adicionado à estimação de canal é multiplexar as referências através dos símbolos.

O receptor estima as informações sobre o estado do canal baseado na recepção dos símbolos piloto conhecidos. Durante a transmissão dos *frames* OFDM, os símbolos piloto podem ser dispersos tanto na direção do tempo quanto na direção da frequência.

Com a intenção de estimar a função de transferência do canal  $H(f,t)$ , os sistemas multiportadoras, utilizando-se do princípio da ortogonalidade e inserindo símbolos piloto em muitas subportadoras, permitem a estimação do canal em duas dimensões. Com o distanciamento apropriado entre os símbolos piloto na direção do tempo e da frequência, e sendo ele coerente à largura de banda do canal e suficientemente pequeno, as estimativas das funções de transferência adjacentes podem ser obtidas por interpolação ou filtragem.

A estimação de canal descrita opera em *frames* OFDM, onde  $H(f,t)$  é estimada separadamente para cada *frame* OFDM transmitido, minimizando surtos de interferências em transmissões baseadas no sistema. Seja a representação discreta de frequência e tempo  $H_{n,i}$  da função de transferência do canal, onde  $n=0,\dots,N_C-1$  e  $i=0,\dots,N_S-1$  são os índices de frequência e tempo, respectivamente, onde  $N_C$  é o número de subportadoras por símbolo OFDM e  $N_S$  é o número de símbolos por *frame* OFDM. As funções de transferência estimadas a partir de  $H_{n,i}$  são representadas por  $\hat{H}_{n,i}$ . Um *frame* OFDM, após a FFT no receptor, composto de 13 símbolos OFDM, com 11 subportadoras cada, é mostrado na Figura 9.  $N_f$  é igual a 4 e  $N_t$  é igual a 5.

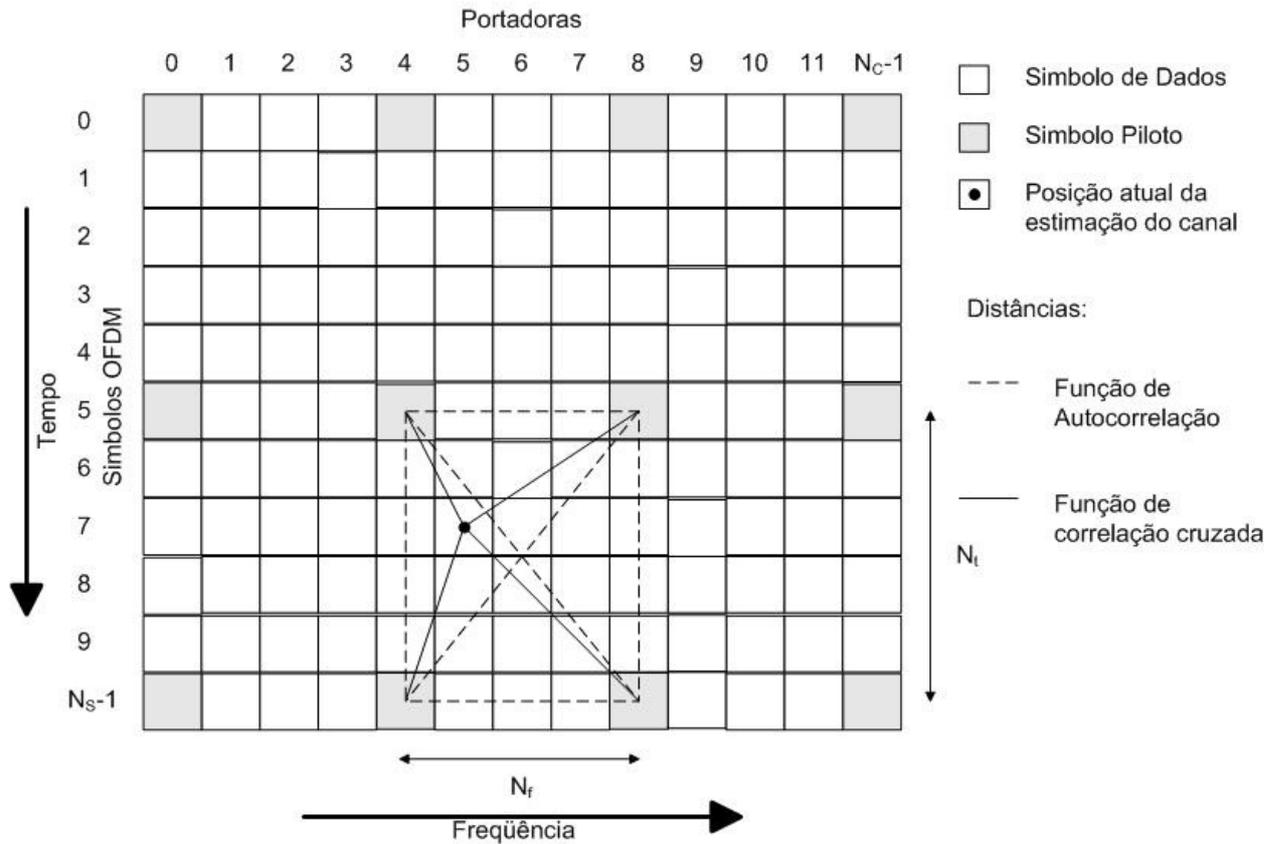


Figura 9 – Grade com símbolos piloto para estimação de canal bidimensional em um frame OFDM.

Os símbolos recebidos de um *frame* OFDM são dados por:

$$R_{n,i} = H_{n,i} S_{n,i} + N_{n,i} \quad (42)$$

para  $n=0, \dots, N_C-1$  e  $i=0, \dots, N_S-1$ , onde  $S_{n,i}$  e  $N_{n,i}$  são, respectivamente, os símbolos transmitidos e as suas componentes de ruído.

Os símbolos piloto são escritos como  $S_{n',i'}$ , no qual os índices de frequência e de tempo em que estão localizados são representados com  $n'$  e  $i'$ . Assim, para pilotos igualmente espaçados, obtém-se:  $n' = pN_f$ ,  $p = 0, \dots, \lfloor N_C / N_f \rfloor - 1$  e  $i' = qN_t$ ,  $q = 0, \dots, \lfloor N_S / N_t \rfloor - 1$  assumindo que o primeiro símbolo piloto na grade retangular está localizado na primeira subportadora do primeiro símbolo OFDM em um *frame* OFDM. O número de símbolos piloto em um *frame* OFDM é dado por:

$$N_{grid} = \left\lfloor \frac{N_C}{N_f} \right\rfloor \left\lfloor \frac{N_S}{N_t} \right\rfloor \quad (43)$$

Assumindo que  $\check{H}_{n',i'}$  é a função de transferência estimada nas posições da grade em que ocorrem símbolos piloto  $S_{n',i'}$ . Dado que todos os símbolos piloto são conhecidos pelo receptor,  $\check{H}_{n',i'}$  pode ser obtido através da equação (44).

$$\check{H}_{n',i'} = \frac{R_{n',i'}}{S_{n',i'}} = H_{n',i'} + \frac{N_{n',i'}}{S_{n',i'}} \quad (44)$$

Da mesma forma, com o objetivo de minimizar os efeitos causados pelo multipercursos no domínio da frequência, um receptor OFDM também precisa estimar a função de transferência do canal em todas as frequências das portadoras entre dois símbolos piloto espaçados por  $N_f$  na direção da frequência, e não apenas nas portadoras dos *frames* OFDM transmitidas que carregam sinais piloto. Porém, grande parte dos canais possui comportamentos cujas funções de transferência variam com o tempo. Assim, também há a necessidade do receptor OFDM estimar as funções de transferência de todos os sinais entre dois símbolos piloto espaçados por  $N_t$  OFDM símbolos na direção do tempo.

Dessa forma, fica evidente a necessidade da utilização de algum processo de interpolação entre os símbolos piloto adjacentes na direção do tempo e da frequência. Então, para estimar a função de transferência completa do canal no *frame* OFDM representado pela grade da Figura 9, deve-se, por interpolação das  $\check{H}_{n',i'}$  amostras, obter as  $\hat{H}_{n,i}$  não somente nas posições da grade onde ocorrem símbolos piloto, mas também nas

$$\hat{H}_{n,i} = \sum_{\{n',i'\} \in \psi_{n,i}} \omega_{n',i',n,i} \check{H}_{n',i'}, \quad (45)$$

onde  $\omega_{n',i',n,i}$  é a resposta ao impulso em duas dimensões (tempo e frequência) do filtro interpolador e  $\psi_{n,i}$  é índice para o subconjunto das amostras da grade  $\check{H}_{n',i'}$ , que é de fato utilizado para a estimação de  $\hat{H}_{n,i}$ . A adoção do índice para um subconjunto  $\psi_{n,i}$  – ao invés de todo o conjunto da grade – para a estimação de um grupo particular de  $\hat{H}_{n,i}$  é justificada caso a correlação seja significativa nas amostras  $\check{H}_{n',i'}$  próximas o suficiente das  $\hat{H}_{n,i}$  na direção do tempo e da frequência, para um particular grupo de coordenadas  $(n,i)$ . Assim, o número de coeficientes do filtro  $N_{tap}$  é dado por:

$$N_{tap} = \#\{\psi_{n,i}\} \leq N_{grid}, \quad (46)$$

e  $\#\{\}$  é o operador que retorna a cardinalidade do conjunto dos argumentos. No *frame* OFDM ilustrado na Figura 9,  $N_{grid}$  é igual a 12 e  $N_{tap}$  é igual a 4.

### 2.3.1 Filtro de Wiener de duas dimensões

Na prática, para que se minimize o custo computacional de um filtro interpolador de duas dimensões, o processo de interpolação bidimensional é decomposto em dois filtros interpoladores unidimensionais em cascata que trabalham sequencialmente [13]. Na sua grande maioria, as interpolações são realizadas primeiro na direção do tempo e depois na direção da frequência. Assim, para um dado índice na frequência  $n'$  em que ocorre um símbolo piloto, a estimação  $\hat{H}_{n',i}$  de um particular índice no tempo  $i$  é calculada pelo filtro interpolador na direção do tempo, cuja resposta ao impulso é dada pelos coeficientes  $\omega_{i',i}$ , onde  $\{i'\} \in \psi_{n,i}$ :

$$\hat{H}_{n',i} = \sum_{\{i'\} \in \psi_{n,i}} \omega_{i',i} \check{H}_{n',i'} \quad (47)$$

De maneira muito semelhante, para um dado índice na direção do tempo  $i$ , a estimação de  $\hat{H}_{n,i}$  em um particular índice na direção da frequência  $n$  é calculada pelo filtro interpolador na direção do tempo, cuja resposta ao impulso é dada pelos coeficientes  $\omega_{n',n}$ , onde  $\{n'\} \in \psi_{n,i}$ .

Uma vez que as estimações de  $\hat{H}_{n',i}$  calculadas a partir da equação (47) são obtidas para todas as frequências  $n'$  onde ocorrem símbolos piloto, elas podem ser utilizadas por qualquer índice  $i$  como referência na etapa de interpolação na direção da frequência:

$$\hat{H}_{n,i} = \sum_{\{n'\} \in \psi_{n,i}} \omega_{n',n} \hat{H}_{n',i} \quad (48)$$

Os coeficientes do filtro para a direção do tempo  $\omega_{i,i}$  e para a direção da frequência  $\omega_{n,n}$  são obtidas da solução de Wiener-Hopf [13][21][26]. Para a interpolação na direção do tempo teremos:

$$\underline{\omega}_t = \mathbf{R}_t^{-1} \underline{P}_t \quad (49)$$

onde  $\underline{\omega}_t$  é o vetor de  $N_{tap}$ , cujas componentes são os coeficientes do filtro para a direção do tempo  $\omega_{i,i}$ , isto é,  $\underline{\omega}_t = [\omega_{i,i}]$ , com  $i$  sendo o índice particular da direção do tempo para que  $\hat{H}_{n',i}$  seja estimada quando ocorre um dado índice da direção da frequência  $n'$  e  $i' = 0, 1, \dots, N_{tap} - 1$ , com  $N_{tap} = N_{grid\_t}$ , onde  $N_{grid\_t}$  é o número de símbolos piloto adotado na direção do tempo para o processo de interpolação.  $\underline{P}_t$  em (49) é o vetor definido por  $\underline{P}_t = [\theta_{i',i}]$ , que resulta na correlação cruzada entre os valores da função de transferência do canal e suas estimações nas posições da direção do tempo dos símbolos piloto correspondentes, cujos  $N_{tap}$  componentes  $\theta_{i',i}$  são dados por

$$\theta_{i',i} = \frac{\sin(2\pi f_D (i - i') T_s)}{2\pi f_D (i - i') T_s} \quad (50)$$

onde  $T_s$  é a duração de um símbolo OFDM incluindo o intervalo de guarda e  $f_D$  é o máximo deslocamento Doppler esperado no canal [13].

$\mathbf{R}_t$  em (49) é a matriz definida por  $\mathbf{R}_t = [\phi_{i',i''}]$ , que resulta na autocorrelação na direção do tempo entre os valores da função de transferência das posições ao longo do tempo em que ocorrem sinais piloto e a matriz  $N_{tap} \times N_{tap}$  de elementos  $\phi_{i',i''}$ , dados por

$$\phi_{i',i''} = \theta_{i',i''} + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \delta(i' - i'') \quad (51)$$

onde  $\theta_{i',i''}$  é dado em (50) para os devidos valores para os índices,  $\delta(\cdot)$  é o impulso delta-Kronecker,  $\sigma_n^2$  e  $\sigma_s^2$  são, respectivamente, a potência do ruído AWGN e o sinal de potência [26].

Para a interpolação na direção da frequência temos

$$\underline{\omega}_f = \mathbf{R}_f^{-1} \underline{P}_f \quad (52)$$

onde  $\underline{\omega}_f$  é o vetor de  $N_{tap}$  cujas componentes são os coeficientes do filtro para a direção da frequência  $\omega_{n,n}$ , ou seja,  $\underline{\omega}_f = [\omega_{n,n}]$ , com  $n$  sendo o índice particular da direção do tempo

para que  $\hat{H}_{n,i}$  seja estimada quando ocorre um dado índice da direção do tempo  $i$  e  $n' = 0, 1, \dots, N_{tap} - 1$ , com  $N_{tap} = N_{grid\_f}$ , onde  $N_{grid\_f}$  é o número de símbolos piloto adotado na direção da frequência para o processo de interpolação.  $\underline{P}_f$  em (52) é o vetor definido por  $\underline{P}_f = [\theta_{n',n}]$ , que resulta da correlação cruzada entre os valores da função de transferência do canal e suas estimações nas posições da direção da frequência dos símbolos piloto correspondentes, cujos  $N_{tap}$  componentes  $\theta_{n',n}$  são dados por

$$\theta_{n',n} = \frac{\sin(2\pi\tau(n-n')F_s)}{2\pi\tau(n-n')F_s} \quad (53)$$

onde  $F_s$  é o espaçamento entre as portadoras ao longo da frequência e  $\tau$  é o menor valor esperado para a propagação do atraso no canal [13].

$\mathbf{R}_f$  em (52) é a matriz definida por  $\mathbf{R}_f = [\phi_{n',n''}]$ , que resulta na autocorrelação da direção da frequência entre os valores da função de transferência das posições ao longo da frequência em que ocorrem sinais piloto e a matriz  $N_{tap} \times N_{tap}$  de elementos  $\phi_{n',n''}$ , dados por

$$\phi_{n',n''} = \theta_{n',n''} + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \delta(n' - n'') \quad (54)$$

onde  $\theta_{n',n''}$  é dado em (53), para os devidos valores para os índices.

### 2.3.2 Equalização por interpolação simples

Tendo em vista a redução na complexidade da construção do *hardware* e a otimização da *performance* do receptor OFDM, outra técnica muito empregada para a estimação e a compensação do canal em *frames* OFDM que utilizam sinais piloto é a interpolação linear entre as funções de transferência estimadas a partir dos sinais piloto transmitidos.

A nova técnica para compensação de canal (que ainda será aqui apresentada) está baseada no algoritmo concorrente, que é um algoritmo adaptativo para o domínio do tempo, como foi descrito na Introdução desta dissertação.

Como veremos ainda, o equalizador concorrente realiza o ajuste necessário nas funções de transferência estimadas obtidas pelo método de interpolação linear entre os

símbolos piloto adjacentes no domínio frequência. Daí a razão para o detalhamento dessa técnica neste momento.

Objetivando manter a uniformidade espectral [24][25][27], deverá ser adotada a grade com símbolos piloto (*scattered pilot*) representada na Figura 10, ao invés da grade com símbolos piloto em posições regularmente distribuídas, como havia sido apresentado anteriormente.

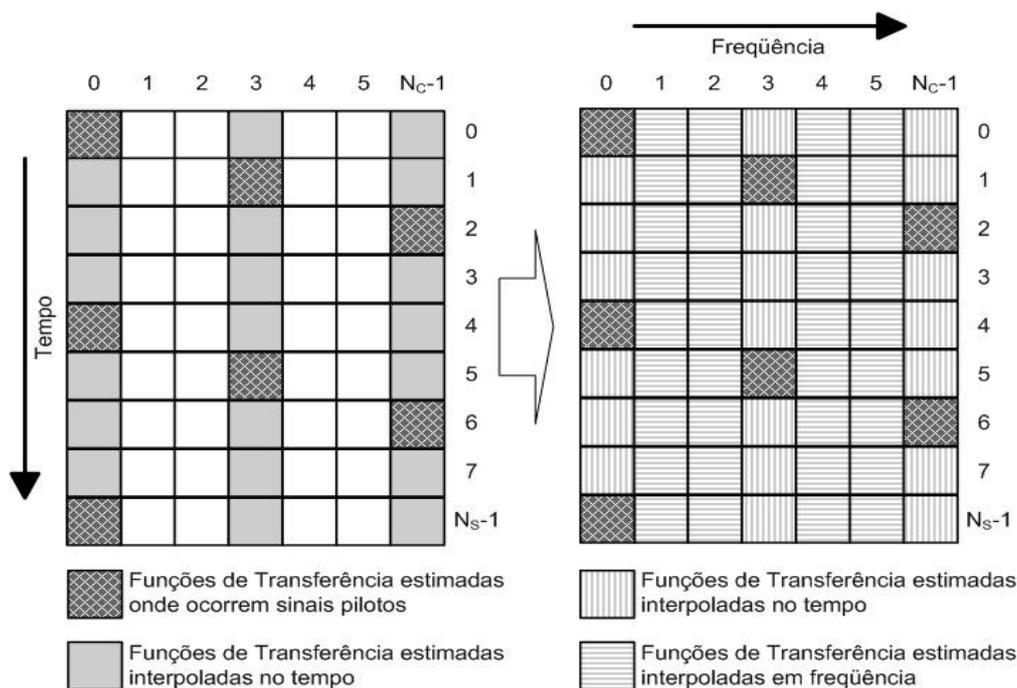


Figura 10 – Grade onde estão representadas as interpolações entre as funções de transferência estimadas nos símbolos piloto na direção do tempo e da frequência.

Quando utilizamos a interpolação linear entre dois símbolos adjacentes da grade com *scattered pilot*, como mostrado na Figura 10, o processo é similar ao método de interpolação por filtro de Wiener. Inicialmente, dado um índice de frequência  $n'$  em que ocorrem símbolos piloto, a estimação de  $\hat{H}_{n',i}$  em um índice particular de tempo  $i$  é calculada através da interpolação linear na direção do tempo com a seguinte equação:

$$\hat{H}_{n',i} = (i - i') \left( \frac{\tilde{H}_{n',i'+1} - \tilde{H}_{n',i'}}{N_t} \right) + \tilde{H}_{n',i'} \quad (55)$$

onde  $\{i'\} \in \psi_{n,i}$ . De uma forma muito semelhante, dado um índice na direção do tempo  $i$ , a estimação  $\hat{H}_{n,i}$  em um índice particular na direção da frequência  $n$  é calculada através da interpolação linear na direção da frequência. Como no caso do filtro de Wiener, uma vez as

$\hat{H}_{n',i}$  estimadas a partir de (55) para todas as  $n'$  que carregam sinais piloto, elas podem ser usadas com qualquer índice  $i$  para o cálculo da interpolação linear na direção da frequência através da equação:

$$\hat{H}_{n,i} = (n - n') \left( \frac{\hat{H}_{n'+1,i} - \hat{H}_{n',i}}{N_f} \right) + \hat{H}_{n',i} \quad (56)$$

onde  $\{n'\} \in \Psi_{n,i}$ .

Uma vez  $\hat{H}_{n,i}$  estimada a partir de (56), que compreende todas as funções de transferência do canal – tanto na direção do tempo quanto na da frequência do *frame* OFDM representado pela grade da Figura 9 – multiplicando (42) por  $1/\hat{H}_{n,i}$  obteremos a estimação e a compensação do canal no receptor com interpolação linear:

$$Y_{n,i}^I = \left( \frac{H_{n,i} S_{n,i} + N_{n,i}}{\hat{H}_{n,i}} \right) \quad (57)$$

Assumindo que  $N_{n,i} \rightarrow 0$  (isto é, um alto SNR - *Signal To Noise Ratio* no canal) e que  $\hat{H}_{n,i} \rightarrow H_{n,i}$  (ou seja, sem erros nos dois interpoladores lineares seqüenciais calculados por (55) e (56)), então  $Y_{n,i}^I \rightarrow S_{n,i}$ , desde que nenhuma outra compensação se faça necessária, sendo  $S_{n,i}$  os símbolos originalmente transmitidos na  $n^{\text{th}}$  portadora e no  $i^{\text{th}}$  símbolo OFDM. O mesmo se aplica aos dois filtros interpoladores de Wiener unidimensionais calculados em (47) e (48).

No entanto, efeitos por multipercursos dinâmicos – como geralmente ocorre em receptores móveis – não dificilmente apresentam profundos *notches* nas funções de transferência na direção da frequência, podendo também apresentar um caótico comportamento na direção do tempo. Assim, com a presença de ruído, a consequência é usualmente uma discrepância tal que  $\hat{H}_{n,i} \neq H_{n,i}$  e  $Y_{n,i}^I \neq S_{n,i}$ , mesmo depois do processo de estimação e compensação de canal por meio dos métodos de interpolação ou filtragem apresentados.

### 3 MODELOS DE CANAIS

Objetivando representar com a maior fidelidade possível os mais variados comportamentos dos canais aos quais podem ser submetidos os sistemas sem fio aqui abordados, descreveremos os modelos de canais atualmente mais utilizados como *benchmark* para testes de sistemas de comunicação sem fio. Primeiramente, detalharemos as principais características necessárias à modelagem de alguns canais Brasil; em seguida, apresentaremos as principais características de alguns modelos de canais em microondas, os quais foram retirados da base de dados conhecida como Signal Processing Information Base (SPIB), que pode ser acessada através do endereço <http://spib.rice.edu>. Considerando que os modelos de canais Brasil e SPIB têm sido amplamente utilizados como referência em muitos trabalhos recentes, informações adicionais podem ser encontradas nos trabalhos de [19] e [20].

#### 3.1 DESCRIÇÃO DOS MODELOS PARA OS CANAIS BRASIL

Os principais parâmetros disponibilizados e que caracterizam os modelos de alguns canais Brasil serão expostos através das tabelas que apresentam suas atenuações, seus atrasos e suas fases nos respectivos caminhos. Também serão apresentados os gráficos com as respostas ao impulso no tempo de cada canal, bem como as respostas em frequência (considerando uma frequência de amostragem de acordo com a norma ISDB-T, como será especificado posteriormente). Estes modelos de canais são atualmente considerados como os *benchmarks* mais estudados para avaliação e validação do desempenho de sistemas sem fio

justamente por representarem um *mix* dos vários cenários possíveis e facilmente encontrados no meio aos quais tais sistemas são expostos.

### 3.1.1 Canal Brasil A estático

O modelo para o canal Brasil A estático utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 1. As figuras 11, 12 e 13 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência, bem como sua resposta ao impulso no tempo, respectivamente.

Tabela 1 – Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil A estático

<b>Atrasos (<math>\mu\text{s}</math>)</b>	<b>Amplitude (dB)</b>	<b>Espalhamento Doppler (Hz)</b>
0.0	0.0	0.0
0.15	-13.8	0.0
2.22	-16.2	0.0
3.05	-14.9	0.0
5.86	-13.6	0.0
5.93	-16.4	0.0

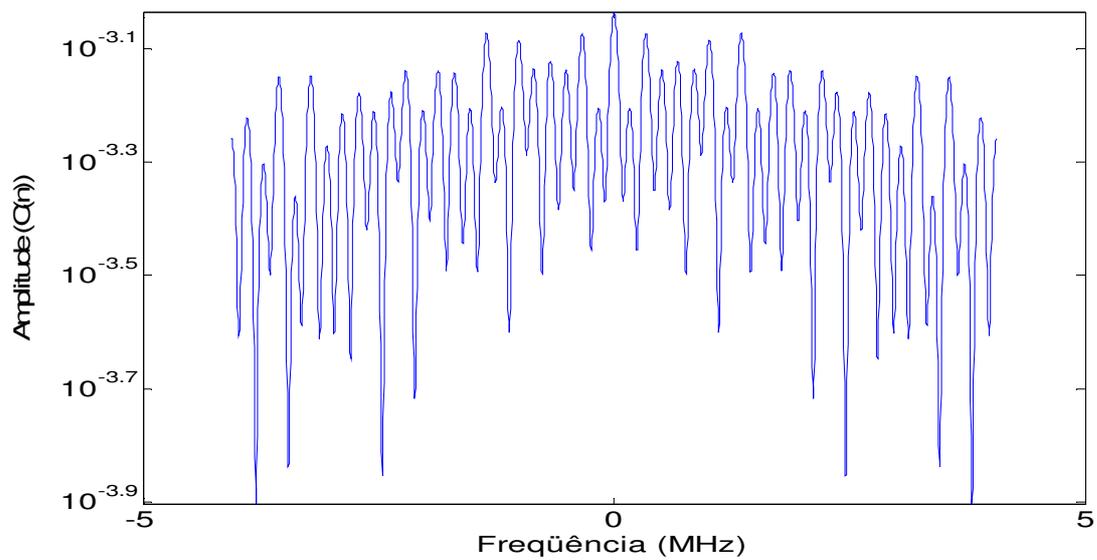


Figura 11 – Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil A estático no domínio da frequência.

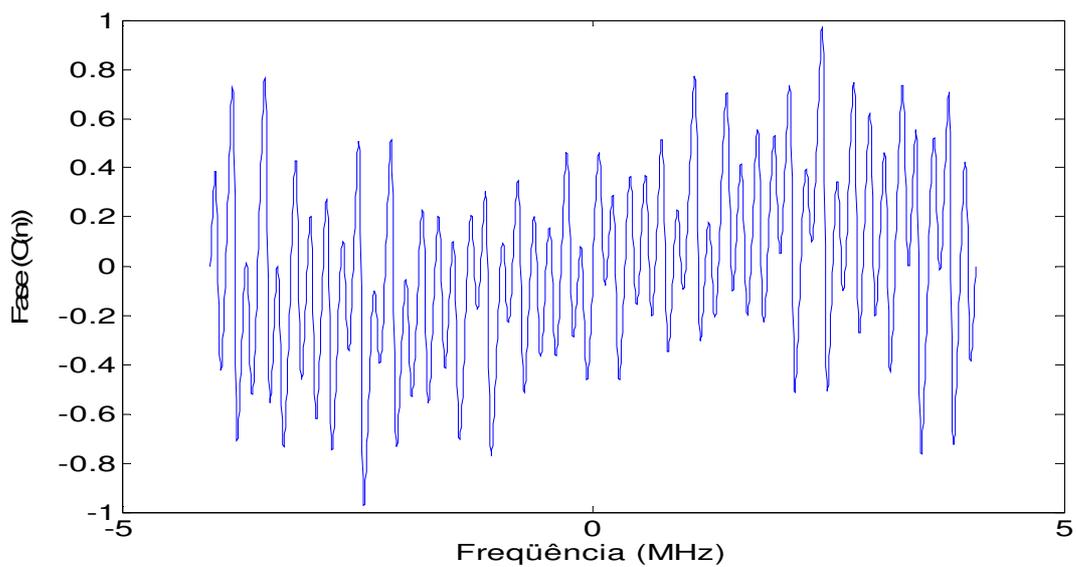


Figura 12 – Fase da resposta ao impulso do canal Brasil A estático no domínio da frequência.

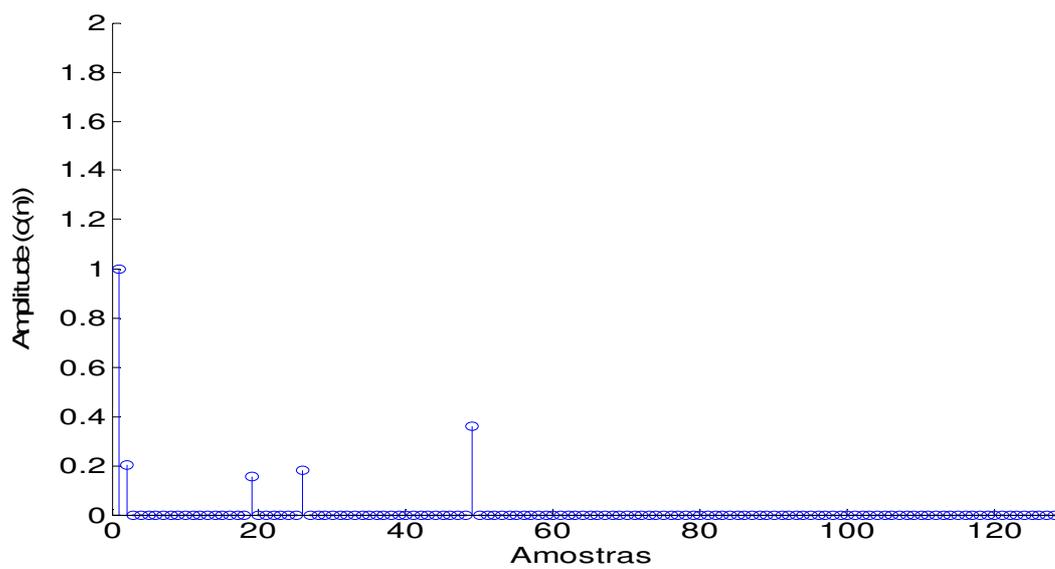


Figura 13 – Resposta ao impulso do canal Brasil A estático no domínio do tempo.

### 3.1.2 Canal Brasil A móvel

O modelo para o canal Brasil A móvel utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 2. As figuras 14, 15 e 16 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência, bem como sua resposta ao impulso no tempo, respectivamente.

Tabela 2 – Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil A móvel

Atrasos ( $\mu\text{s}$ )	Amplitude (dB)	Espalhamento Doppler (Hz)
0.0	0.0	0.0
0.15	-13.8	100.0
2.22	-16.2	0.0
3.05	-14.9	0.0
5.86	-13.6	0.0
5.93	-16.4	0.0

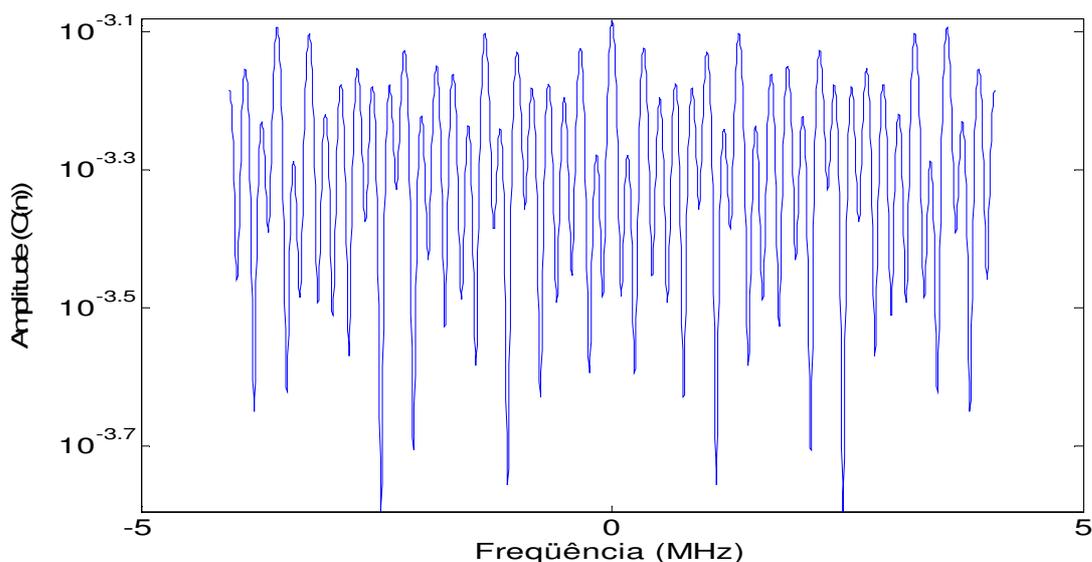


Figura 14 – Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil A móvel no domínio da frequência.

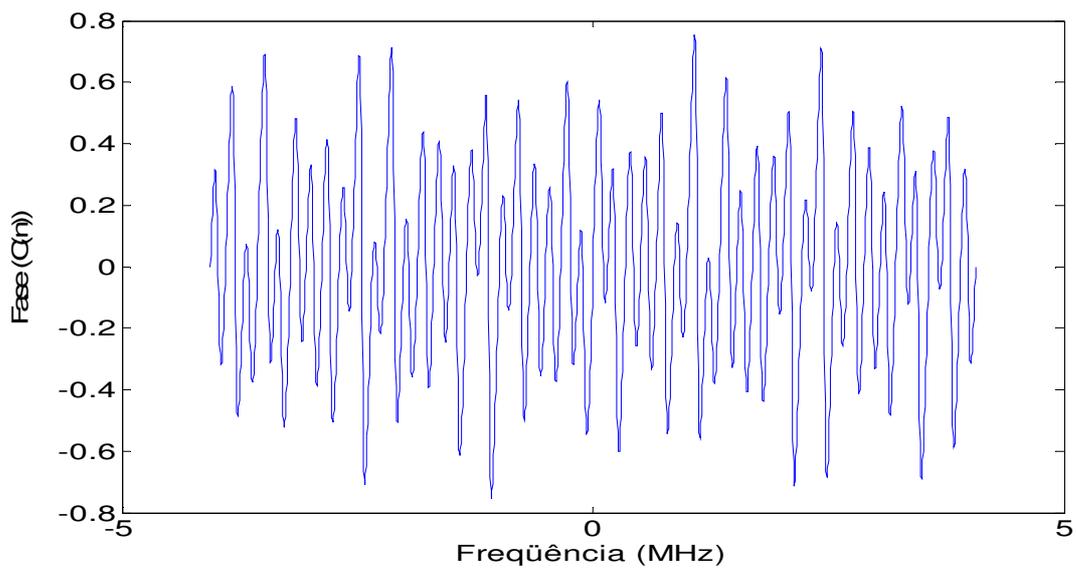


Figura 15 – Fase da resposta ao impulso do canal Brasil A móvel no domínio da frequência.

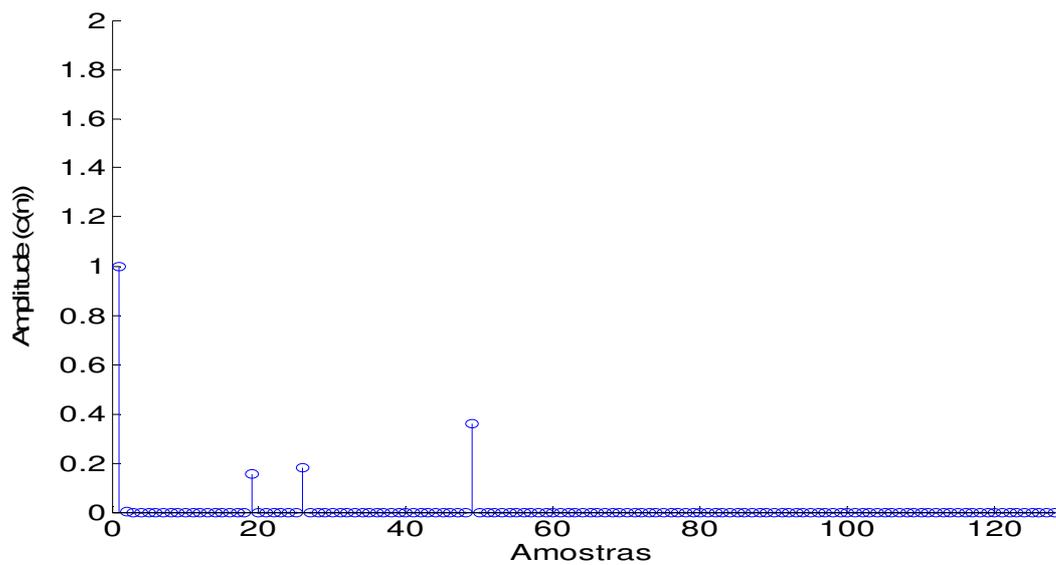


Figura 16 – Resposta ao impulso do canal Brasil A móvel no domínio do tempo.

### 3.1.3 Canal Brasil B estático

O modelo para o canal Brasil B estático utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 3. As figuras 17, 18 e 19 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência, bem como sua resposta ao impulso no tempo, respectivamente.

Tabela 3 – Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil B estático

Atrasos ( $\mu\text{s}$ )	Amplitude (dB)	Espalhamento Doppler (Hz)
0.0	0.0	0.0
0.30	-12.0	0.0
3.50	-4.0	0.0
4.40	-7.0	0.0
9.50	-15.0	0.0
12.70	-22.0	0.0

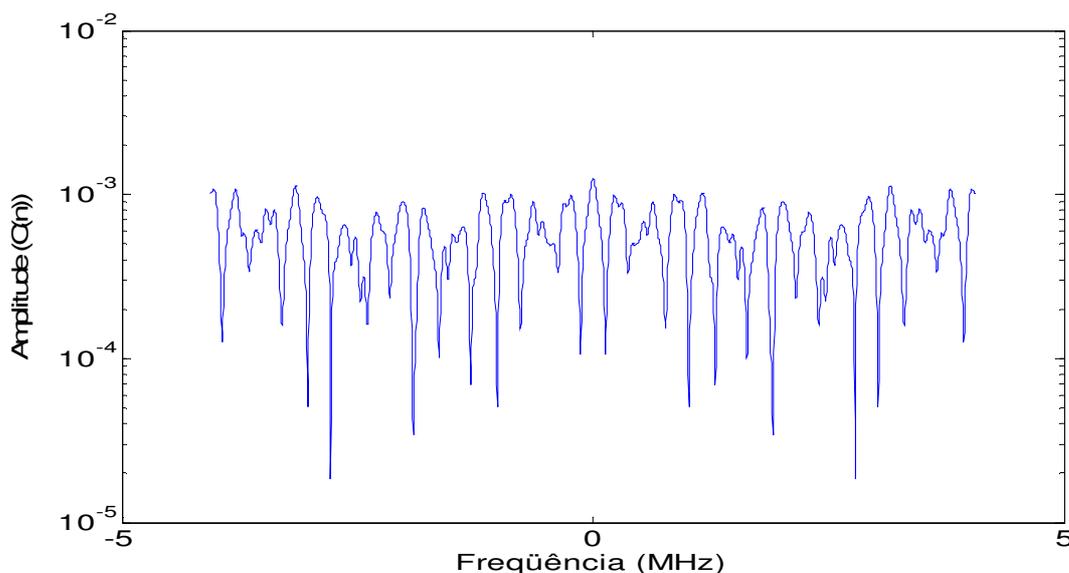


Figura 17 – Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil B estático no domínio da frequência.

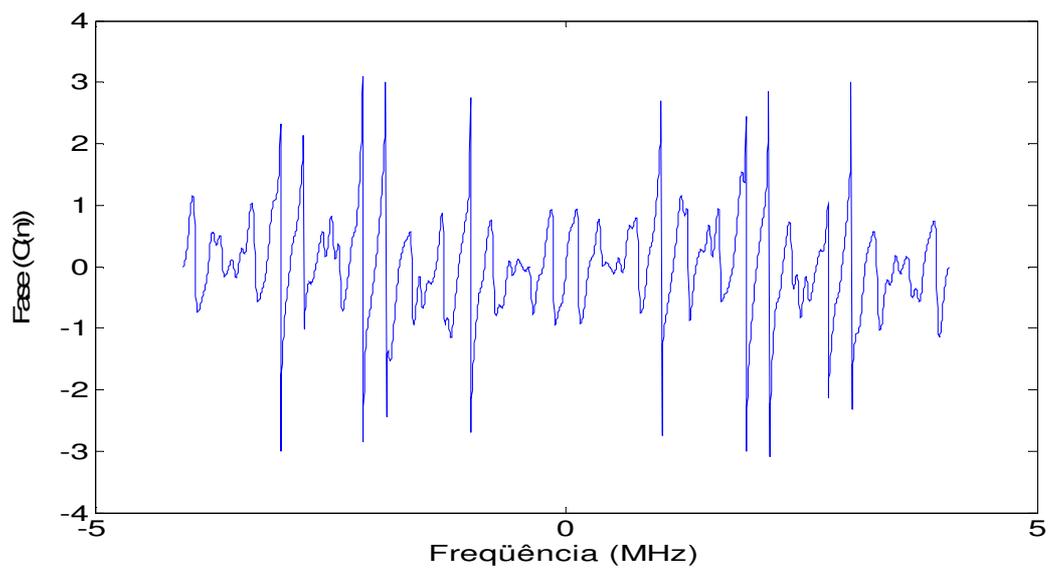


Figura 18 – Fase da resposta ao impulso do canal Brasil B estático no domínio da frequência.

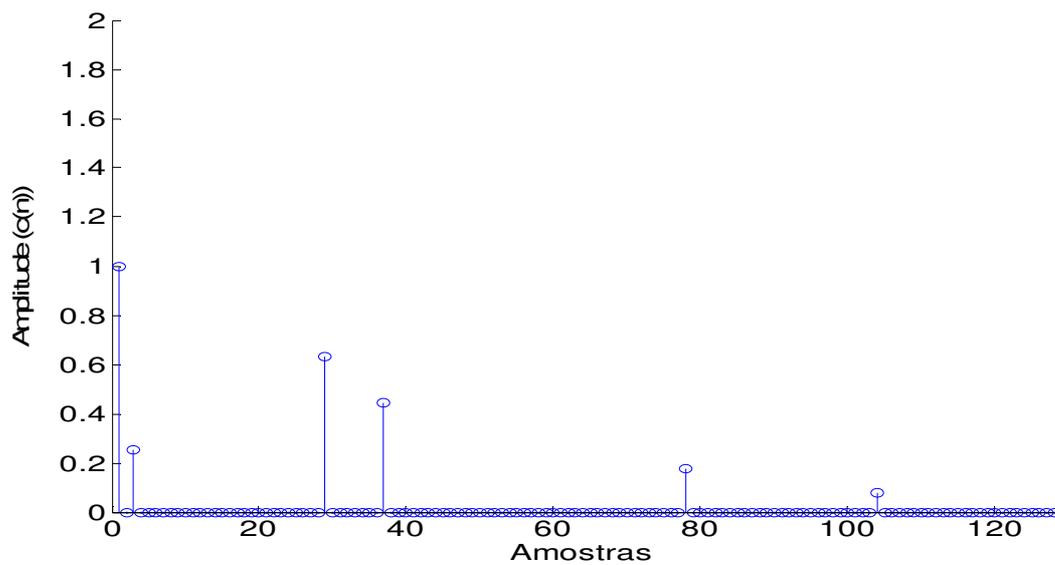


Figura 19 – Resposta ao impulso do canal Brasil B estático no domínio do tempo.

### 3.1.4 Canal Brasil B móvel

O modelo para o canal Brasil B móvel utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 4. As figuras 20, 21 e 22 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência, bem como sua resposta ao impulso no tempo, respectivamente.

Tabela 4 – Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil B móvel

Atrasos ( $\mu\text{s}$ )	Amplitude (dB)	Espalhamento Doppler (Hz)
0.0	0.0	0.0
0.30	-12.0	0.0
3.50	-4.0	10.0
4.40	-7.0	0.0
9.50	-15.0	0.0
12.70	-22.0	0.0

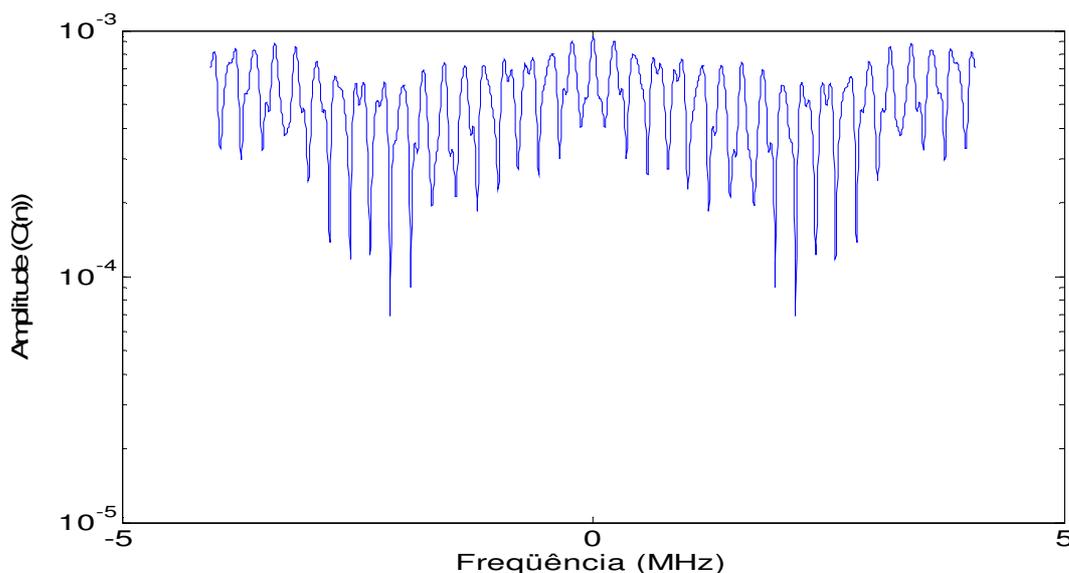


Figura 20 – Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil B móvel no domínio da frequência.

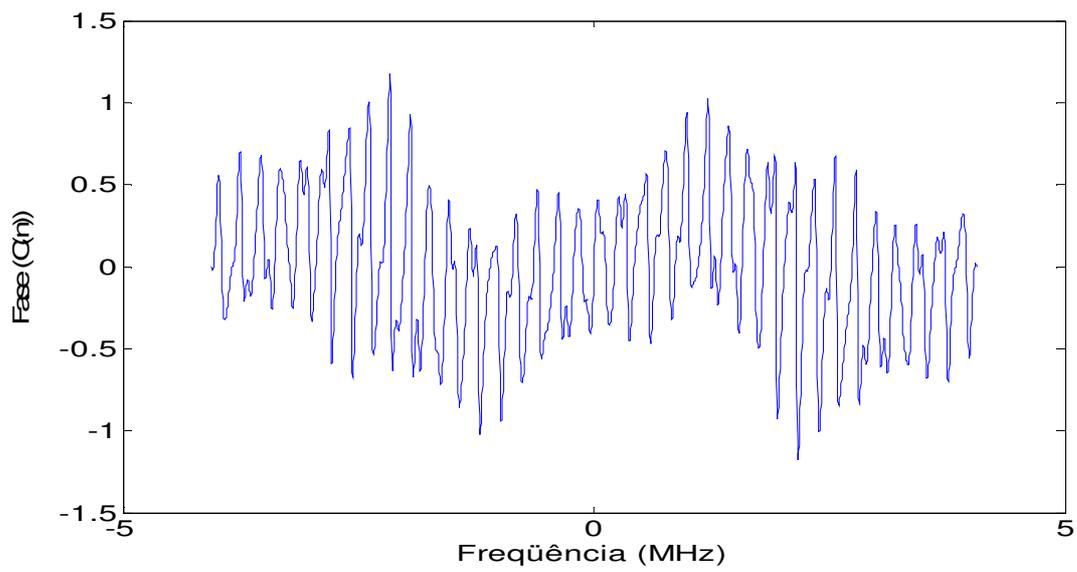


Figura 21 – Fase da resposta ao impulso do canal Brasil B móvel no domínio da frequência.

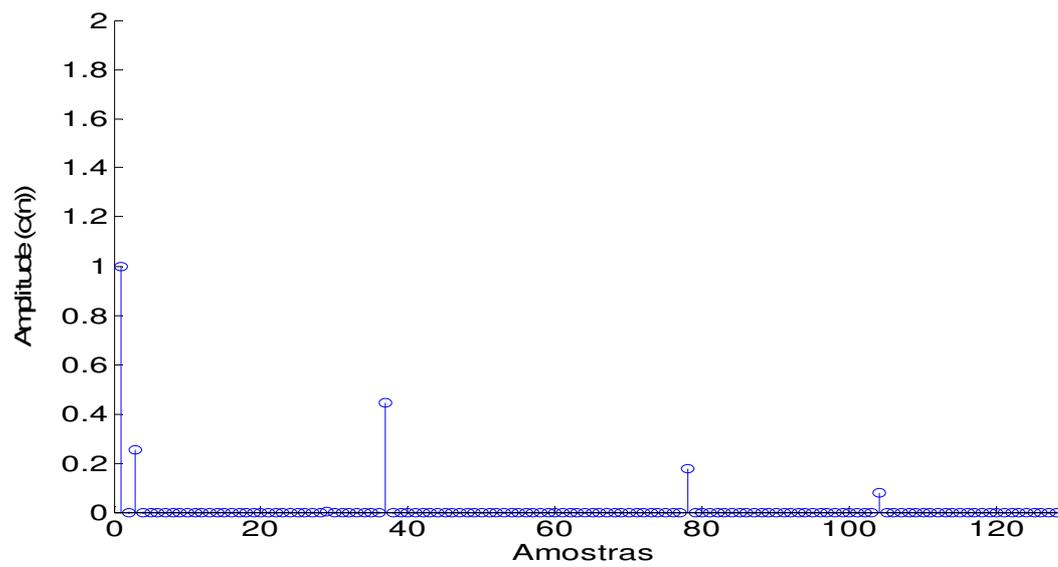


Figura 22 – Resposta ao impulso do canal Brasil B móvel no domínio do tempo.

### 3.1.5 Canal Brasil D móvel

O modelo para o canal Brasil D móvel utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 5. As figuras 23, 24 e 25 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência, bem como sua resposta ao impulso no tempo, respectivamente.

Tabela 5 – Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil D móvel

Atrasos ( $\mu\text{s}$ )	Amplitude (dB)	Espalhamento Doppler (Hz)
0.15	-0.1	10.0
0.63	-3.8	0.0
2.22	-2.6	0.0
3.05	-1.3	0.0
5.86	0.0	0.0
5.93	-2.8	0.0

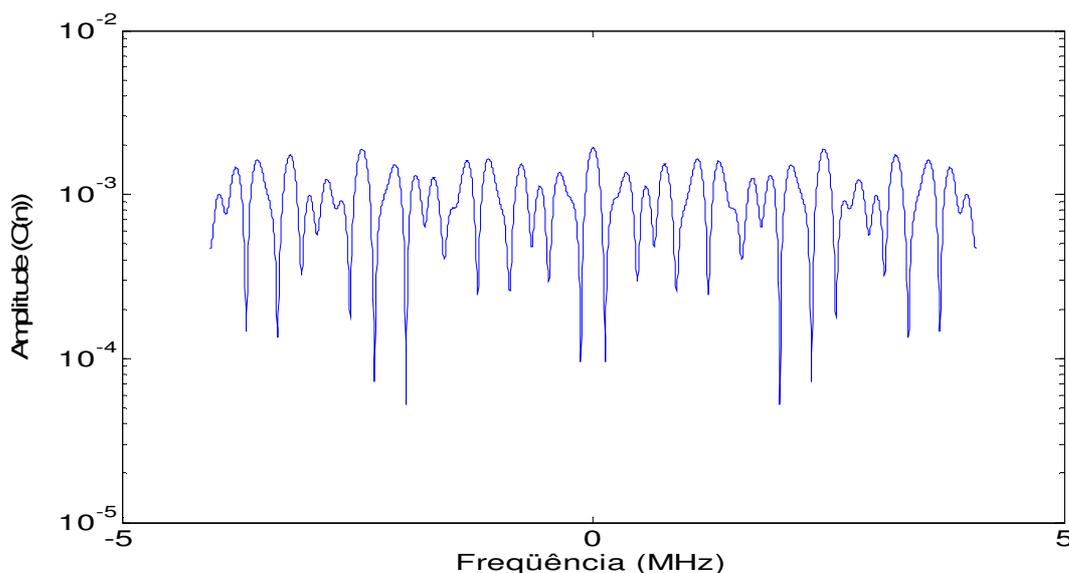


Figura 23 – Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil D móvel no domínio da frequência.

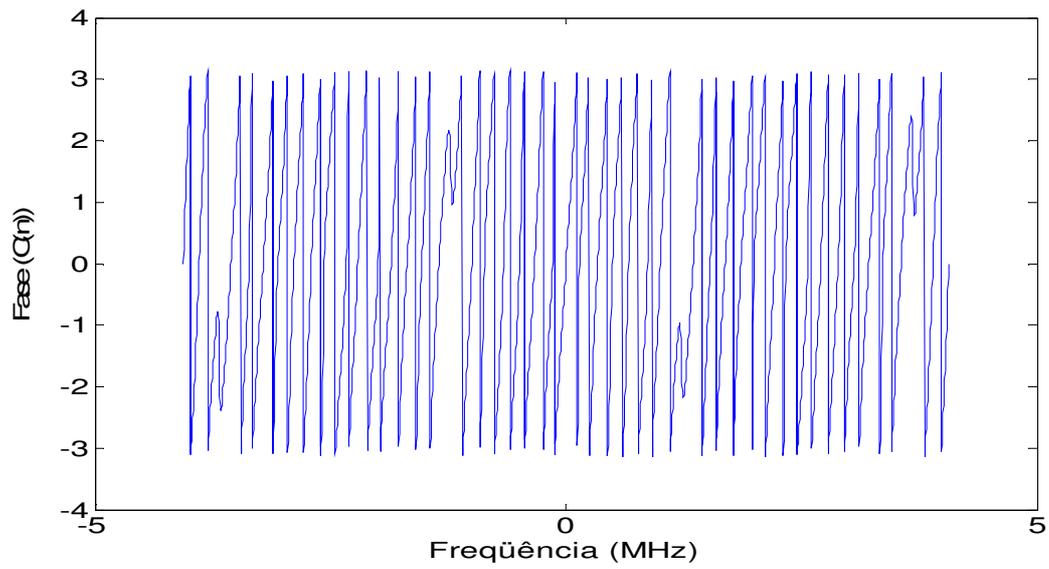


Figura 24 – Fase da resposta ao impulso do canal Brasil D móvel no domínio da frequência.

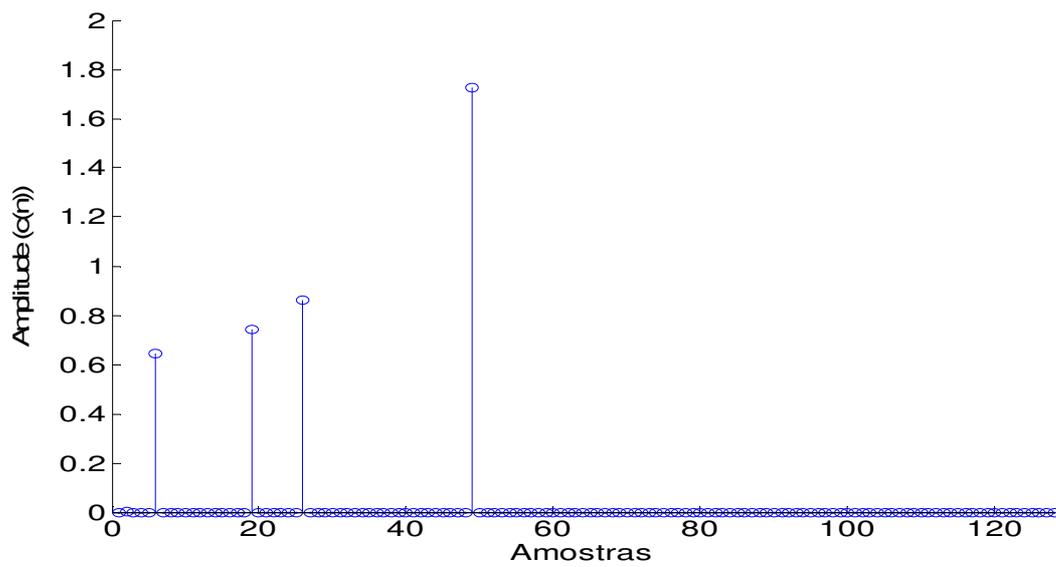


Figura 25 – Resposta ao impulso do canal Brasil D móvel no domínio do tempo.

### 3.1.6 Canal Brasil E estático

O modelo para o canal Brasil E estático utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 6. As figuras 26, 27 e 28 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal nos domínios da frequência e do tempo, respectivamente.

Tabela 6 – Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil E estático

<b>Atrasos (<math>\mu\text{s}</math>)</b>	<b>Amplitude (dB)</b>	<b>Espalhamento Doppler (Hz)</b>
0.0	0.0	0.0
1.0	0.0	0.0
2.0	0.0	0.0

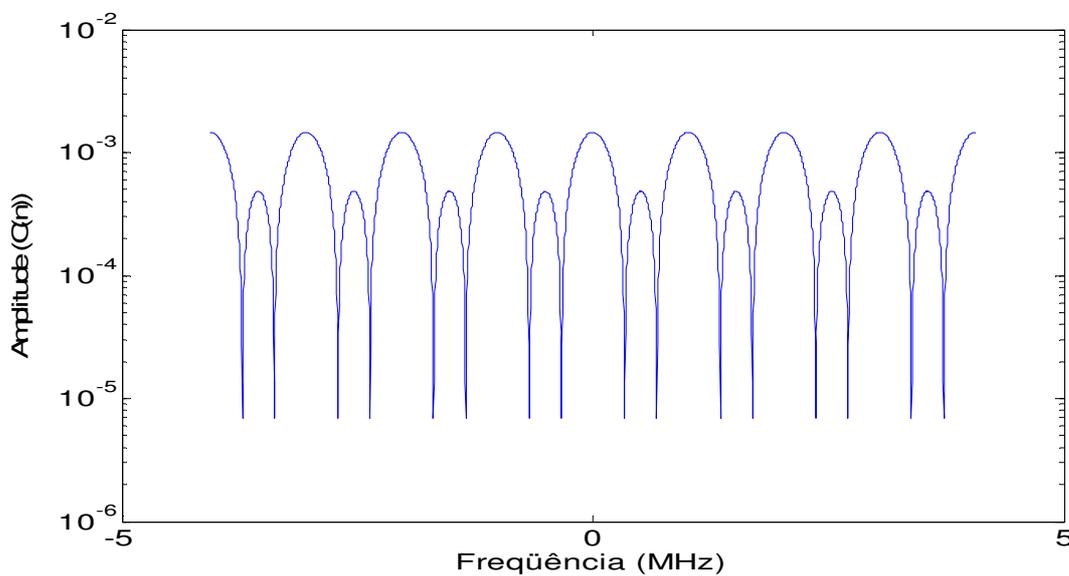


Figura 26 – Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil E estático no domínio da frequência.

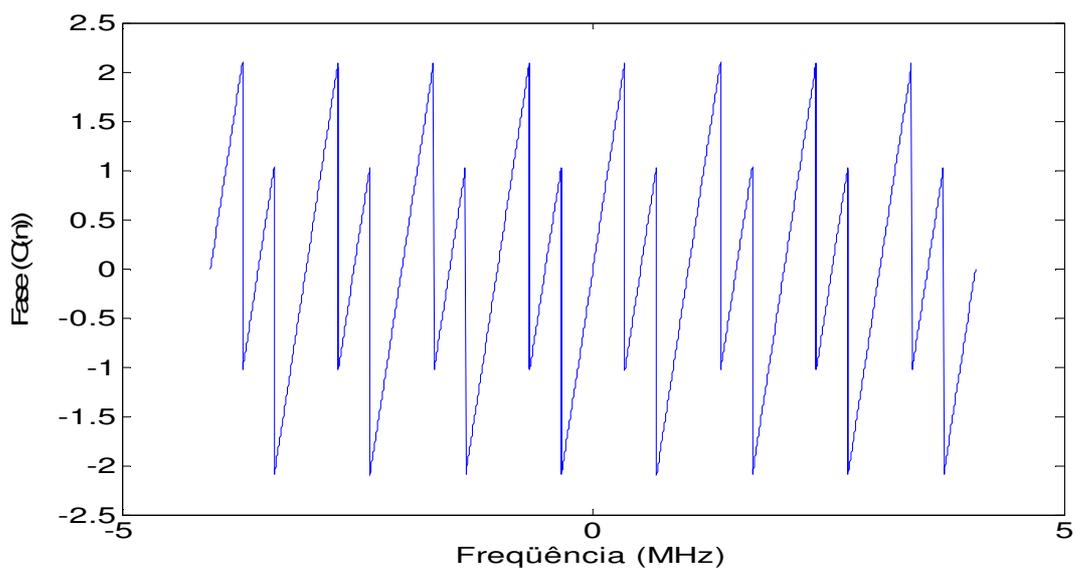


Figura 27 – Fase da resposta ao impulso do canal Brasil E estático no domínio da frequência.

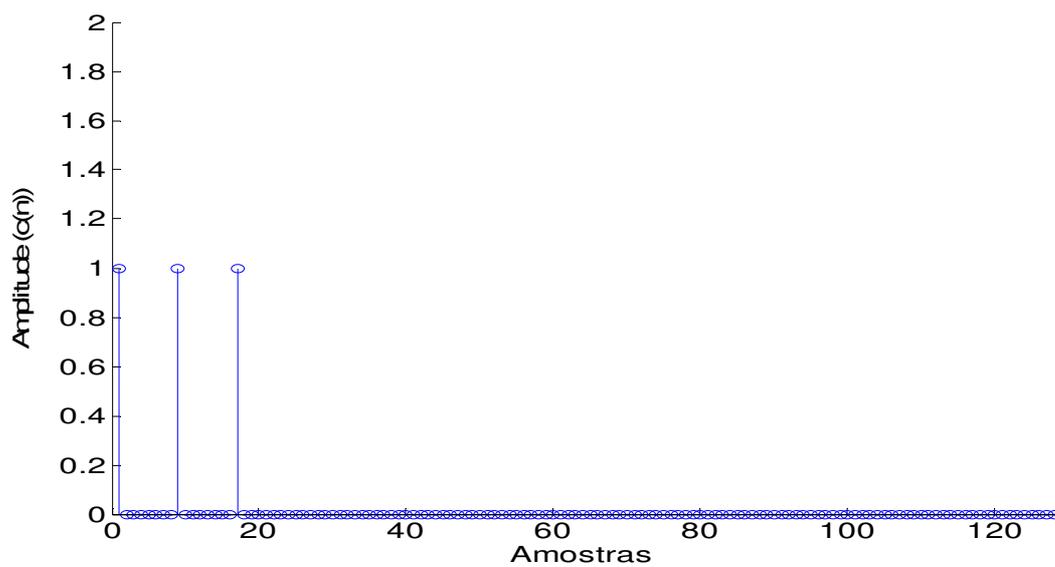


Figura 28 – Resposta ao impulso do canal Brasil E estático no domínio do tempo.

### 3.1.7 Canal Brasil E móvel

O modelo para o canal Brasil E móvel utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 7. As figuras 29, 30 e 31 mostram a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal nos domínios da frequência e do tempo, respectivamente.

Tabela 7 – Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil E estático

Atrasos ( $\mu\text{s}$ )	Amplitude (dB)	Espalhamento Doppler (Hz)
0.0	0.0	0.0
1.0	0.0	0.0
2.0	0.0	10.0

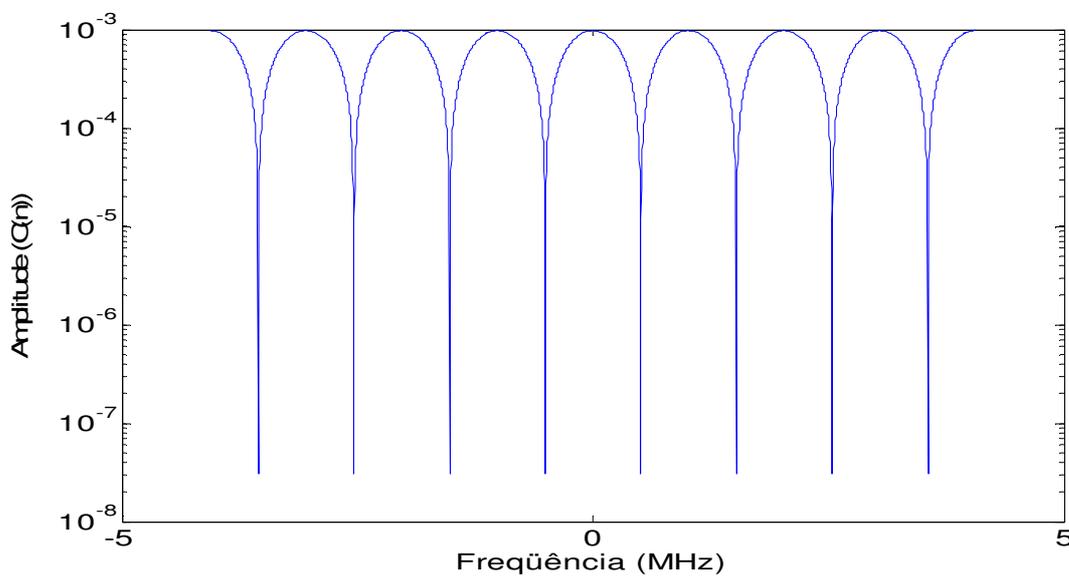


Figura 29 – Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil E móvel no domínio da frequência.

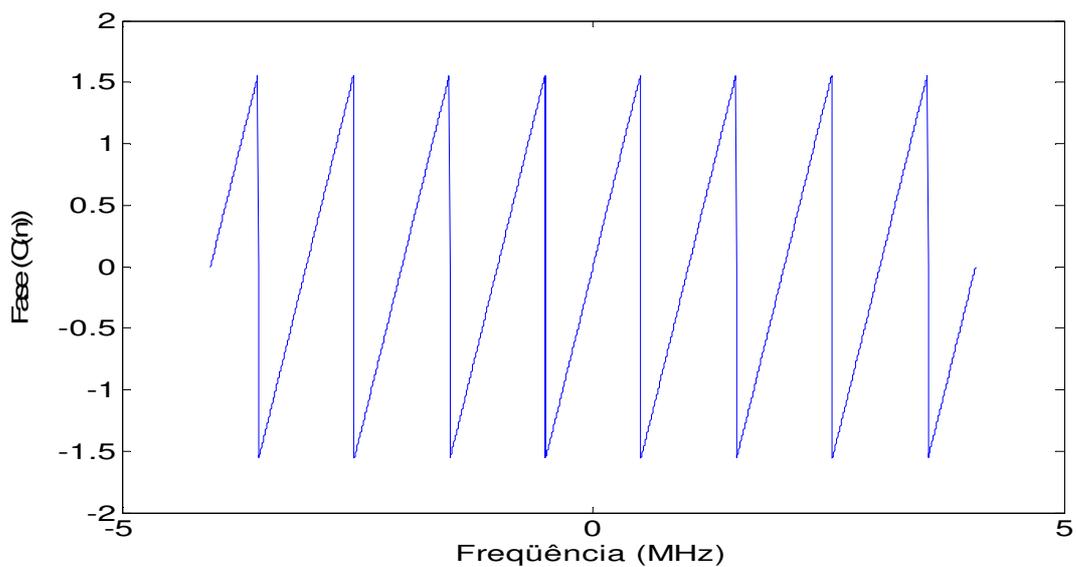


Figura 30 – Fase da resposta ao impulso do canal Brasil E móvel no domínio da frequência.

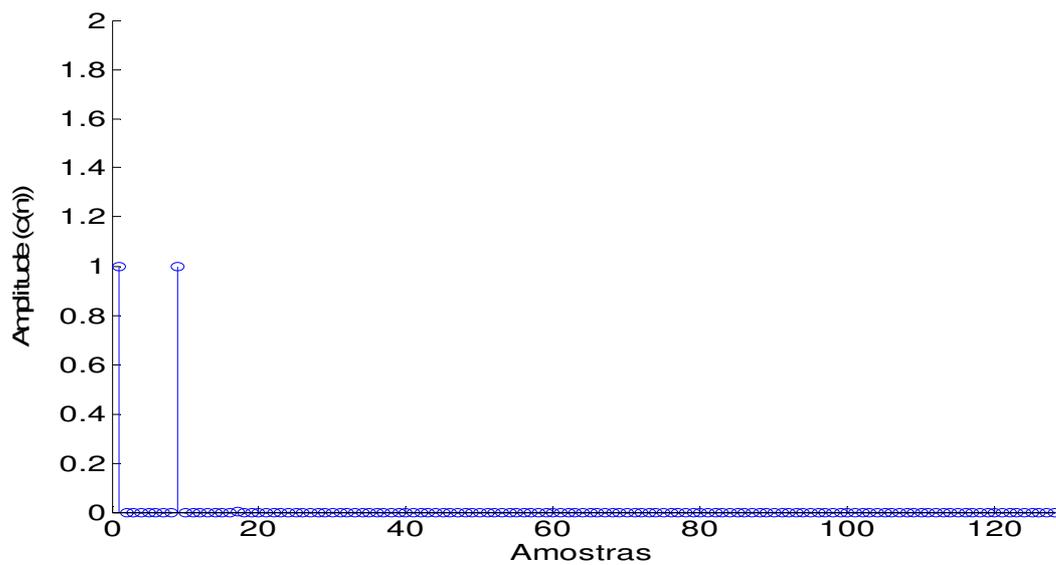


Figura 31 – Resposta ao impulso do canal Brasil E móvel no domínio do tempo.

### 3.2 DESCRIÇÃO DOS MODELOS PARA OS CANAIS SPIB

Os modelos de canais de microondas aqui utilizados podem ser acessados através do endereço <http://spib.rice.edu/spib/microwave.html>. Esses modelos constituem a resposta ao impulso, medida em campo, de diversos canais de microondas reais. Ainda que nesta dissertação seja apresentada a caracterização completa de cada canal, tanto no domínio tempo quanto no domínio frequência, outras informações também podem ser obtidas em [28][14] e [30].

As respostas impulsivas dos canais de microondas da SPIB foram obtidas a uma taxa de amostragem muito alta (dezenas de *megabauds* por segundo) gerando, com isso, centenas de amostras para representá-las. Para que seja possível um termo de comparação com os modelos de canais Brasil utilizados, e para que também se mantenha um termo coerente de comparação com trabalhos na área [15], os canais de microondas SPIB foram decimados para 16 amostras.

A seguir, as características dos canais SPIB serão apresentadas através de gráficos, onde serão mostradas a magnitude e a fase da resposta ao impulso nos domínios da frequência (considerando uma frequência de amostragem de acordo com a norma ISDB-T, como será visto posteriormente) e do tempo.

### 3.2.1 Canal SPIB 1

O modelo para o canal SPIB 1 utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base na resposta impulsiva apresentada na Figura 32. As figuras 33 e 34 mostram, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência.

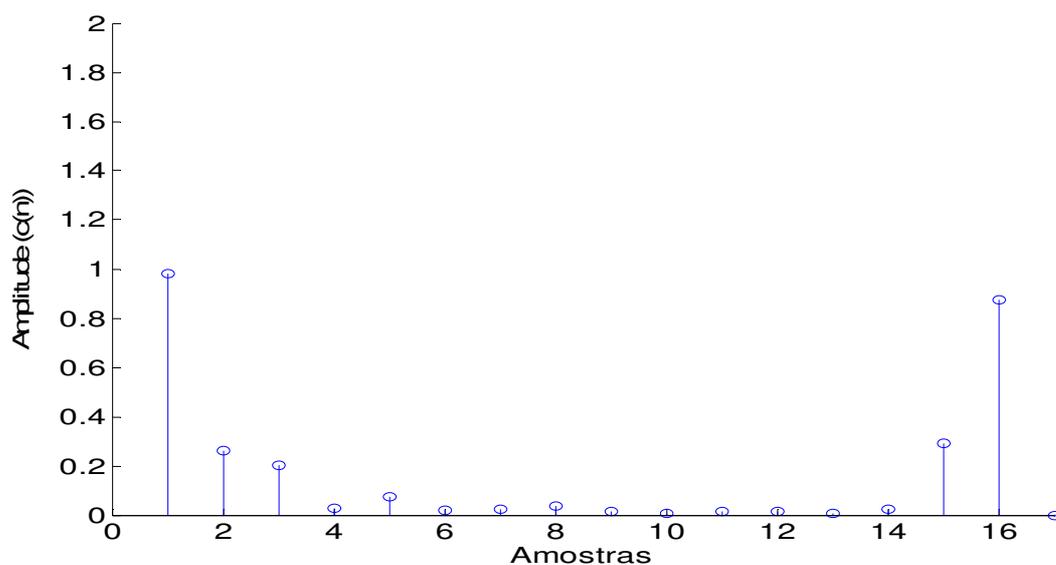


Figura 32 – Resposta ao impulso do canal SPIB 1 no domínio do tempo.

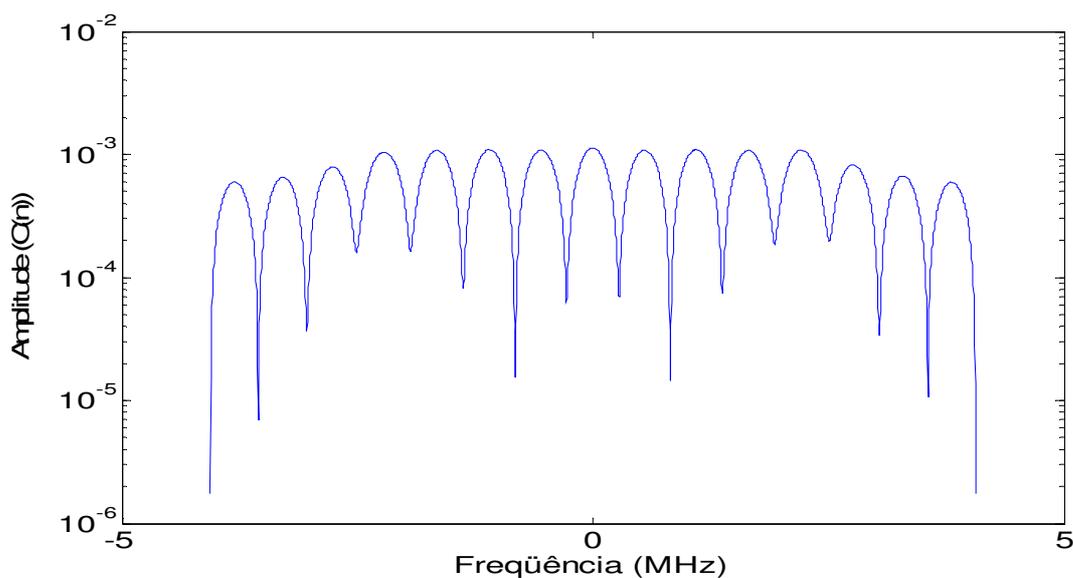


Figura 33 – Magnitude da resposta ao impulso do canal SPIB 1 no domínio da frequência.

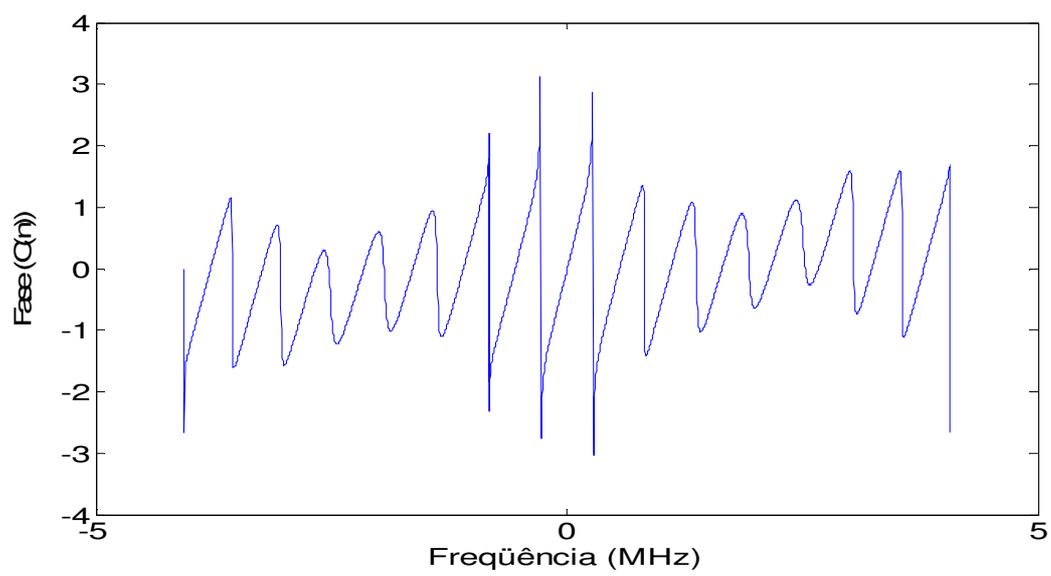


Figura 34 – Fase da resposta ao impulso do canal SPIB 1 no domínio da frequência.

### 3.2.2 Canal SPIB 2

O modelo para o canal SPIB 2 utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base na resposta impulsiva apresentada na Figura 35. As figuras 36 e 37 mostram, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência.

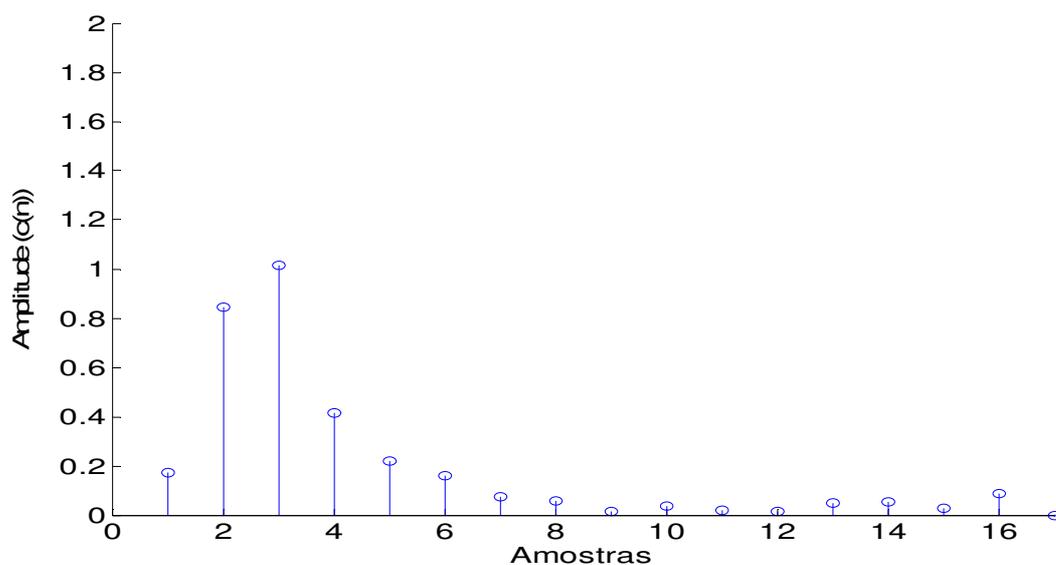


Figura 35 – Resposta ao impulso do canal SPIB 2 no domínio do tempo.

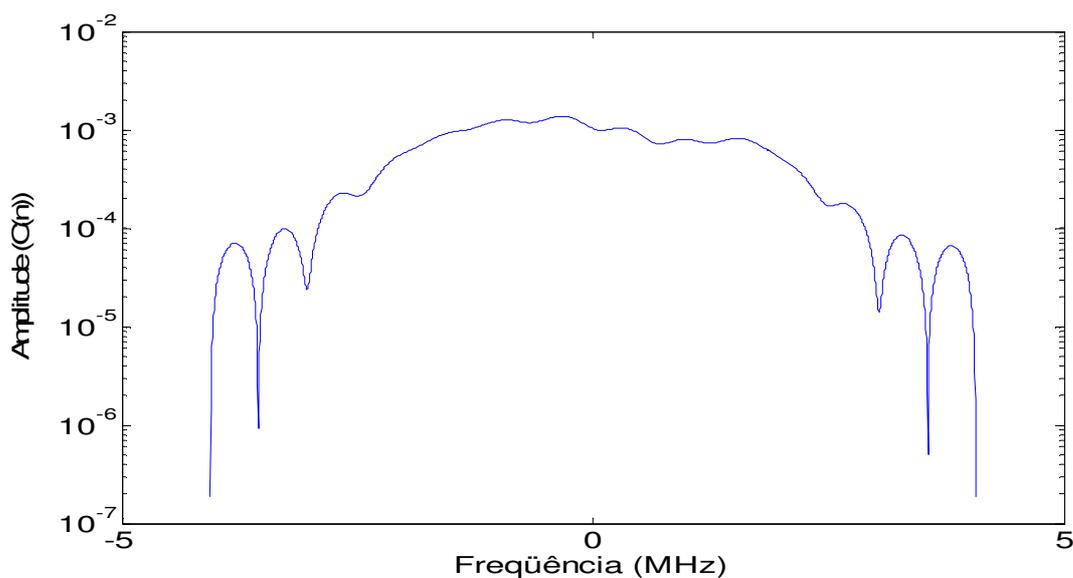


Figura 36 – Magnitude da resposta ao impulso do canal SPIB 2 no domínio da frequência.

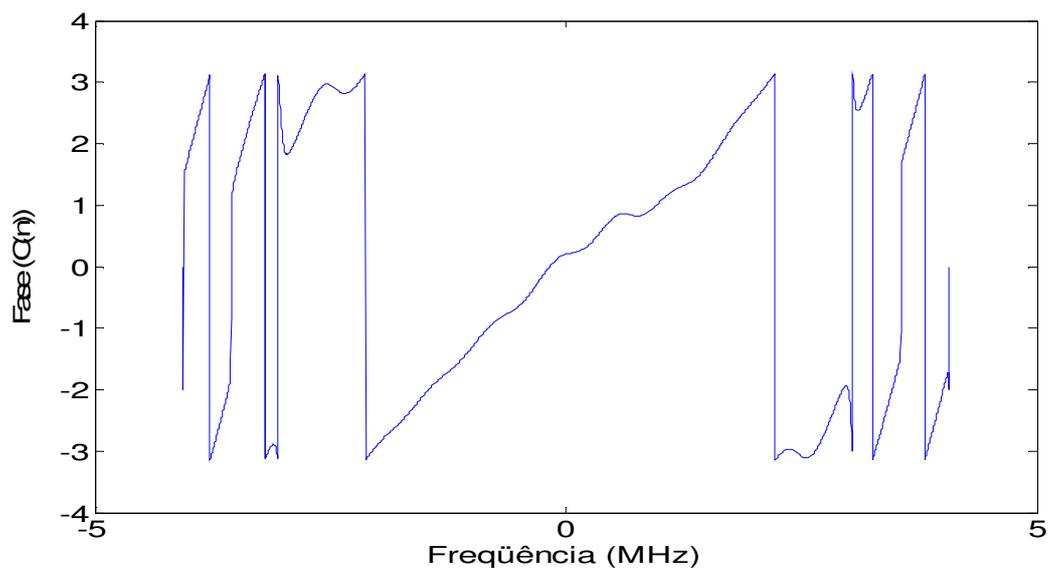


Figura 37 – Fase da resposta ao impulso do canal SPIB 2 no domínio da frequência.

### 3.2.3 Canal SPIB 3

O modelo para o canal SPIB 3 utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base na resposta impulsiva apresentada na Figura 38. As figuras 39 e 40 mostram, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência.

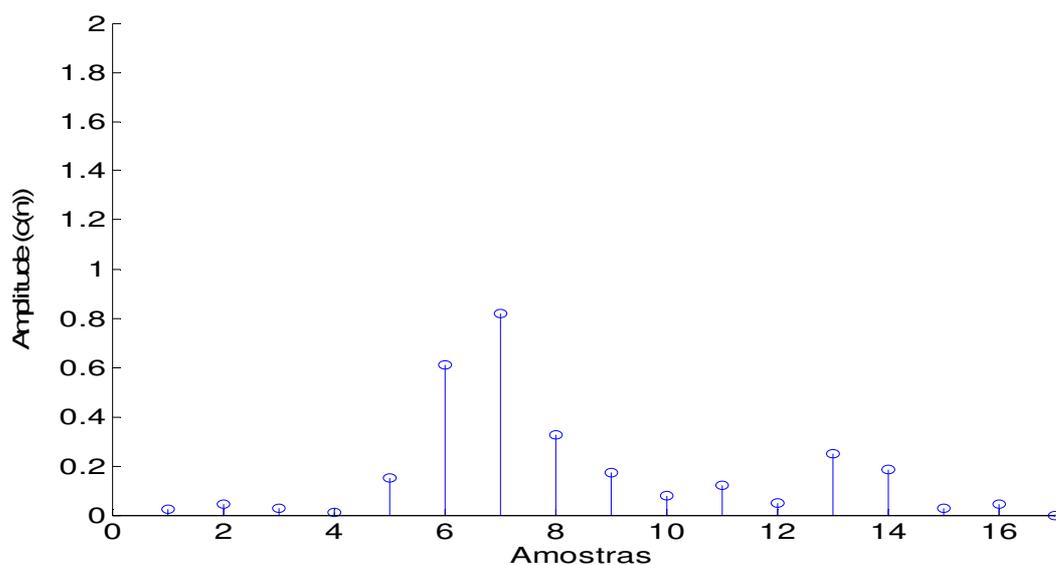


Figura 38 – Resposta ao impulso do canal SPIB 3 no domínio do tempo.

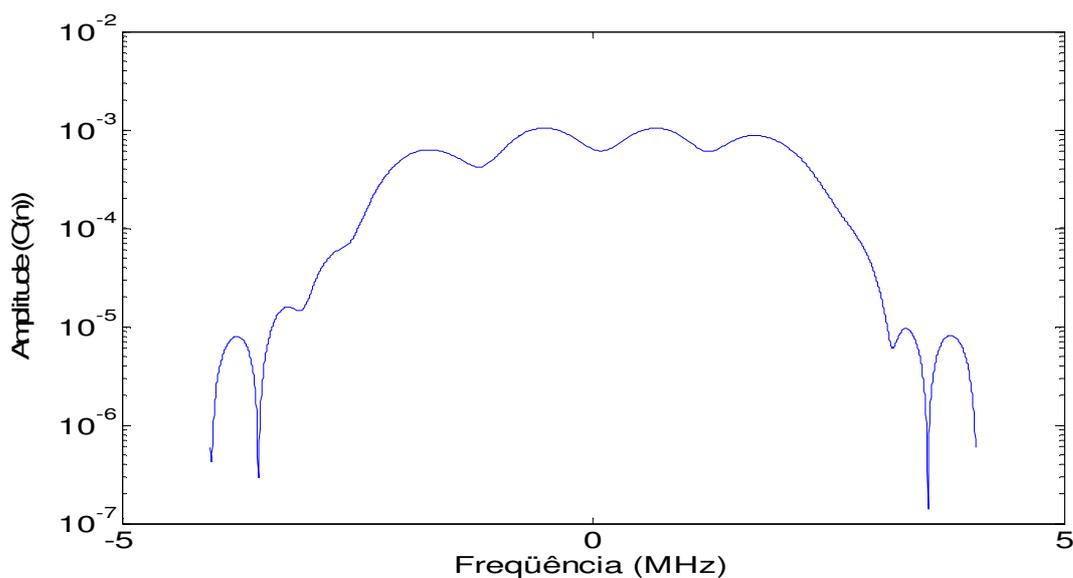


Figura 39 – Magnitude da resposta ao impulso do canal SPIB 3 no domínio da frequência.

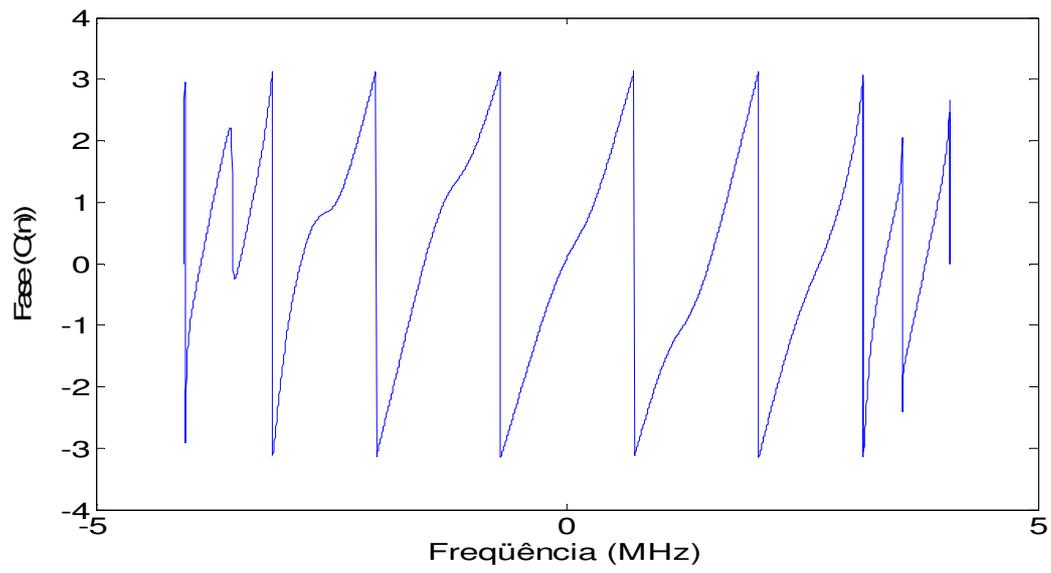


Figura 40 – Fase da resposta ao impulso do canal SPIB 3 no domínio da frequência.

### 3.2.4 Canal SPIB 5

O modelo para o canal SPIB 5 utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base na resposta impulsiva apresentada na Figura 41. As figuras 42 e 43 mostram, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência.

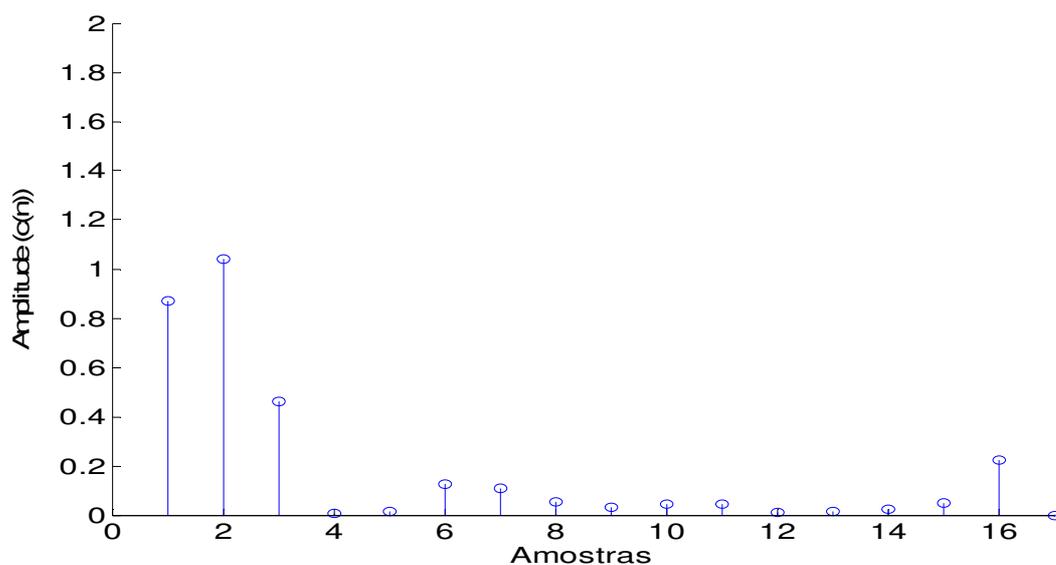


Figura 41 – Magnitude da resposta ao impulso do canal SPIB 5 no domínio do tempo.

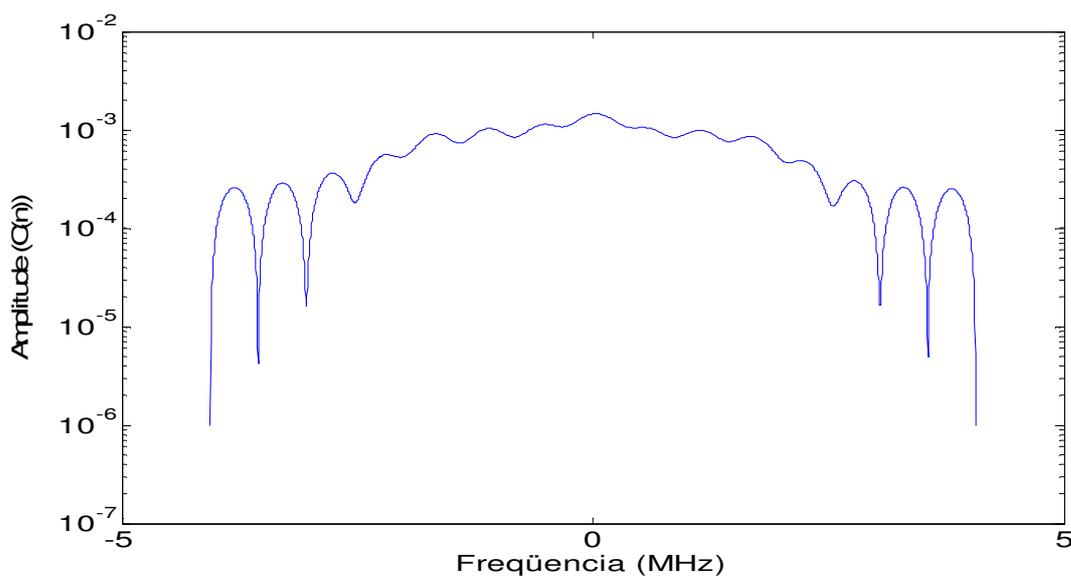


Figura 42 – Magnitude da resposta ao impulso do canal SPIB 5 no domínio da frequência.

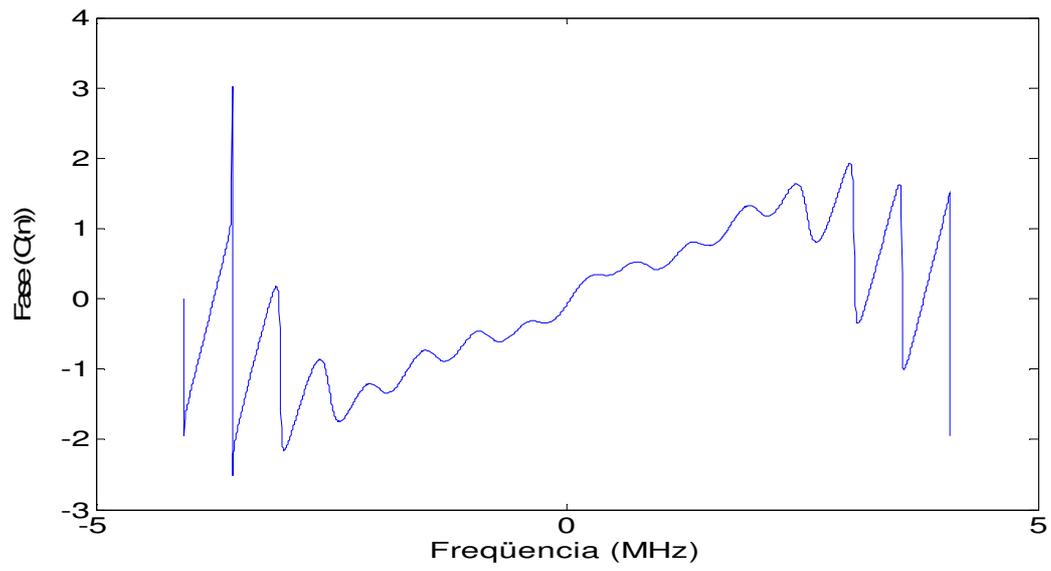


Figura 43 – Fase da resposta ao impulso do canal SPIB 5 no domínio da frequência.

### 3.2.5 Canal SPIB 6

O modelo para o canal SPIB 6 utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base na resposta impulsiva apresentada na Figura 44. As figuras 45 e 46 mostram, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência.

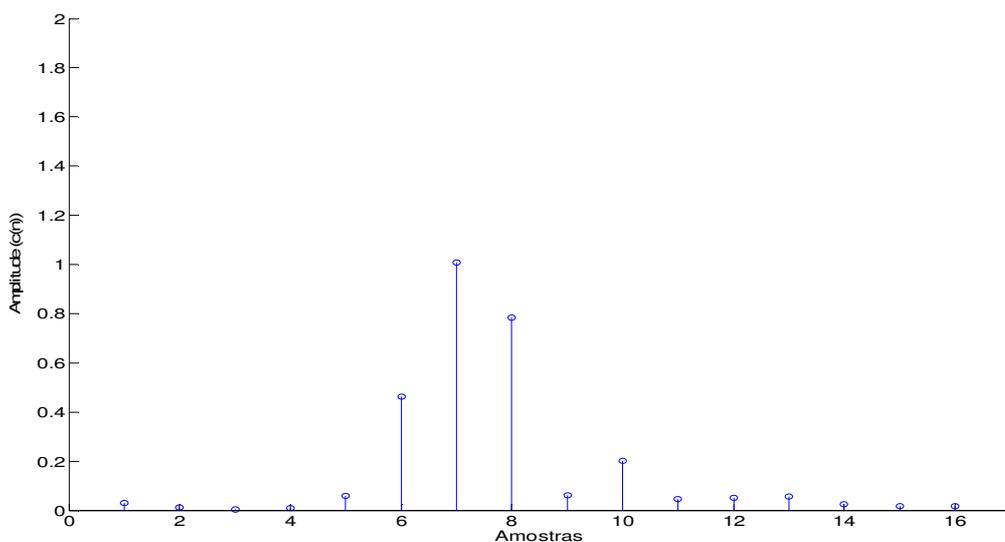


Figura 44 – Magnitude da resposta ao impulso do canal SPIB 6 no domínio do tempo.

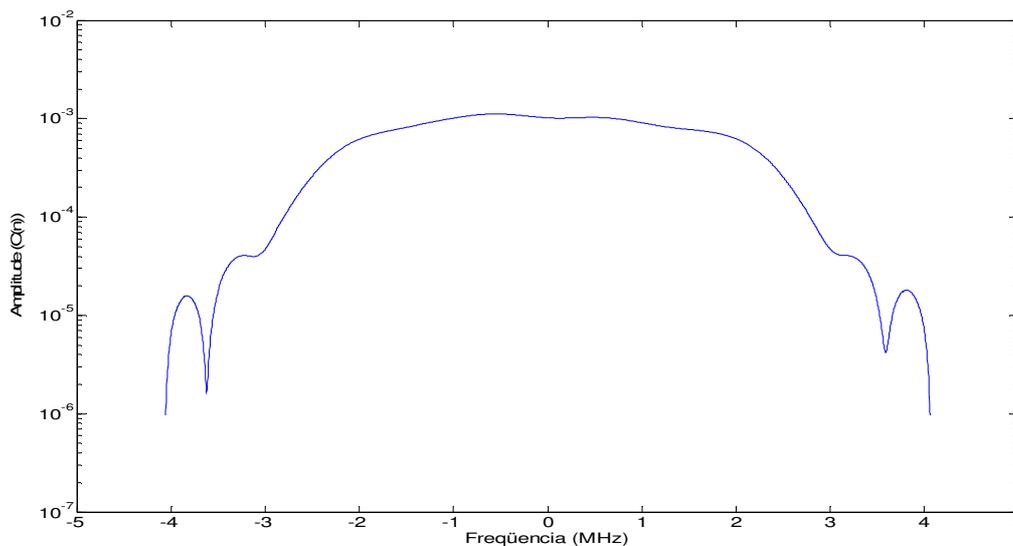


Figura 45 – Magnitude da resposta ao impulso do canal SPIB 6 no domínio da frequência.

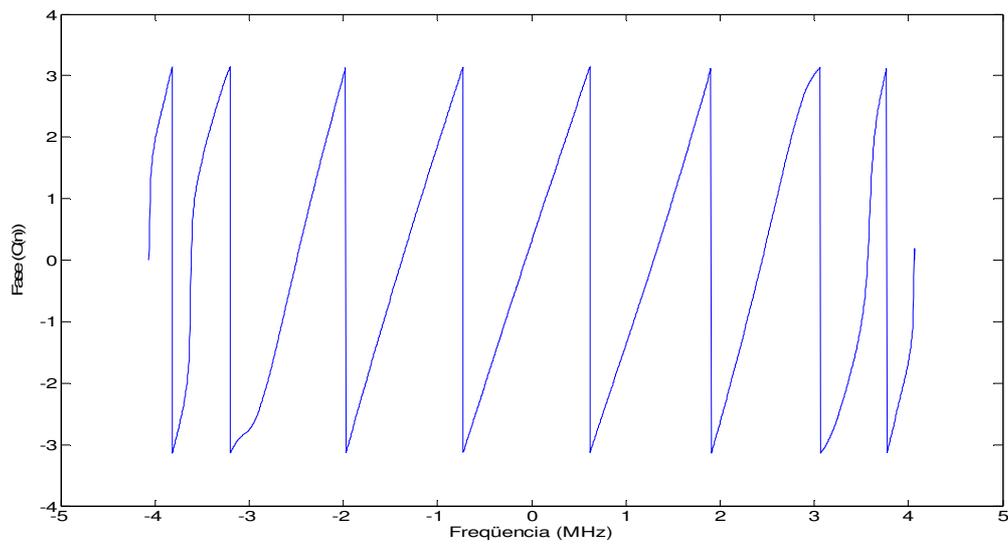


Figura 46 – Fase da resposta ao impulso do canal SPIB 6 no domínio da frequência.

#### 4 EQUALIZAÇÃO COM O ALGORITMO CMA CONCORRENTE

Na maioria dos sistemas de comunicação digital ocorre a dispersão temporal do sinal transmitido num certo canal, fazendo com que dados transmitidos em certo instante venham a interferir com dados transmitidos em outros instantes. Tal fenômeno é chamado de interferência intersimbólica (ISI) – já mencionada anteriormente – que pode prejudicar significativamente o desempenho do sistema.

Dessa forma, e tendo em vista a necessidade de equalizar canais desconhecidos ou variantes no tempo, faz-se necessário o uso de equalizadores adaptativos. Esses equalizadores são usualmente implementados na forma de filtros digitais com resposta finita ao impulso (*Finite Impulse Response* – FIR) e/ou com resposta infinita (*Infinite Impulse Response* – IIR). Tais filtros são adaptados por meio de uma seqüência de treinamento conhecida no receptor, que é tida como resposta desejada do canal. A diferença entre a seqüência de treinamento e a saída do equalizador é a utilizada para ajustar seus parâmetros. O equalizador, após o fim da seqüência de treinamento, é comutado para o modo de decisão direta (*Directed Decision* – DD), onde a decisão sobre a saída do próprio equalizador é utilizada como sinal de referência.

Outros algoritmos de equalização não necessitam da seqüência de treinamento, possibilitando o aumento da taxa de dados úteis a serem enviados sem a necessidade da transmissão de informações já conhecidas. Para essa classe de algoritmos existem várias versões e, dentre elas, a que atualmente se destaca (considerada como o estado da arte dos algoritmos adaptativos completamente *blind*) é a equalização pelo método autodidata concorrente proposto por [8]. Essa técnica de equalização completamente *blind* é uma técnica complementar a uma outra até então muito utilizada, chamada de *Constant Modulus*

*Algorithm* (CMA), proposta por [2]. A seguir, será apresentada uma breve descrição do funcionamento dessas duas técnicas aplicadas a sistemas sem fio com portadora simples.

#### 4.1 O ALGORITMO CMA

O entendimento do algoritmo CMA é crucial para a compreensão e utilização do algoritmo autodidata concorrente. Neste sentido, o equacionamento a seguir segue o desenvolvimento apresentado em [8].

O algoritmo de equalização adaptativa autodidata conhecido como CMA (*Constant Modulus Algorithm*) foi desenvolvido independentemente por Godard [2] e Treichler [31] e baseia-se na minimização de uma função de custo  $J_{CM}$  que objetiva ajustar uma potência  $P$  inteira do conjunto de saídas do equalizador a uma constante real e positiva  $R_p$ . Essa constante é escolhida de modo a projetar sobre um círculo todos os pontos da constelação de saída do equalizador. Em [2],  $J_{CM}$  é definida como

$$J_{CM} = \frac{1}{4} E \left\{ \left( |y|^P - R_p \right)^2 \right\} \quad (58)$$

para algum inteiro  $P$ . Note que  $J_{CM}$  é uma dispersão estatística de ordem  $P$  [32] e que inerentemente utiliza estatísticas de ordem superior do conjunto de saídas  $y$  do equalizador.

Quando  $P=1$ ,  $J_{CM}$  reduz-se à função de custo utilizada no pioneiro trabalho de Sato [33], em 1975. Embora  $P$  possa teoricamente assumir qualquer valor inteiro, quase todas as implementações de equalizadores autodidatas atuais aplicam o algoritmo CMA com a função de custo  $J_{CM}$  para  $P=2$ , minimizada pelo gradiente estocástico [31][24][34]. Assim, na presente dissertação, a função  $J_{CM}$  para  $P=2$  será referida como Função de Custo CMA ou Função de Custo de Godard, representada por  $J_G$  e dada por

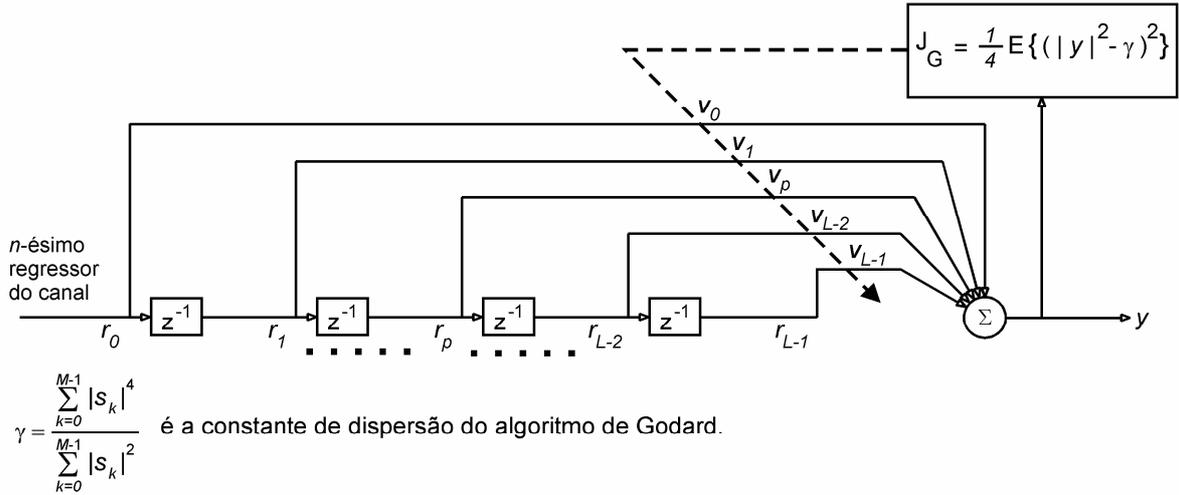
$$J_G = \frac{1}{4} E \left\{ \left( |y|^2 - \gamma \right)^2 \right\} \quad (59)$$

onde  $\gamma$  é a constante de dispersão do algoritmo CMA definida por

$$\gamma = \frac{E \left\{ |A|^4 \right\}}{E \left\{ |A|^2 \right\}} \quad (60)$$

sendo  $A = \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$  o conjunto de  $M$  possíveis símbolos, ou alfabeto, referente ao tipo de modulação utilizada. Godard mostra em [2] que  $\gamma$ , assim definido, minimiza  $J_G$ .

A Figura 47 mostra um típico equalizador CMA FIR transversal no instante  $n$ . Como o instante é definido, não se explicitará o indexador  $n$  para as variáveis envolvidas, a menos que  $n$  não seja inequivocamente definido pelo contexto. Esse procedimento será adotado visando à compacidade das equações no desenvolvimento que segue.



$s_k \in A$ ,  $k = 0, 1, \dots, M-1$ ,  $A = \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$  é o alfabeto de símbolos  $M$ -QAM.

Figura 47 – Equalizador CMA com filtro FIR transversal [8].

A partir de sua inicialização, o vetor de pesos  $\underline{V} = [V_0 \ V_1 \ \dots \ V_{L-1}]^T$  é atualizado pelo gradiente estocástico [34] objetivando minimizar a função de custo de Godard  $J_G$ .

Seja o  $n$ -ésimo regressor do canal  $\underline{r}(n)$ ,  $n = 0, 1, \dots, N_r - 1$ , definido por

$$r_k(n) = u(L-1-k+i), \quad k = 0, 1, \dots, L-1 \quad (61)$$

onde  $L$  é a dimensão do equalizador,  $u$  é a seqüência de amostras recebida por amostragem fracionária  $\frac{T}{2}$  do canal, com  $i = 1, 3, \dots, N_a - 1$  variando na medida em que  $n = 0, 1, \dots, N_r - 1$  tal que  $i = 2n + 1$ ,  $N_a$  é o número total de amostras a serem recebidas por amostragem fracionária do canal,  $N_r = \left\lfloor \frac{N_a - L - 1}{2} \right\rfloor + 1$  é o número total de regressores a serem obtidos do canal,  $T$  é o intervalo entre os símbolos gerados no transmissor e  $\lfloor \cdot \rfloor$  é o operador que resulta no inteiro mais próximo e menor que o argumento.

A saída do equalizador é dada por

$$y = \underline{V}^T \cdot \underline{r} \quad (62)$$

ou

$$y = \sum_{k=0}^{L-1} V_k \cdot r_k, \quad (63)$$

que é identicamente equivalente a

$$\begin{aligned} y &= \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} [\operatorname{Re}\{V_k\}\operatorname{Re}\{r_k\} - \operatorname{Im}\{V_k\}\operatorname{Im}\{r_k\}] \right\} + j \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} [\operatorname{Re}\{V_k\}\operatorname{Im}\{r_k\} + \operatorname{Im}\{V_k\}\operatorname{Re}\{r_k\}] \right\} = \\ &= \operatorname{Re}\{y\} + j \operatorname{Im}\{y\}, \quad j = \sqrt{-1} \end{aligned} \quad (64)$$

A minimização da função de custo  $J_G$  é feita através de sucessivos ajustes do vetor  $\underline{V}$  pelo algoritmo gradiente estocástico [34], à medida que  $n$  é incrementado:

$$J_G = \frac{1}{4} \mathbb{E} \left\{ \left( |y|^2 - \gamma \right)^2 \right\} = \lim_{n \rightarrow \infty} J_G(n) \quad (65)$$

$$J_G(n) = \frac{1}{4} \left\{ \left( |y(n)|^2 - \gamma \right)^2 \right\} \quad (66)$$

$$V_p(n+1) = V_p(n) + \eta \cdot (-\nabla_p J_G(n)), \quad p = 0, 1, \dots, L-1 \quad (67)$$

onde  $V_p$  é o  $p$ -ésimo peso do vetor de pesos  $\underline{V}$ ,  $\eta$  é o passo de adaptação,  $\eta > 0$ , e

$$\nabla_p J_G = \nabla_p^R J_G + j \nabla_p^I J_G = \frac{\partial J_G}{\partial \operatorname{Re}\{V_p\}} + j \frac{\partial J_G}{\partial \operatorname{Im}\{V_p\}} \quad (68)$$

é o  $p$ -ésimo componente do gradiente complexo de  $J_G$  tomado com relação à variação do  $p$ -ésimo componente do vetor  $\underline{V}$ .

Substituindo (70) em (72),

$$\nabla_p J_G = \frac{1}{2} \left( |y|^2 - \gamma \right) \left[ \frac{\partial |y|^2}{\partial \operatorname{Re}\{V_p\}} + j \frac{\partial |y|^2}{\partial \operatorname{Im}\{V_p\}} \right] \quad (69)$$

mas de (68),

$$\begin{aligned} |y|^2 &= (\operatorname{Re}\{y\})^2 + (\operatorname{Im}\{y\})^2 = \\ &= \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} [\operatorname{Re}\{V_k\}\operatorname{Re}\{r_k\} - \operatorname{Im}\{V_k\}\operatorname{Im}\{r_k\}] \right\}^2 + \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} [\operatorname{Re}\{V_k\}\operatorname{Im}\{r_k\} + \operatorname{Im}\{V_k\}\operatorname{Re}\{r_k\}] \right\}^2 \end{aligned} \quad (70)$$

de (74), com referência à (73),

$$\frac{\partial |y|^2}{\partial \text{Re}\{V_p\}} = 2(\text{Re}\{y\}\text{Re}\{r_p\} + \text{Im}\{y\}\text{Im}\{r_p\}) \quad (71)$$

$$\frac{\partial |y|^2}{\partial \text{Im}\{V_p\}} = 2(\text{Im}\{y\}\text{Re}\{r_p\} - \text{Re}\{y\}\text{Im}\{r_p\}). \quad (72)$$

Substituindo (75) e (76) em (73) e multiplicando por -1,

$$-\nabla_p J_G = (\gamma - |y|^2) [(\text{Re}\{y\}\text{Re}\{r_p\} + \text{Im}\{y\}\text{Im}\{r_p\}) + j(\text{Im}\{y\}\text{Re}\{r_p\} - \text{Re}\{y\}\text{Im}\{r_p\})] \quad (73)$$

mas

$$(\text{Re}\{y\}\text{Re}\{r_p\} + \text{Im}\{y\}\text{Im}\{r_p\}) + j(\text{Im}\{y\}\text{Re}\{r_p\} - \text{Re}\{y\}\text{Im}\{r_p\}) = y \cdot r_p^* \quad (74)$$

e substituindo (78) em (77)

$$-\nabla_p J_G = y(\gamma - |y|^2) r_p^* . \quad (75)$$

Substituindo (79) em (71), obtém-se a equação de atualização do vetor  $\underline{V}$  para a minimização da função de custo  $J_G$  através do gradiente estocástico:

$$\underline{V}(n+1) = \underline{V}(n) + \eta \cdot y(n) (\gamma - |y(n)|^2) \underline{r}^*(n) \quad (76)$$

sendo  $e_{cma}(n) = y(n) (\gamma - |y(n)|^2)$  denominado de Função de Erro do algoritmo CMA [35].

A tabela a seguir esquematiza o algoritmo CMA aplicado à equalização de canal.

Tabela 8 – Sumário do algoritmo CMA aplicado à equalização de canal [8]

Etapa	Procedimento
1	Inicializar o vetor $\underline{V}$ : $V_k = \begin{cases} 0 + j0, & k = 0, 1, \dots, L-1, \quad k \neq \xi \\ 1 + j0, & k = \xi \end{cases}$ onde $j = \sqrt{-1}$ , $L$ é a dimensão do vetor $\underline{V}$ (dimensão do equalizador) e $\xi$ , $0 < \xi < L-1$ , é o índice do único peso do vetor de pesos $\underline{V}$ a ser inicializado com o valor $1+j0$ . Essa inicialização é amplamente utilizada na prática de equalizadores CMA e é denominada de inicialização <i>single spike</i> [31][24][34].
2	Inicializar o indexador de amostras recebidas por amostragem fracionária do canal: $i = 1$
3	Inicializar o indexador de regressor do canal (ou indexador de instante/iteração): $n = 0$
4	Obter o $n$ -ésimo regressor do canal $\underline{r}(n)$ :

	$n_k(n) = u(L-1-k+i), k = 0,1,\dots,L-1$ onde $u$ é a seqüência de amostras recebida por amostragem fracionária $\frac{T}{2}$ do canal, com $i = 1,3,\dots,N_a-1$ variando na medida em que $n = 0,1,\dots,N_r-1$ , sendo $N_a$ o número total de amostras a serem recebidas por amostragem fracionária do canal, $N_r = \left\lfloor \frac{N_a-L-1}{2} \right\rfloor + 1$ é o número total de regressores a serem obtidos do canal e $T$ é o intervalo entre os símbolos gerados no transmissor. $\lfloor \cdot \rfloor$ é o operador que resulta no inteiro mais próximo e menor que o argumento.
5	Obter a saída do equalizador no instante $n$ : $y(n) = \underline{V}^T(n) \cdot \underline{r}(n)$
6	Atualizar o vetor de pesos $\underline{V}$ : $\underline{V}(n+1) = \underline{V}(n) + \eta \cdot y(n) \left( \gamma -  y(n) ^2 \right) \cdot \underline{r}^*(n)$ onde $\eta$ é o passo de adaptação do vetor $\underline{V}$ , $\eta > 0$
7	Incrementar indexadores : $i = i+2$ $n = n+1$
8	Testar fim de <i>loop</i> : Se $L+i > N_a \Rightarrow$ FIM, caso contrário, repetir as etapas 4 a 8.

#### 4.2 O EQUALIZADOR AUTODIDATA CONCORRENTE

Neste subcapítulo será dada ênfase aos detalhes de implementação da técnica de equalização autodidata concorrente, relacionando-a com o método de equalização CMA e os passos para a sua implementação em sistemas monoportadora. Diagramas, figuras e algumas descrições seguem o exposto em [8].

A Figura 48 detalha o equalizador concorrente proposto em [8], o qual é mostrado no instante  $n$ .

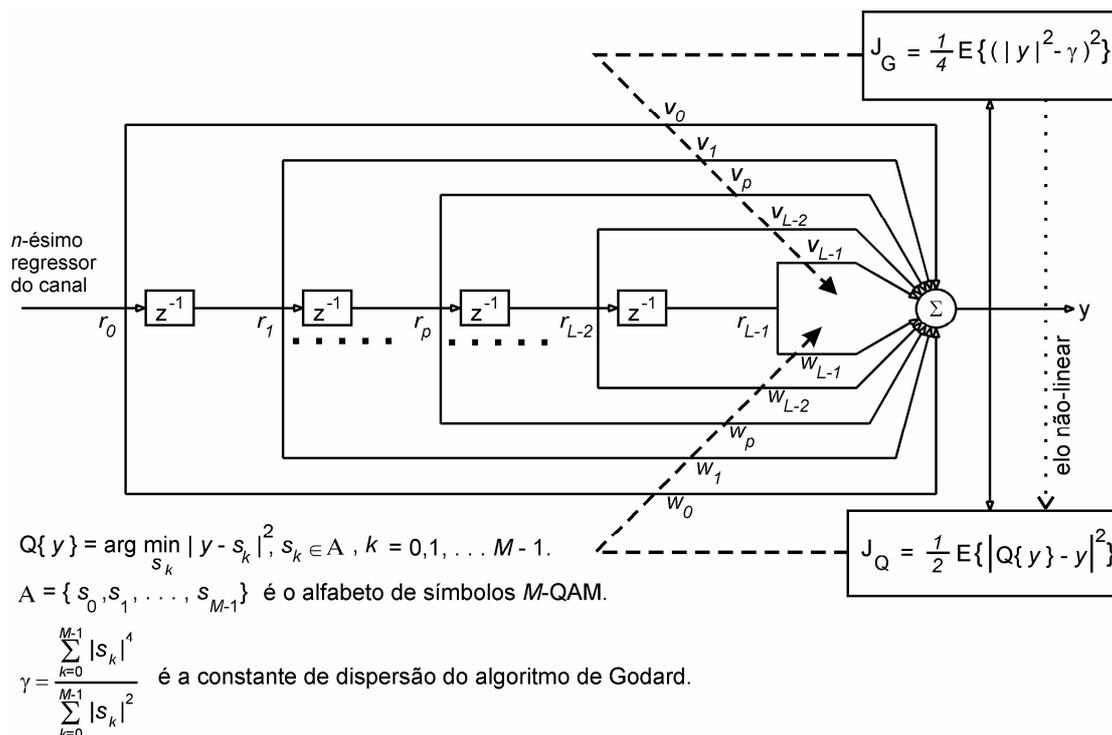


Figura 48 – Diagrama do equalizador concorrente [8].

A partir de sua inicialização, o vetor de pesos  $\underline{V} = [V_0 \ V_1 \ \dots \ V_{L-1}]^T$  é atualizado pelo algoritmo gradiente estocástico [34] objetivando minimizar a função de custo de Godard  $J_G$ . Da mesma forma, a partir de sua inicialização, o vetor de pesos  $\underline{W} = [W_0 \ W_1 \ \dots \ W_{L-1}]^T$  é atualizado pelo gradiente estocástico, visando minimizar a função de custo  $J_Q$ . Observe que  $J_Q$  mede o quadrado da norma euclidiana entre a saída do equalizador e o símbolo do alfabeto mais próximo. Note também que, pela definição das funções de custo, se  $J_Q$  é minimizada, obrigatoriamente  $J_G$  também o será. No entanto, a recíproca não é verdadeira [8].

Para que o processo de minimização de  $J_Q$  não destrua a estabilidade da delicada dinâmica do processo de minimização de  $J_G$ , pois ambos compartilham a mesma saída comum  $y$ , é estabelecido um elo entre eles, conforme mostrado na Figura 48. Esse elo permite que o processo de  $J_G$  informe quão equilibrado ele se encontra ao processo de  $J_Q$ . O equilíbrio do processo de  $J_G$  deve ser entendido não somente associado ao conceito de estabilidade, mas também associado ao grau do efeito resultante desta estabilidade, isto é, ao grau em que o processo de minimização de  $J_G$  simultaneamente minimiza  $J_Q$ , já que o equalizador é concebido para operar de modo concorrente. Este critério é crucial, visto que a minimização de  $J_G$ , por definição, não necessariamente minimiza  $J_Q$ . Tal elo consiste em um operador

não-linear que inibe o processo de  $J_Q$  quando o processo de minimização de  $J_G$  simultaneamente não minimiza  $J_Q$ . Assim, embora compartilhem a saída comum  $y$  – o que, devido à arquitetura resultante, torna os processos concorrentes – ao processo de  $J_Q$  somente é permitido interferir de modo cooperativo no processo de minimização de  $J_G$ .

Como pode ser visto em [8], este operador não-linear surge naturalmente na dedução das equações de atualização do equalizador, ao manter-se em mente que o equalizador é concebido para operar de modo concorrente e cooperativo. A Tabela 9 esquematiza o procedimento adotado no equalizador concorrente quando aplicado à equalização de canal:

Tabela 9 – Sumário do algoritmo utilizado no equalizador concorrente quando aplicado à equalização de canal temporal [8]

Etapa	Procedimento
1	<p>Inicializar os vetores <math>\underline{W}</math> e <math>\underline{V}</math>:</p> $\underline{W} = 0 + j0$ <p>e</p> $V_k = \begin{cases} 0 + j0, & k = 0, 1, \dots, L-1, \quad k \neq \xi \\ 1 + j0, & k = \xi \end{cases}$ <p>onde <math>j = \sqrt{-1}</math>, <math>L</math> é a dimensão dos vetores <math>\underline{V}</math> e <math>\underline{W}</math> (dimensão do equalizador) e <math>\xi</math>, <math>0 &lt; \xi &lt; L-1</math>, é o índice do único peso do vetor de pesos <math>\underline{V}</math> a ser inicializado com o valor <math>1+j0</math>.</p>
2	Inicializar o indexador de amostras recebidas por amostragem fracionária do canal: $i = 1$
3	Inicializar o indexador de regressor do canal (ou indexador de instante/iteração): $n = 0$
4	<p>Obter o <math>n</math>-ésimo regressor do canal <math>\underline{r}(n)</math>:</p> $r_k(n) = u(L-1-k+i), \quad k = 0, 1, \dots, L-1$ <p>onde <math>u</math> é a seqüência de amostras recebida por amostragem fracionária <math>\frac{T}{2}</math> do canal, com <math>i = 1, 3, \dots, N_a - 1</math> variando na medida em que <math>n = 0, 1, \dots, N_r - 1</math>, sendo <math>N_a</math> o número total de amostras a serem recebidas por amostragem fracionária do canal, <math>N_r = \left\lfloor \frac{N_a - L - 1}{2} \right\rfloor + 1</math> é o número total de regressores a serem obtidos do canal e <math>T</math> é o intervalo entre os símbolos gerados no transmissor. <math>\lfloor \cdot \rfloor</math> é o operador que resulta no inteiro mais próximo e menor que o argumento.</p>
5	<p>Obter a saída do equalizador no instante <math>n</math>:</p> $y(n) = \underline{W}^T(n) \cdot \underline{r}(n) + \underline{V}^T(n) \cdot \underline{r}(n)$
6	Atualizar o vetor de pesos $\underline{V}$ :

	$\underline{V}(n+1) = \underline{V}(n) + \eta_v \cdot y(n) \left( \gamma -  y(n) ^2 \right) \cdot \underline{r}^*(n)$ <p>onde <math>\eta_v</math> é o passo de adaptação do vetor <math>\underline{V}</math>, <math>\eta_v &gt; 0</math>.</p>
7	<p>Atualizar o vetor de pesos <math>\underline{W}</math>:</p> $\underline{W}(n+1) = \underline{W}(n) + \eta_w [1 - D_Q(n)] [Q\{y(n)\} - y(n)] \underline{r}^*(n)$ <p>onde <math>\eta_w</math> é o passo de adaptação do vetor <math>\underline{W}</math>, <math>\eta_w &gt; 0</math>, e</p> $D_Q(n) = \begin{cases} 0, & Q\{y(n)\} = Q\{\tilde{y}(n)\} \\ 1, & Q\{y(n)\} \neq Q\{\tilde{y}(n)\} \end{cases}$ <p>sendo</p> $\tilde{y}(n) = \underline{V}^T(n+1) \cdot \underline{r}(n) + \underline{W}^T(n) \cdot \underline{r}(n)$
8	<p>Incrementar indexadores :</p> $i = i + 2$ $n = n + 1$
9	<p>Testar fim de <i>loop</i>:</p> <p>Se <math>L + i &gt; N_a \Rightarrow</math> FIM; caso contrário, repetir as etapas 4 a 9.</p>

## 5 SISTEMAS PARA *BROADCASTING*

Para que possamos dar prosseguimento à abordagem de como podemos aplicar a equalização adaptativa concorrente no domínio da frequência, é de fundamental importância entender como funciona a etapa de transmissão OFDM [23] dos sistemas de *broadcasting* atualmente utilizados [17][18]. São dois os sistemas de *broadcasting* baseados na técnica OFDM que iremos abordar: o sistema europeu DVB-T [17] e o sistema japonês ISDB-T [18][22]. Ambos os sistemas possuem etapas de transmissão muito semelhantes. E graças a essas características em comum podemos nos dedicar a entender mais a etapa da construção do *frame* OFDM de um deles: no caso aqui abordado, o sistema japonês ISDB-T. No que tange à validação da aplicabilidade da equalização adaptativa concorrente no domínio da frequência – ou seja, na etapa de recepção dos *frames* OFDM, como foi teoricamente descrito no Capítulo 2 – os dois sistemas terão desempenhos muito semelhantes do ponto de vista da aplicabilidade. Para chegarmos a essa conclusão, faz-se necessário descrever as etapas que compõem os sistemas de transmissão DVB-T e ISDB-T.

Na descrição desses dois sistemas será dada maior ênfase justamente à etapa de transmissão – onde, no receptor, é inserida a técnica de equalização concorrente.

O sistema de *broadcasting* ISDB-T será o primeiro a ser descrito, o qual foi escolhido para a realização das simulações de avaliação da técnica de equalização adaptativa concorrente no domínio da frequência. Logo após será descrito o sistema DVB-T, quando poderemos estabelecer uma relação entre eles, de forma a comprovar a aplicabilidade da técnica concorrente em ambos os sistemas.

## 5.1 O PADRÃO JAPONÊS ISDB-T

O padrão de TV digital ISDB-T [18][22] (*Integrated Services Digital Broadcasting for Terrestrial Television*) foi concebido para executar a transmissão digital dos sinais de televisão, permitindo que o modelo de TV de alta definição HDTV (*High Definition Television*) esteja acessível tanto a usuários que utilizem receptores sem fio quanto a usuários com receptores móveis e sem fio com baixa definição de imagem.

O ISDB-T pode ser analisado como um processo de transformação de sinais binários – que são os sinais digitais gerados pelas operadoras de TV formatados pelo padrão MPEG2 – em ondas eletromagnéticas. Essas ondas viajam pelo ar até encontrarem os receptores ISDB-T, que têm a função de executar o processo inverso com o sinal – ou seja, transformar ondas eletromagnéticas em sinais digitais que os decodificadores de TV entendam ser os sinais de vídeo e áudio.

O processo de transformação é bastante complexo e tem a função de garantir um perfeito sinal no receptor, que implicará sons e imagens com qualidades ótimas. Ele pode ser separado em duas etapas principais, denominadas codificação de canal e modulação, como pode ser visto na Figura 49.

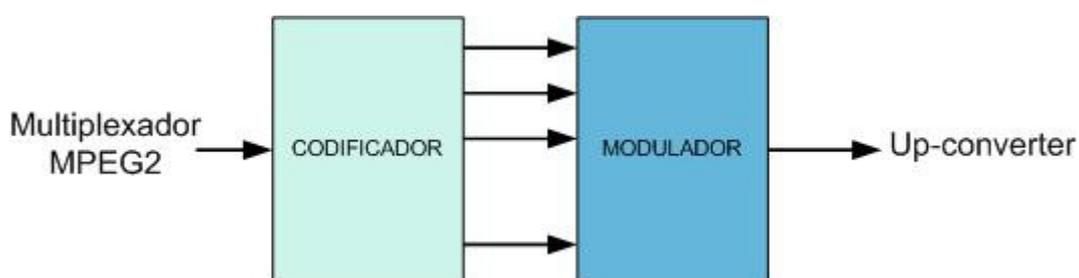


Figura 49 – Diagrama em blocos do sistema ISDB-T de forma simplificada.

O primeiro bloco do sistema é denominado codificador de canal e tem a função de codificar os *bits* para minimizar os efeitos destrutivos do canal de comunicações. A entrada desse bloco é alimentada por um fluxo MPEG2 gerado por um multiplexador MPEG2 externo. A primeira alteração que o sinal sofre é estrutural, ou seja, o fluxo MPEG2 é rearranjado em grupos de tamanhos predefinidos e mantidos até o processo de transmissão.

O método utilizado para arranjar os dados permite que serviços especiais, como a transmissão hierárquica, sejam implementados. Conforme dito anteriormente, o ISDB-T

utiliza um método de modulação multiportadoras para transmissão dos dados, que tem suas vantagens sobre o modo portadora unitária. Por esse motivo, desde o início do processo de codificação, os dados são arranjados de forma a compor vários fluxos de dados, os quais, por sua vez, serão introduzidos nas portadoras do sistema. Três diferentes configurações, relativas ao número de portadoras, são permitidas no ISDB-T. Essas diferentes configurações são denominadas modos de transmissão e determinam o número de portadoras empregadas no processo de transmissão, que, conseqüentemente, determinarão o tamanho da IFFT (no caso do transmissor) e da FFT (no caso do receptor). A Tabela 10 mostra as três configurações possíveis com as suas respectivas características.

Tabela 10 – Especificações dos parâmetros dos modos de transmissão do sistema ISDB-T [22]

Modo	Modo 1	Modo 2	Modo 3	
Número de segmentos $N_s$	13			
Largura de banda	$3000/7$ (KHz) $\times N_s$ + $250/63$ (KHz) = 5,575 MHz	$3000/7$ (KHz) $\times N_s$ + $125/63$ (KHz) = 5,573 MHz	$3000/7$ (KHz) $\times N_s$ + $125/126$ (KHz) = 5,572 MHz	
Número de segmentos com modulação diferencial	$n_d$			
Número de segmentos com modulação síncrona	$n_s$ ( $N_s = n_s + n_d$ )			
Espaço entre portadoras	$250/63 = 3,968$ KHz	$125/63 = 1,984$ KHz	$125/126 = 0,992$ KHz	
Nº de portadoras	Total	$108 \times N_s + 1 = 1405$	$216 \times N_s + 1 = 2809$	$432 \times N_s + 1 = 5617$
	Dado	$96 \times N_s = 1248$	$192 \times N_s = 2496$	$384 \times N_s = 4992$
	SP	$9 \times n_s$	$18 \times n_s$	$36 \times n_s$
	CP*	$n_d + 1$	$n_d + 1$	$n_d + 1$
	TMCC	$n_s + 5 \times n_d$	$2 \times n_s + 10 \times n_d$	$8 \times n_s + 20 \times n_d$
	AC1	$2 \times N_s = 26$	$4 \times N_s = 52$	$8 \times N_s = 104$
	AC2	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$
Esquemas de modulação	QPSK, QAM16, QAM64, DQPSK			
Símbolo por quadro	204			
Tamanho efetivo do símbolo	$252 \mu s$	$504 \mu s$	$1008 \mu s$	
Intervalo de Guarda	$63 \mu s$ (1/4)	$126 \mu s$ (1/4)	$252 \mu s$ (1/4)	
	$31,5 \mu s$ (1/8)	$63 \mu s$ (1/8)	$126 \mu s$ (1/8)	
	$15,75 \mu s$ (1/16)	$31,5 \mu s$ (1/16)	$63 \mu s$ (1/16)	
	$7,875 \mu s$ (1/32)	$15,75 \mu s$ (1/32)	$31,5 \mu s$ (1/32)	
Tamanho do quadro	$64,26$ ms (1/4)	$128,52$ ms (1/4)	$257,04$ ms (1/4)	
	$57,83$ ms (1/8)	$115,67$ ms (1/8)	$231,37$ ms (1/8)	
	$54,62$ ms (1/16)	$109,24$ ms (1/16)	$218,48$ ms (1/16)	
	$53,01$ ms (1/32)	$106,03$ ms (1/32)	$212,06$ ms (1/32)	
Código interno	Codificador Convolutivo (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)			
Código externo	RS (204,188)			

Conforme citado anteriormente, o ISDB-T prevê que serviços como a transmissão hierárquica sejam implementados. Transmissão hierárquica é um tipo de transmissão que permite que diferentes receptores recebam e processem o sinal e gerem imagens e sons de acordo com suas características. Dois são os tipos de receptores que recebem os sinais: receptores banda larga (também conhecidos como *wide band*) e receptores banda estreita (ou *narrow band*).

A transmissão hierárquica permite que os dados sejam codificados e modulados de forma diferente. Essa característica habilita receptores banda estreita a receber apenas parte do sinal transmitido, e geralmente tal porção do sinal é mais robusta que o restante dos dados. Para que seja possível implementar essas características, um método de agrupamento de portadoras é utilizado. Cada grupo de portadoras é denominado segmento, sendo que cada segmento terá um número fixo de portadoras de dados e de controle, de acordo com o modo de transmissão escolhido. Uma descrição mais detalhada da composição de um segmento, nos três modos de transmissão, é apresentada na Tabela 11.

Tabela 11 – Parâmetros do segmento OFDM [22]

Modo		Modo 1		Modo 2		Modo 3	
Largura de banda		3000/7 = 428,57 KHz					
Espaço entre portadoras		250/63 = 3,968 KHz		125/63 = 1,984 KHz		125/126 = 0,992 KHz	
Nº de portadoras	Total	108	108	216	216	432	432
	Dado	96	96	192	192	432	432
	SP*	9	0	18	0	36	0
	CP*	0	1	0	1	0	1
	TMCC**	1	5	2	10	4	20
	AC1***	2	2	4	4	8	8
	AC2***	0	4	0	9	0	19
Esquemas de modulação		QPSK QAM 16 QAM 64	DQPSK	QPSK QAM 16 QAM 64	DQPSK	QPSK QAM 16 QAM 64	DQPSK
Símbolo por quadro		204					
Tamanho efetivo do símbolo		252 $\mu$ s		504 $\mu$ s		1008 $\mu$ s	
Intervalo de Guarda		63 $\mu$ s (1/4) 31,5 $\mu$ s (1/8) 15,75 $\mu$ s (1/16) 7,875 $\mu$ s (1/32)		126 $\mu$ s (1/4) 63 $\mu$ s (1/8) 31,5 $\mu$ s (1/16) 15,75 $\mu$ s (1/32)		252 $\mu$ s (1/4) 126 $\mu$ s (1/8) 63 $\mu$ s (1/16) 31,5 $\mu$ s (1/32)	
Tamanho do quadro		64,26 ms (1/4) 57,83 ms (1/8) 54,62 ms (1/16) 53,01 ms (1/32)		128,52 ms (1/4) 115,67 ms (1/8) 109,24 ms (1/16) 106,03 ms (1/32)		257,04 ms (1/4) 231,37 ms (1/8) 218,48 ms (1/16) 212,06 ms (1/32)	
Frequência de amostragem da IFFT		512/63 = 8,12698 MHz					
Código interno		Codificador Convolutivo (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)					
Código externo		RS (204,188)					

\* Os canais SP (*Scattered Pilot*) e CP (*Continual Pilot*) são usados pelo receptor para sincronização e demodulação.

\*\* TMCC (*Transmission and Multiplexing Configuration Control*) são informações de controle.

\*\*\* Os canais AC (*Auxiliary Channel*) são usados para transmissão de informações adicionais. AC1 está disponível em números iguais em cada segmento; AC2, apenas nos segmentos que utilizam modulação adicional.

### 5.1.1 O processo de transmissão

O sinal que é inserido no primeiro bloco do sistema de codificação, o remultiplexador TS (*transport stream*), vem de um multiplexador externo MPEG2. A função do remultiplexador TS é arranjar o fluxo de dados MPEG2 de acordo com o padrão ARIB STD-B32 [18]. Esse arranjo consiste na divisão do fluxo em blocos de 188 *bytes*, que são chamados de MPEG2 TSP (*transport stream packet*).

Os TSPs são enviados para um segmentador e são rearranjados em um, dois ou três blocos de codificação. Tais blocos – que têm configurações independentes e garantem diferentes níveis de proteção para a informação que viaja no canal de comunicação – são chamados de camadas do sistema, são compostos por uma série de etapas e executam funções como entrelaçamento, codificação e modulação. Existe ainda um ajustador de atraso, que é responsável por igualar o atraso entre as camadas, ainda que estas tenham configurações distintas e provoquem atrasos diferentes.

Os dados das camadas passam também por blocos moduladores, que mapeiam os dados em constelações de modulação digital. Após o mapeamento, os dados são reagrupados em um único fluxo e enviados para o *interleaver* na frequência. Sua função, como já descrito no Capítulo 2, é embaralhar as portadoras para evitar surtos de desvanecimentos que possam vir a prejudicar as informações que viajam no canal. O *interleaver* no tempo é o próximo estágio, seguido pelo estruturador do *frame* OFDM e pela IFFT. Nesse ponto, o sinal está quase pronto para ser transmitido, faltando a inserção de um intervalo de guarda, a transformação das amostras em sinal contínuo e a elevação da frequência deste sinal contínuo para o valor de alta frequência definido no padrão.

### 5.1.2 A codificação de canal

Uma breve descrição do processo de codificação do canal foi apresentada na sessão anterior. O diagrama em blocos desse processo é apresentado na Figura 50. Outros detalhes a

respeito da etapa de codificação de canal podem ser encontrados na norma do padrão ISDB-T em [18] ou [22].



Figura 50 – Diagrama em blocos da codificação de canal [22].

### 5.1.3 Modulação

Esta etapa do sistema de transmissão é responsável por converter as informações codificadas pelo bloco codificador de canal em ondas eletromagnéticas. Para executar tal tarefa, várias ações são executadas por diferentes blocos. É importante destacar que o correto entendimento desta etapa do sistema é fundamental para a compreensão de como é aplicada a técnica de equalização autodidata concorrente no receptor. Assim, cabe aqui uma descrição mais aprofundada da etapa de modulação, bem como a composição dos símbolos e dos *frames* OFDM.

#### 5.1.3.1 Mapeamento

O primeiro bloco do processo de modulação é o mapeamento. A primeira das suas duas funções é executar um entrelaçamento de *bits* para depois mapeá-los em uma constelação de modulação digital. O processo de entrelaçamento, como o próprio nome diz, tem a função de embaralhar os *bits* segundo a regra de cada mapa utilizado. Como consequência, um atraso de *bits* é introduzido em cada segmento, que varia de mapeamento

para mapeamento. Essa diferença é corrigida com a inserção de atraso de correção, conforme a Tabela 12.

Tabela 12 – Valores requeridos para ajuste de atraso [22]

Esquema de modulação	Valor do ajuste de atraso em bits		
	Modo1	Modo 2	Modo 3
QPSK / DQPSK	$384 \times N - 240$	$768 \times N - 240$	$1536 \times N - 240$
QAM 16	$768 \times N - 480$	$1536 \times N - 480$	$3072 \times N - 480$
QAM 64	$1536 \times N - 720$	$3072 \times N - 720$	$4608 \times N - 720$

As constelações utilizadas no ISDB-T e seus respectivos blocos de entrelaçamento serão apresentados nas próximas sessões, enquanto um diagrama em bloco de mapeamento será apresentado na Figura 51.

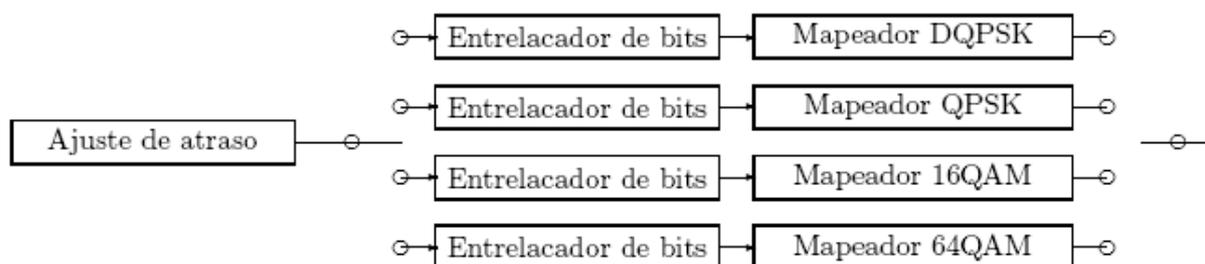


Figura 51 – Esquema do bloco de mapeamento.

#### 5.1.3.1.1 Diferential Quadrature Shift Keying (DQPSK)

É o único esquema de modulação não coerente empregado aos dados. O  $\frac{\pi}{4}$  DQPSK tem a característica de transmitir suas informações na diferença de fase entre o símbolo atual e o símbolo anterior. Esse esquema de mapeamento faz uso de oito possíveis pseudo-símbolos para carregar a informação de dois *bits*, sendo que a cada transmissão apenas quatro deles são usados e na, próxima, apenas os outros quatro símbolos poderão ser utilizados. As possíveis transições de fase entre símbolos são de  $\pm \frac{\pi}{4}$  e  $\pm \frac{3\pi}{4}$ , como pode ser verificado na

constelação apresentada na Figura 52. Assim, temos duas constelações distintas dentro do mesmo mapa, cada uma com quatro símbolos, que são utilizadas em tempos distintos e defasadas de  $\frac{\pi}{4}$ . Esta característica permite afirmar que o mapeamento DQPSK é composto por oito pseudo-símbolos.

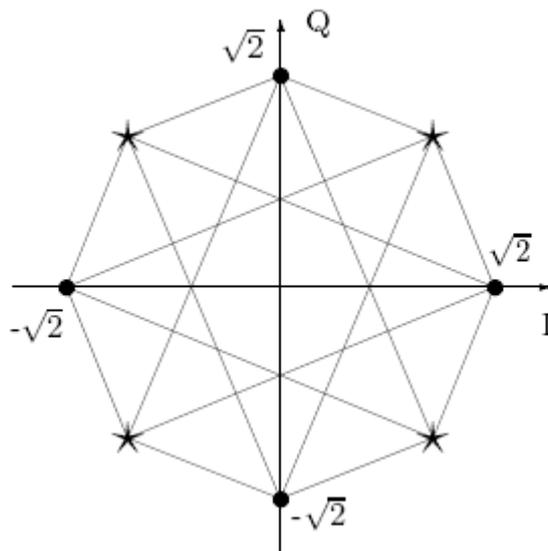


Figura 52 – Constelação DQPSK [22].

O esquema completo proposto para o mapeamento DQPSK é apresentado na Figura 53. Sua função é transformar uma seqüência serial de *bits* em dois fluxos distintos, identificados por I e Q, que são os canais fase e quadratura. Após a separação acontece o entrelaçamento, que é a introdução de um atraso de 120 *bits* no canal Q em relação ao canal I, e ambos são transmitidos para o próximo bloco.

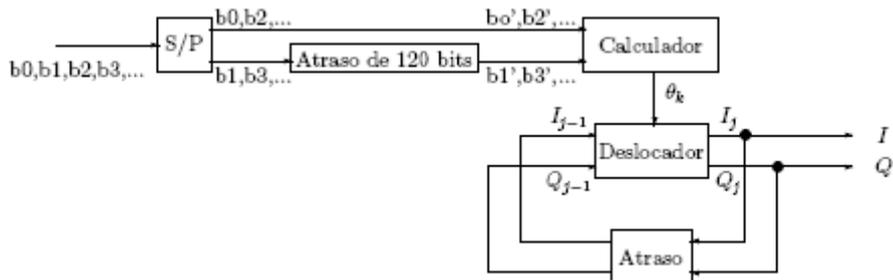


Figura 53 – Entrelaçamento de *bits* e mapeamento DQPSK [22].

O processo de mapeamento começa com a entrada dos *bits* no calculador de fase. Sua função é converter dois *bits* – sendo um do canal I e outro do canal Q – em uma fase, que é então inserida num deslocador de fase. Esse estágio tem a função de somar fase atual com fase anterior e, como resposta, temos as diferentes fases no tempo, cada uma relacionada com os *bits* de entrada e prontas para serem encaminhada ao próximo bloco.

#### 5.1.3.1.2 Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)

O esquema de mapeamento QPSK é semelhante ao DQPSK, pois é uma derivação. A seqüência serial de *bits* vinda do codificador interno é separada em dois canais paralelos denominados de canal I e canal Q, assim como no DQPSK. Também é idêntico o processo de entrelaçamento, que executa um atraso de 120 *bits* no canal Q em relação ao canal I. A diferença entre os dois sistemas é que o QPSK codifica os *bits* em fases com referência à fase 0. O processo de divisão de canal e entrelaçamento é apresentado na Figura 54.

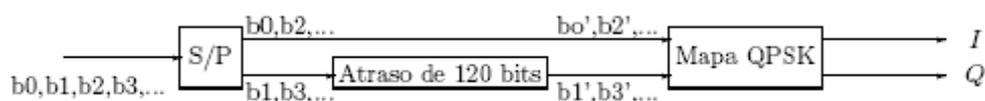


Figura 54 – Entrelaçamento do mapeamento QPSK [22].

O QPSK é um esquema de modulação coerente, pois as informações transmitidas estão contidas na fase do símbolo em referência ao ponto inicial – ou seja, o 0 – e não mais na fase do símbolo anterior. Seu nome sugere o número de símbolos disponíveis no seu mapeamento, que são quatro, como pode ser verificado na Figura 55.

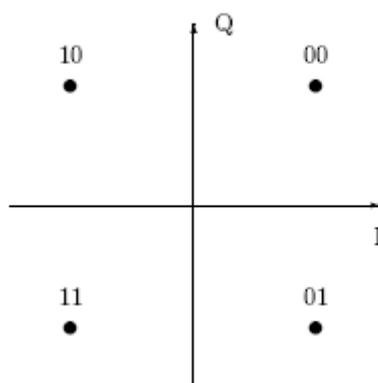


Figura 55 – Constelação QPSK.

### 5.1.3.1.3 Quadrature Amplitude Modulation (16-QAM)

O esquema de mapeamento do 16-QAM possui processos de separação da seqüência de *bits* e de entrelaçamento um pouco diferentes em relação aos esquemas apresentados anteriormente. Enquanto no QPSK e no DQPSK a seqüência é separada em dois fluxos distintos, o 16-QAM necessita de quatro fluxos distintos, pois cada símbolo desta constelação é formado por quatro *bits*. Conseqüentemente, o esquema de entrelaçamento para o mapeamento 16-QAM é adaptado para inserir um atraso diferente em cada um dos diferentes fluxos de informações, o que pode ser visto na Figura 56.

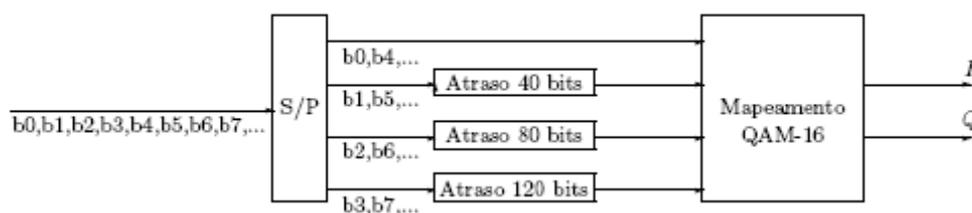


Figura 56 – Entrelaçamento do mapeamento 16-QAM [22].

O 16-QAM também é considerado um tipo de modulação coerente, sendo formado por 16 símbolos. Diferentemente do QPSK, que se restringe a guardar apenas a informação de fase do símbolo, o QAM 16 guarda informações de fase e de amplitude, simultaneamente. O

mapa desta constelação é apresentado na Figura 57, e nela pode ser constatado que existem símbolos com amplitudes distintas e fases iguais, e fases distintas com amplitudes iguais.

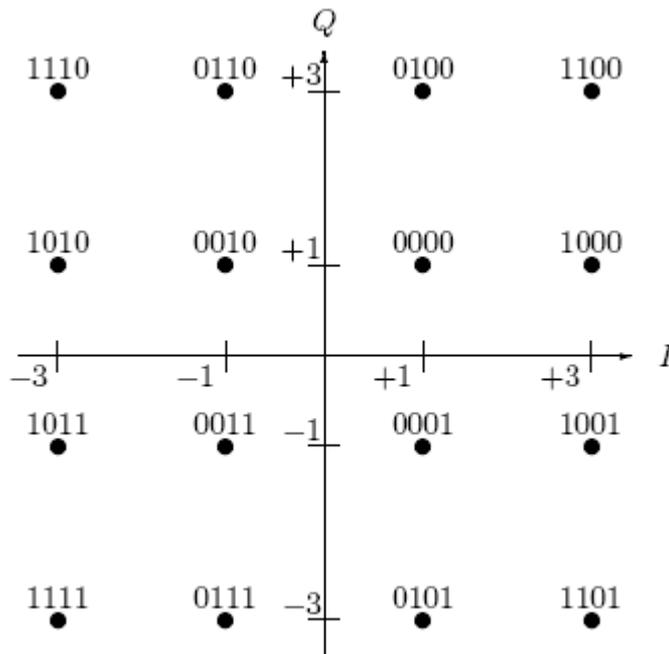


Figura 57 – Constelação 16-QAM.

#### 5.1.3.1.4 Quadrature Amplitude Modulation (64-QAM)

O 64-QAM é muito semelhante ao 16-QAM; a diferença entre eles é apenas o número de *bits* que compõem cada símbolo – e, conseqüentemente, o número de símbolos que compõem cada constelação. Dessa forma, os processos de separação do fluxo serial de *bits* e de mapeamento também devem ser adaptados para suportar esta mudança. Em uma constelação de 64 símbolos, são necessários 6 *bits* para representar cada símbolo – e, conseqüentemente, a seqüência serial será dividida em 6 fluxos independentes. No entrelaçamento, os atrasos são inseridos proporcionalmente aos fluxos, conforme mostrado na Figura 58.

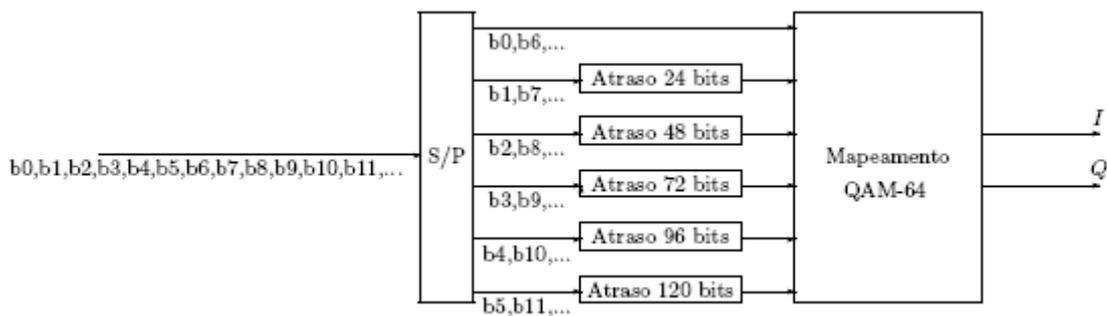


Figura 58 – Entrelaçamento do mapeamento 64-QAM [22].

O processo de mapeamento do 64-QAM também codifica suas informações na fase e na amplitude dos seus símbolos. Assim como no 16-QAM, a constelação é composta por símbolos de fases diferentes e amplitudes iguais e fases iguais e amplitudes diferentes.

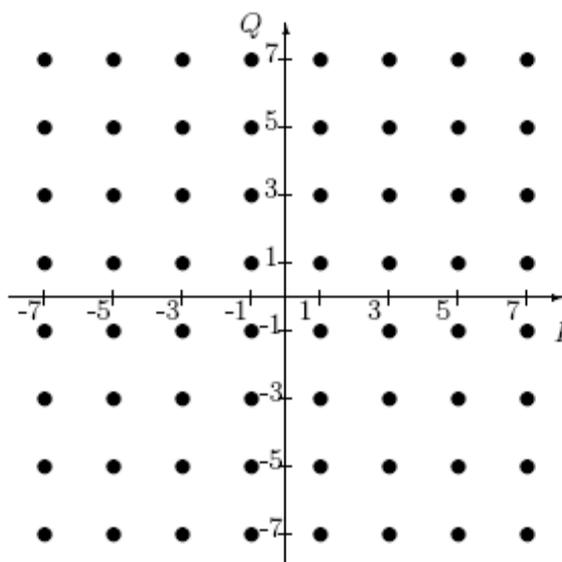


Figura 59 – Constelação 64-QAM.

### 5.1.3.2 Normalização do nível de modulação

Quando trabalhamos com modulações de diferentes níveis, temos de tomar o cuidado de normalizar a máxima energia de símbolo das diferentes constelações. Assim, um fator de

normalização é multiplicado ao símbolo de cada constelação, que está na forma  $Z = I + jQ$ . Esses fatores são apresentados na Tabela 13.

Tabela 13 – Valores requeridos para normalização dos símbolos

Esquema de modulação	Fator de normalização
$\frac{\pi}{4}$ DQPSK	$Z/\sqrt{2}$
QPSK	$Z/\sqrt{2}$
QAM 16	$Z/\sqrt{10}$
QAM 64	$Z/\sqrt{42}$

### 5.1.3.3 Combinação das camadas do sistema

Os dados das camadas do sistema são novamente combinados neste ponto, pois todos os parâmetros que são configurados diferentemente nas camadas já foram executados. As figuras 60, 61 e 62 mostram como é feita esta combinação para os três modos de transmissão.

É importante perceber que  $N_{s1}$ ,  $N_{s2}$  e  $N_{s3}$  equivalem ao número de segmentos que compõem as camadas um, dois e três, respectivamente;  $n_c$  é igual ao número de portadoras de cada segmento e  $N_{s1} + N_{s2} + N_{s3} = 13$ .

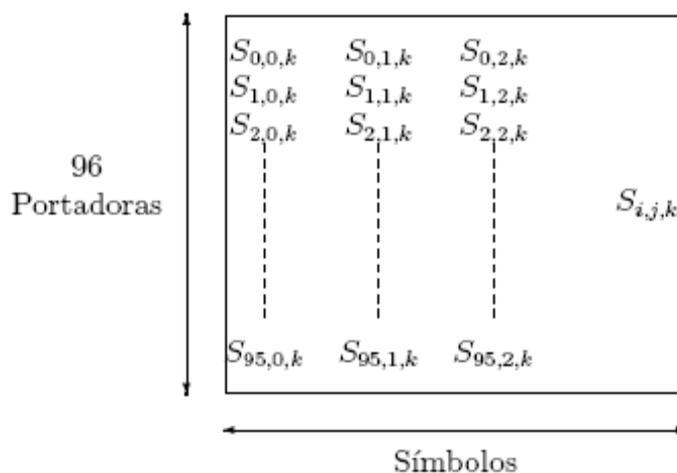


Figura 60 – Configuração de um segmento para o Modo 1.

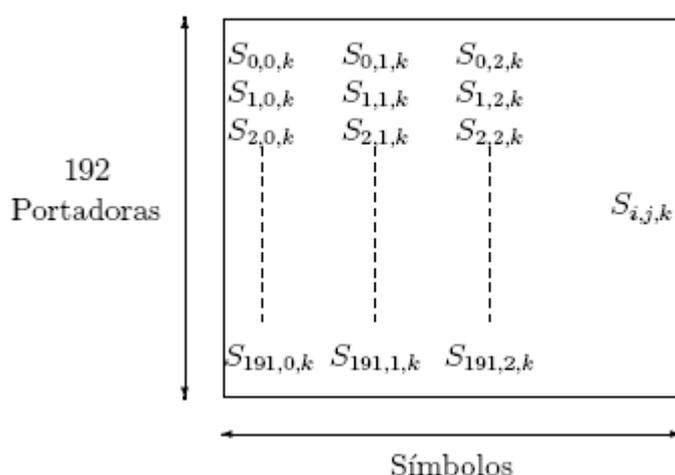


Figura 61 – Configuração de um segmento para o Modo 2.

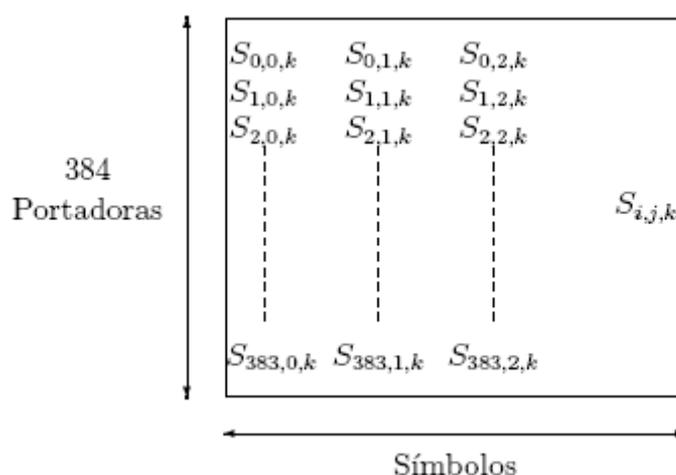


Figura 62 – Configuração de um segmento para o Modo 3.

#### 5.1.3.4 O interleaver no tempo

O *interleaver* no tempo tem a função de inserir atrasos entre as portadoras dos segmentos, de forma que toda uma seqüência de dados não seja transmitida num único momento, ainda que esteja em portadoras diferentes. Essa ação evita que desvanecimentos em larga escala, também conhecidos como desvanecimentos em rajadas, corrompam o sinal. O desvanecimento em larga escala atua em uma seqüência de dados – por isso seu efeito é tão grave.

Um símbolo corrompido é facilmente recuperado pelos códigos interno e externo, mas uma seqüência de símbolos perdidos implicará a perda de parte da informação, pois os

códigos não conseguirão recuperá-la. O *interleaver* espalha os dados no domínio do tempo quando insere diferentes atrasos, e é esta a proteção contra o desvanecimento em larga escala, pois os símbolos não mais serão corrompidos em seqüência.

Os atrasos são inseridos nas portadoras, pelo *interleaver* no tempo, seqüencialmente em cada segmento. A disposição dos segmentos e a ordem seguida para inserção dos atrasos são apresentadas na Figura 63. É importante lembrar que a cada novo segmento a seqüência é reiniciada.

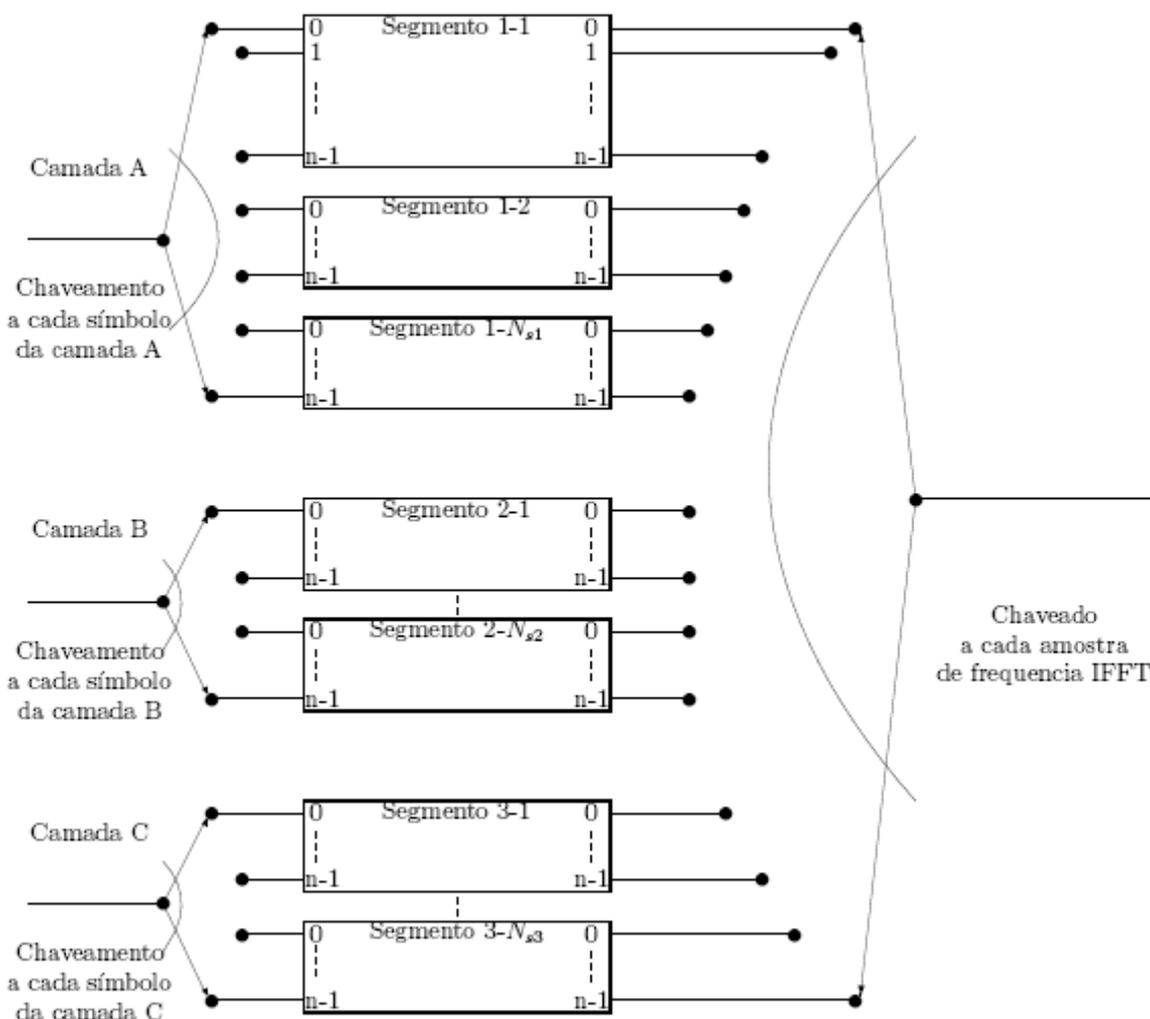


Figura 63 – Diagrama esquemático do *interleaver* no tempo.

O tamanho dos atrasos inseridos é definido no início da transmissão através da variável  $I$ . A partir daí cada portadora recebe um atraso diferente, gerado pela relação 81.

$$m_i = [(i * 5) \bmod 96] * I \quad (77)$$

A variável  $I$  pode assumir alguns valores predeterminados, como pode ser visto na Tabela 14. A decisão é feita segundo o modo de transmissão adotado e o grau de proteção a ser escolhido para combater os efeitos do desvanecimento em larga escala. Quanto maior o valor  $I$ , maior o valor do atraso e, conseqüentemente, mais protegido ficará o sinal transmitido.

Tabela 14 – Valores requeridos para ajuste de atraso pelo efeito do *interleaver*

Modo 1			Modo 2			Modo 3		
$I$	Número de símbolos de ajustes	Número de quadros atrasados	$I$	Número de símbolos de ajustes	Número de quadros atrasados	$I$	Número de símbolos de ajustes	Número de quadros atrasados
0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	28	2	2	14	1	1	109	1
8	56	4	4	28	2	2	14	1
16	112	8	8	56	4	4	28	2

O efeito do espalhamento no tempo é apresentado na Figura 64. A seqüência em azul denota um segmento sem espalhamento no tempo, enquanto a seqüência em vermelho representa um segmento que usa um *interleaver* no tempo com o parâmetro  $I = 8$ .

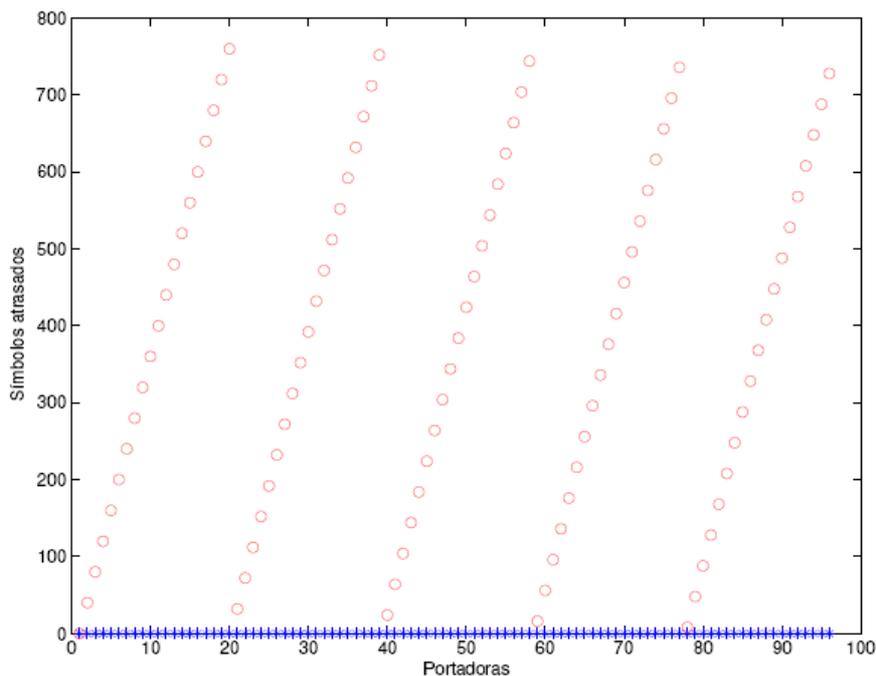


Figura 64 – Comparação de dois segmentos com e sem entrelaçamento ( $I=8$ ) [22].

#### 5.1.3.5 O interleaver na frequência

O *interleaver* de frequência tem a função de executar um embaralhamento aleatório nas portadoras de um mesmo segmento. Não raro o cenário de multipercursos é tal que os zeros da função de transferência do canal situam-se sobre o círculo de raio unitário no plano  $z$ , gerando nulos espectrais ao longo da banda passante do canal. Estes nulos espectrais impõem uma SNR baixa àquelas portadoras que se situam nas vizinhanças destas frequências. Aleatorizando a quais portadoras os *streams* de símbolos IQ (IQ – *In phase/Quadrature*) são atribuídos, reduz-se a probabilidade média de erro em cada subcanal por consequência de uma baixa SNR.

Esse bloco é composto por sub-blocos, que executam as funções de entrelaçamento de dados, embaralhamento de frequências e rotação de portadoras em um mesmo segmento. O diagrama em blocos do *interleaver* na frequência é apresentado na Figura 65.

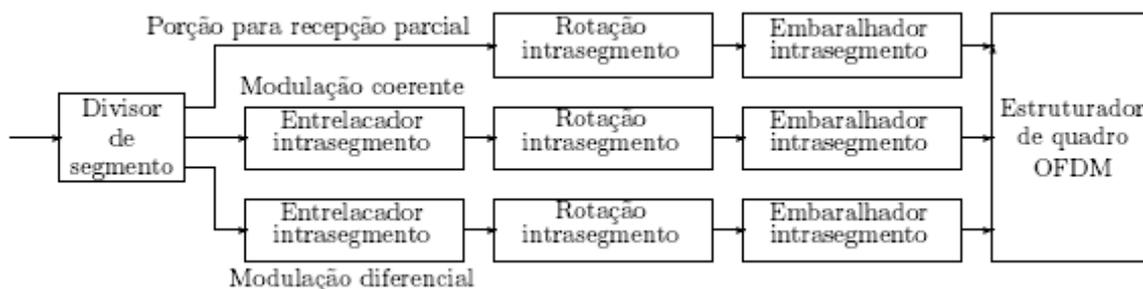


Figura 65 – Diagrama esquemático do *interleaver* na frequência [22].

Existem algumas peculiaridades no *interleaver* da frequência que devem ser consideradas. A primeira delas é que nenhum *interleaving* de dados é executado na camada que se destina à recepção parcial. Outra particularidade é que o embaralhamento nas portadoras deve ser feito de forma independente quando uma das camadas utiliza um esquema de modulação coerente e outro não coerente; isso deve-se ao fato de o formato do quadro de transmissão OFDM ser diferente para esses tipos de modulação. Tal diferença será apresentada a seguir.

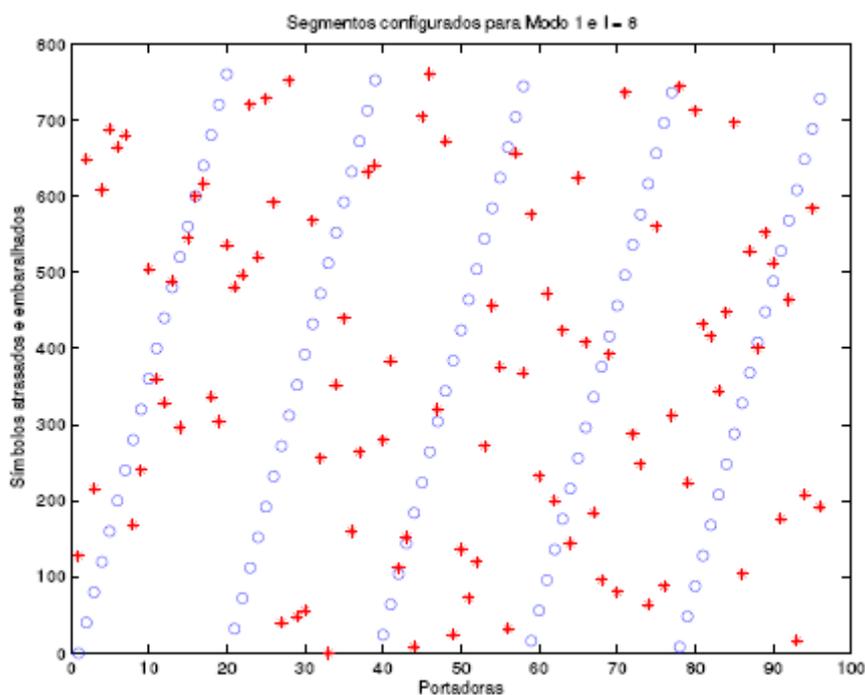


Figura 66 – Comparação entre segmentos: um com interleaver no tempo e outro no tempo e na frequência [22].

O embaralhamento de portadoras é empregado nos segmentos independentemente do modo de transmissão. Na verdade, cada modo de transmissão especifica uma tabela de

embaralhamento para as portadoras de um segmento. Essas tabelas estão disponíveis para consulta em [18], ao passo que o efeito do embaralhamento pode ser verificado na Figura 66. Os pontos azuis representam a seqüência que passou apenas pelo *interleaver* no tempo, enquanto os símbolos vermelhos mostram o efeito do embaralhamento produzido pelos *interleavers* no tempo e na freqüência. No receptor o processo é executado de forma inversa, de forma que o sinal possa ser reconstituído e enviado para o *de-interleaver* no tempo.

#### 5.1.3.6 O estruturador de frame

O estruturador de *frame* é responsável por ordenar os símbolos em quadros OFDM, que serão posteriormente transmitidos. Existem duas estruturas básicas de quadro, selecionadas a partir do tipo de modulação empregada na camada. Essas duas estruturas recebem, ainda, os canais de sinal piloto CP, de controle TMCC e auxiliares AC1 e/ou AC2.

##### 5.1.3.6.1 Configuração para modulação diferencial

O *frame* de transmissão para modulação diferencial e modo de transmissão 1 é apresentado na Figura 67. No ISDB-T existe apenas um tipo de modulação diferencial para os dados, que é DQPSK.

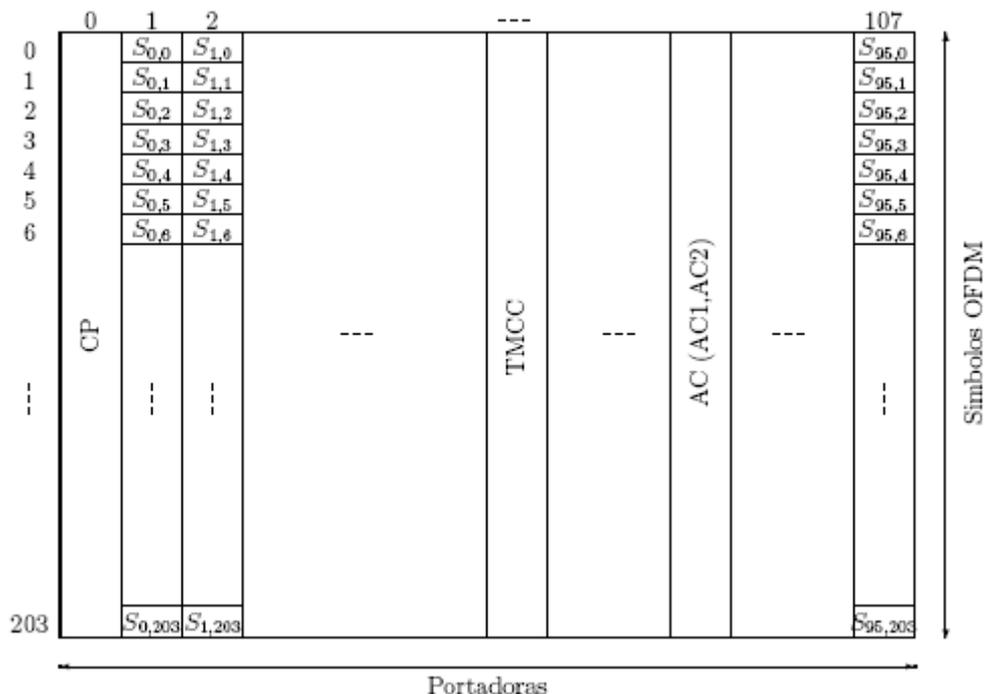


Figura 67 – Configuração de um segmento para modulação diferencial no modo de transmissão 1 [18].

Os símbolos que são entregues pelos *interleavers* são arranjados nas portadoras e representados por  $S_{i,j}$ , onde  $i$  representa o número da portadora em questão e  $j$  representa a posição de transmissão dentro de cada portadora. Note que um *frame* tem 204 símbolos por portadora, sendo que, para modo de transmissão 1, o número de portadoras total é igual a 108, sendo 96 portadoras de dados mais 12 portadoras de controle. No modo de transmissão 2, temos um total de 216 portadoras e, no modo 3, 432. As informações completas relativas à composição do segmento são apresentadas na Tabela 11.

Os sinais de controle são inseridos nos quadros de forma particular entre os segmentos. Os canais TMCC e AC são inseridos em portadoras distintas para diminuir os efeitos causados pelo multipercurso. As tabelas 15, 16 e 17 mostram as portadoras reservadas para os canais TMCC e AC para os diferentes segmentos.

Já o sinal CP é transmitido na portadora mais à esquerda do espectro, ou seja, a portadora com menor frequência. Sua função é proporcionar ao receptor uma referência para execução da demodulação diferencial. O SP é introduzido sempre na portadora 0 em cada segmento e tem a função de transmitir uma seqüência para a referência de sincronismo.

Tabela 15 – Posição dos canais TMCC e AC para Modo 1 e modulação diferencial

Segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
CP	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AC1-1	10	53	61	11	20	74	35	76	4	40	8	7	98
AC1-2	28	83	100	101	40	100	79	97	89	89	64	89	101
AC2-1	3	3	29	28	23	30	3	5	13	72	36	25	10
AC2-2	45	15	41	45	63	81	72	18	93	95	48	30	30
AC2-3	59	40	84	81	85	92	85	57	98	100	52	42	55
AC2-4	77	58	93	91	105	103	89	92	102	105	74	104	81
TMCC-1	13	25	4	36	10	7	49	31	16	5	78	34	23
TMCC-2	50	63	7	48	28	25	61	39	30	10	82	48	37
TMCC-3	70	73	17	55	44	47	96	47	37	21	85	54	51
TMCC-4	83	80	51	59	47	60	99	65	74	44	98	70	68
TMCC-5	87	93	71	86	54	87	104	72	83	61	102	101	105

Tabela 16 – Posição dos canais TMCC e AC para Modo 2 e modulação diferencial

Segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
CP	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AC1-1	10	61	20	35	4	8	98	53	11	74	76	40	7
AC1-2	28	100	40	79	89	64	101	83	101	100	97	89	89
AC1-3	161	119	182	184	148	115	118	169	128	143	112	116	206
AC1-4	191	209	208	205	197	197	136	208	148	187	197	172	209
AC2-1	3	29	23	3	13	36	10	3	28	30	5	72	25
AC2-2	45	41	63	72	93	48	30	15	45	81	18	95	30
AC2-3	59	84	85	85	98	52	55	40	81	92	57	100	42
AC2-4	77	93	105	89	102	74	81	58	91	103	92	105	104
AC2-5	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108
AC2-6	111	136	138	113	180	133	111	137	131	111	121	144	118
AC2-7	123	153	189	126	203	138	153	149	171	180	201	156	138
AC2-8	148	189	200	165	208	150	167	192	193	193	206	160	163
AC2-9	166	199	211	200	213	212	185	201	213	197	210	182	189
TMCC 1	13	4	10	49	16	78	23	25	36	7	31	5	34
TMCC 2	50	7	28	61	30	82	37	63	48	25	39	10	48
TMCC 3	70	17	44	96	37	85	51	73	55	47	47	21	54
TMCC 4	83	51	47	99	74	98	68	80	59	60	65	44	70
TMCC 5	87	71	54	104	83	102	105	93	86	87	72	61	101
TMCC 6	133	144	115	139	113	142	121	112	118	157	124	186	131
TMCC 7	171	156	133	147	118	156	158	115	136	169	138	190	145
TMCC 8	181	163	155	155	129	162	178	125	152	204	145	193	159
TMCC 9	188	167	168	173	152	178	191	159	155	207	182	206	176
TMCC 10	201	194	195	180	169	209	195	179	162	212	191	210	213

Tabela 17 – Posição dos canais TMCC e AC para Modo 3 e modulação diferencial

Segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
CP	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AC1-1	10	20	4	98	11	76	7	61	35	8	53	74	40
AC1-2	28	40	89	101	101	97	89	100	79	64	83	100	89
AC-3	161	182	148	118	128	112	206	119	184	115	169	143	116
AC1-4	191	208	197	136	148	197	209	209	205	197	208	187	172
AC1-5	277	251	224	269	290	256	226	236	220	314	227	292	223
AC1-6	316	295	280	299	316	305	244	256	305	317	317	313	305
AC1-7	335	400	331	385	359	332	377	398	364	334	344	328	422
AC1-8	425	421	413	424	403	388	407	424	413	352	364	413	425
AC2-1	3	23	13	10	28	5	25	29	3	36	3	30	72
AC2-2	45	63	93	30	45	18	30	41	72	48	15	81	95
AC2-3	59	85	98	55	81	57	42	84	85	52	40	92	100
AC2-4	77	105	102	81	91	92	104	93	89	74	58	103	105
AC2-5	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108
AC2-6	111	138	180	111	131	121	118	136	113	133	137	111	144
AC2-7	123	189	203	153	171	201	138	153	126	138	149	180	156
AC2-8	148	200	208	167	193	206	163	189	165	150	192	193	160
AC2-9	166	211	213	185	213	210	189	199	200	212	201	197	182
AC2-10	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216
AC2-11	245	219	252	219	246	288	219	239	229	226	244	221	241
AC2-12	257	288	264	231	297	311	261	279	309	246	261	234	246
AC2-13	300	301	268	256	308	316	275	301	314	271	297	273	258
AC2-14	309	305	290	274	319	321	293	321	318	297	307	308	320
AC2-15	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324
AC2-16	352	329	349	353	327	360	327	354	396	327	347	337	334
AC2-17	369	342	354	365	396	372	339	405	419	369	387	417	354
AC2-18	405	381	366	408	409	376	364	416	424	383	409	422	379
AC2-19	415	416	428	417	413	398	382	427	429	401	429	426	405
TMCC 1	13	10	16	23	36	31	34	4	49	78	25	7	5
TMCC 2	50	28	30	37	48	39	48	7	61	82	63	25	10
TMCC 3	70	44	37	51	55	47	54	17	96	85	73	47	21
TMCC 4	83	47	74	68	59	65	70	51	99	98	80	60	44
TMCC 5	87	54	83	105	86	72	101	71	104	102	93	87	61
TMCC 6	133	115	113	121	118	124	131	144	139	142	112	157	186
TMCC 7	171	133	118	158	136	138	145	156	147	156	115	169	190
TMCC 8	181	155	129	178	152	145	159	163	155	162	125	204	193
TMCC 9	188	168	152	191	155	182	176	167	173	178	159	207	206
TMCC 10	201	195	169	195	162	191	213	194	180	209	179	212	210
TMCC 11	220	265	294	241	223	221	229	226	232	239	252	247	250
TMCC 12	223	277	298	279	241	226	266	244	246	253	264	255	264
TMCC 13	233	312	301	289	263	237	286	260	253	267	271	263	270
TMCC 14	267	315	314	296	276	260	299	263	290	284	275	281	286
TMCC 15	287	320	318	309	303	277	303	270	299	321	302	288	317
TMCC 16	360	355	358	328	373	402	349	331	329	337	334	340	347
TMCC 17	372	363	372	331	385	406	387	349	334	374	352	354	361
TMCC 18	379	371	378	341	420	409	397	371	345	394	368	361	375
TMCC 19	383	389	394	375	423	422	404	384	368	407	371	398	392
TMCC 20	410	396	425	395	428	426	417	411	385	411	378	407	429

### 5.1.3.6.2 Configuração para modulação síncrona

O *frame* de transmissão para modulação síncrona e modo de transmissão 1 é apresentado na Figura 68. Os esquemas de modulação síncrona empregadas nos dados no sistema ISDB-T são QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

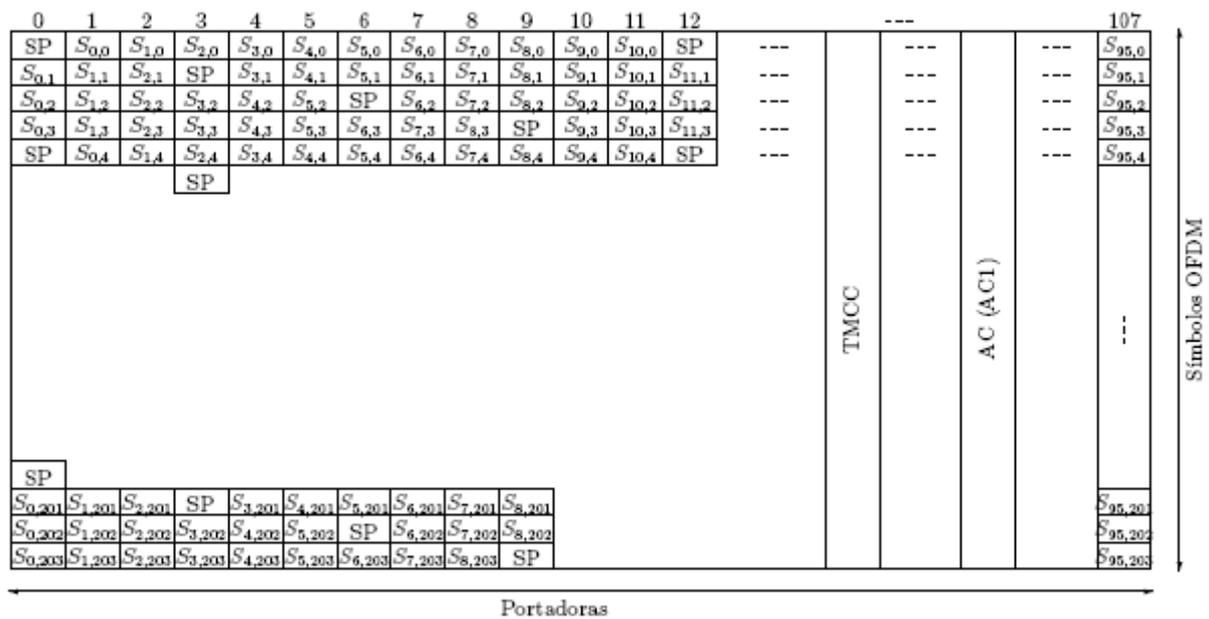


Figura 68 – Configuração de um segmento para modulação síncrona no Modo 1 [18].

Diferentemente do *frame* para modulação diferencial, os sinais SP são inseridos no *frame* síncrono a cada 12 portadoras, e a cada 4 símbolos dentro da mesma portadora. Esse arranjo é que garante o sincronismo e a recuperação das informações no receptor. Já os canais TMCC e AC1 são também inseridos em portadoras distintas nos segmentos, como mostram as tabelas 18, 19 e 20, para reduzir os efeitos de multipercurso. Note que o canal AC2 está disponível apenas no quadro que utiliza modulação diferencial.

Tabela 18 – Posição dos canais TMCC e AC para Modo 1 e modulação síncrona

Segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
AC1-1	10	53	61	11	20	74	35	76	4	40	8	7	98
AC1-2	28	83	100	101	40	100	79	97	89	89	64	89	101
TMCC-1	70	25	17	86	44	47	49	31	83	61	85	101	23

Tabela 19 – Posição dos canais TMCC e AC para Modo 2 e modulação síncrona

Segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
AC1-1	10	61	20	35	4	8	98	53	11	74	76	40	7
AC1-2	28	100	40	79	89	64	101	83	101	100	97	89	89
AC1-3	161	119	182	184	148	115	118	169	128	143	112	116	206
AC1-4	191	209	208	205	197	197	136	208	148	187	197	172	209
TMCC-1	70	17	44	49	83	85	23	25	86	47	31	61	101
TMCC-2	133	194	155	139	169	209	178	125	152	157	191	193	131

Tabela 20 – Posição dos canais TMCC e AC para Modo 3 e modulação síncrona

Segmento	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
AC1-1	10	20	4	98	11	76	7	61	35	8	53	74	40
AC1-2	28	40	89	101	101	97	89	100	79	64	83	100	89
AC1-3	161	182	148	118	128	112	206	119	184	115	169	143	116
AC1-4	191	208	197	136	148	197	209	209	205	197	208	187	172
AC1-5	277	251	224	269	290	256	226	236	220	314	227	292	223
AC1-6	316	295	280	299	316	305	244	256	305	317	317	313	305
AC1-7	335	400	331	385	359	332	377	398	364	334	344	328	422
AC1-8	425	421	413	424	403	388	407	424	413	352	364	413	425
TMCC-1	70	44	83	23	86	31	101	17	49	85	25	47	61
TMCC 2	133	155	169	178	152	191	131	194	139	209	125	157	193
TMCC 3	233	265	301	241	263	277	286	260	299	239	302	247	317
TMCC 4	410	355	425	341	373	409	349	371	385	394	368	407	347

### 5.1.3.6.3 O sinal piloto SP

O sinal *Scattered Pilot (SP)* é um dos sinais piloto do padrão ISDB-T e é formado por uma seqüência pseudo-aleatória gerada por um registrador de deslocamento, que é apresentado na Figura 69, cujo polinômio gerador é definido pela equação (82). Apesar dos sinais SP de todos os segmentos serem gerados pelo mesmo registrador, eles são diferentes. Isso acontece porque cada segmento tem um valor diferente de estado inicial, gerando, assim, seqüências distintas. A Tabela 21 apresenta os valores iniciais de cada segmento.

$$g(x) = X^{11} + X^9 + 1 \quad (78)$$

Tabela 21 – Valores iniciais para o circuito gerador da seqüência PRBS

Segmento	Valor inicial - Modo 1	Valor inicial - Modo 2	Valor inicial - Modo 3
11	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
9	1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1 1	0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 1 0	1 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1
7	0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 1 0	1 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1	1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0
5	0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 1 0	1 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0	0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1
3	1 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1	1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0	0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 1
1	0 0 1 0 1 1 1 1 1 0 1 0	0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0	1 1 1 0 0 1 1 0 1 1 0
0	1 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0	0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1	0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 1
2	0 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0	0 0 0 0 0 1 0 0 1 0 0	1 1 1 0 0 1 1 1 1 0 1
4	1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0	0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 1	0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1
6	1 1 1 1 0 1 1 0 0 0 0	0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 1	1 0 1 1 1 0 1 0 0 1 0
8	0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0	1 1 1 0 0 1 1 0 1 1 0	0 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0
10	1 0 1 0 0 1 0 0 1 1 1	0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1	1 1 1 1 0 1 0 0 1 0 1
12	0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1	0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 1	0 0 0 1 0 0 1 1 1 0 0

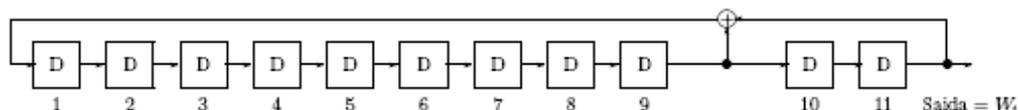


Figura 69 – Circuito gerador da seqüência pseudo-aleatória, formadora do sinal SP.

O sinal SP tem a função de garantir o sincronismo e a recuperação do sinal no receptor para os segmentos que utilizam modulação síncrona. O esquema de modulação empregado nesses canais é o BPSK e segue a regra apresentada na Tabela 22.

Tabela 22 – Valores de  $W_i$  e amplitude do sinal

$W_i$	Amplitude do sinal modulado
1	$(-\frac{4}{3}, 0)$
0	$(+\frac{4}{3}, 0)$

#### 5.1.3.6.4 O sinal piloto CP

Assim como o sinal piloto SP, o sinal *Continual Pilot* (CP) é um sinal modulado BPSK. Sua função é servir de referência nos segmentos que utilizam modulação diferencial e é constante ao longo do tempo, sendo definido também de acordo com o valor de  $W_i$  e da Tabela 22.

#### 5.1.3.6.5 O sinal piloto TMCC

O *Transmission and Multiplexing Configuration Control* (TMCC) é também um sinal piloto, modulado pelo esquema DBPSK e que utiliza o sinal de referência  $W_i$ . Sua função é carregar as informações de configuração de cada segmento, de modo que o receptor saiba como demodular e decodificar as informações. A modulação DBPSK é executada conforme o modelo abaixo:

$$B_0 = W_i \text{ (referência para modulação diferencial)}$$

$$B_k = B_{k-1} \oplus B_k, \text{ onde } k = 1, \dots, 203.$$

O sinal piloto TMCC tem o tamanho de 204 *bits*, pois cada *frame* de transmissão OFDM tem 204 símbolos. A lei de formação do sinal pode ser encontrada em [18].

### 5.1.3.6.6 O sinal do canal auxiliar AC

Os canais AC (*Auxiliary Channel*) são responsáveis por transportar qualquer tipo de informação adicional. Para tal, utilizam um esquema de modulação DBPSK, que também usa como referência o sinal  $W_i$ . Assim como nos outros sinais piloto, é utilizada a codificação dos 0 e 1 em  $\left(\frac{4}{3} \ 0\right)$  e  $\left(-\frac{4}{3} \ 0\right)$ , respectivamente.

Estão disponíveis dois canais AC para transmissão de informações adicionais: o AC1, presente em todos os segmentos, independentemente do tipo de modulação empregada, e o AC2, presente apenas nos segmentos que utilizam modulação diferencial. As taxas de transmissão de cada um dos canais podem ser consultadas na Tabela 23.

Tabela 23 – Capacidade de transmissão dos canais AC1 e AC2 para o Modo 1 e IG = 8

Tipo	Modulação síncrona		Modulação síncrona	
	1	13	1	13
AC1	7,0(kbps)	91,3(kbps)	7,0(kbps)	91,3(kbps)
AC2	-	-	14,0(kbps)	182,5(kbps)

Os canais AC são utilizados na maioria das vezes para transmissão de informações de programação ou venda de produtos *on-line*. Esse tipo de serviço (conhecido como *middleware*) é uma das inovações desse padrão de TV digital.

## 5.2 O PADRÃO EUROPEU DVB-T

O padrão europeu para televisão digital DVB-T [17] foi desenvolvido anteriormente ao sistema japonês ISDB-T, sendo este último uma evolução daquele. Assim, existem diferenças muito importantes do ponto de vista da funcionalidade entre os sistemas. Porém,

no que se refere ao modo com que os sistemas montam e transmitem os *frames* de dados – com seus respectivos sinais piloto para permitir a estimação e compensação do canal por seus receptores – existem semelhanças na maneira com que estes sinais piloto são distribuídos ao longo do *frame*. Em virtude dessa similaridade, podemos traçar um paralelo dessas características que irão nos permitir utilizar a técnica de equalização autodidata concorrente nos dois sistemas. Como ainda será visto, ao analisarmos o desempenho dos equalizadores concorrentes no domínio da frequência para o sistema japonês, poderemos estabelecer uma comparação imediata de seu desempenho se esses tivessem sido incorporados aos receptores do sistema europeu.

Assim sendo, uma vez que todas as simulações e todos os resultados foram obtidos utilizando-se o sistema japonês ISDB-T, far-se-á apenas uma breve descrição das partes do sistema DVB-T que são necessárias para a utilização dos equalizadores no receptor. Outras informações quanto à etapa de codificação de canal e aos módulos que compõem o sistema DVB-T podem ser encontradas em [17].

Na Figura 70 é apresentado um diagrama em blocos funcional completo do sistema de transmissão europeu DVB-T, cujos blocos em destaque serão aqui especificados para que seja possível compreender a composição das estruturas que permitem a inclusão do método de equalização concorrente nos receptores deste sistema.

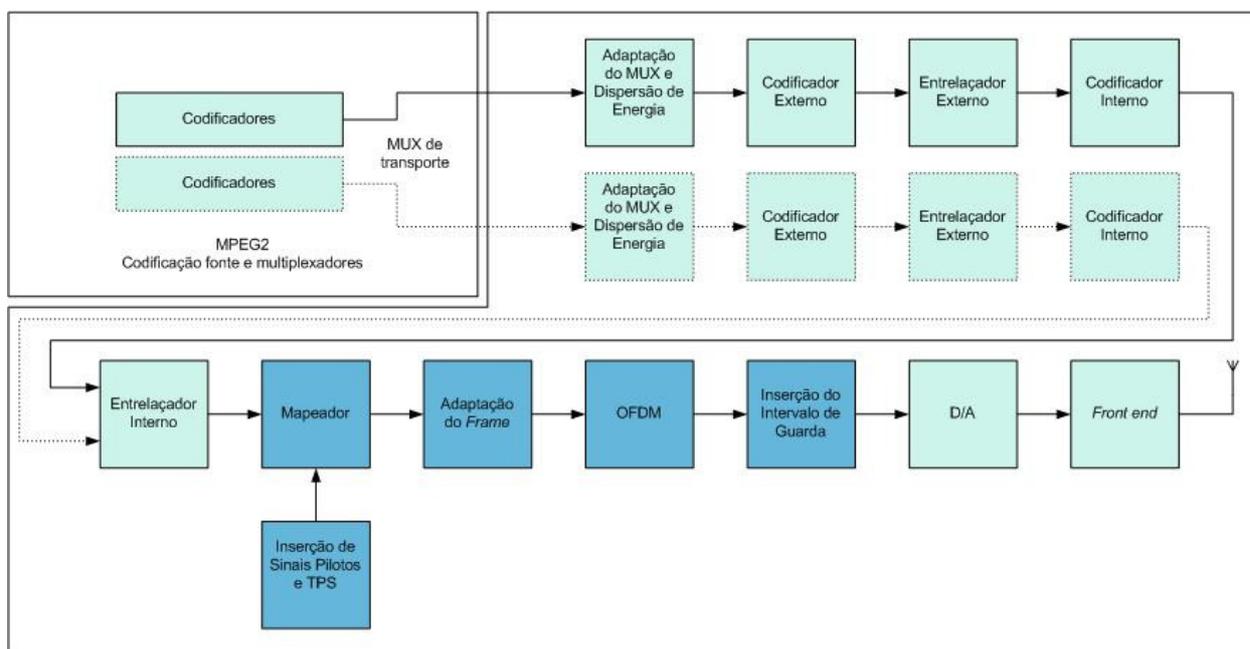


Figura 70 – Diagrama em blocos funcional do sistema de transmissão europeu DVB-T.

### 5.2.1 Mapeamento

Como sabemos, o sistema DVB-T também utiliza a técnica OFDM para a sua transmissão. Assim como no ISDB-T, todas as portadoras de dados em um *frame* OFDM do DVB-T são moduladas utilizando as constelações QPSK, 16-QAM e 64-QAM como já foram apresentadas (para o sistema japonês) nas figuras 55, 57 e 59. Uma diferença do ISDB-T é que o sistema europeu também utiliza constelações 16-QAM e 64-QAM não uniformes com uma relação  $\alpha$  para a não uniformidade (quando  $\alpha = 1$  a constelação é uniforme e é igual ao ISDB-T). As constelações não uniformes e os detalhes do mapeamento Gray aplicadas a elas estão representadas nas figuras 71, 72, 73 e 74.

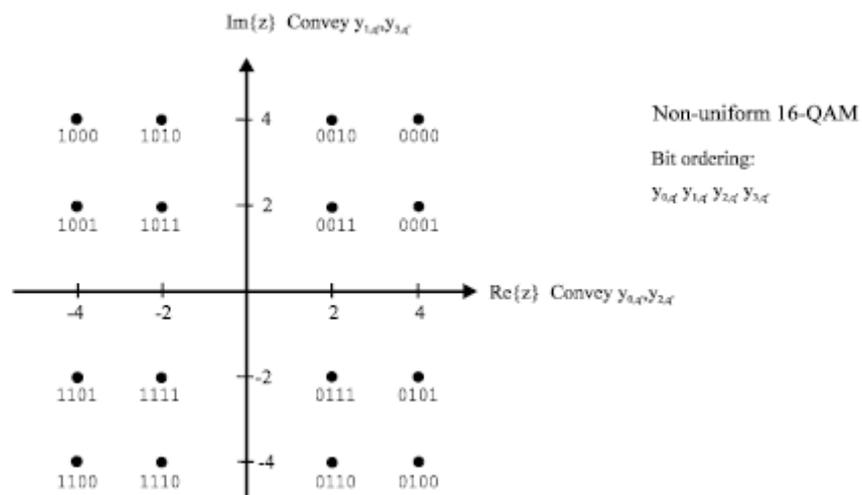


Figura 71 – Constelação 16-QAM não uniforme com  $\alpha = 2$ .

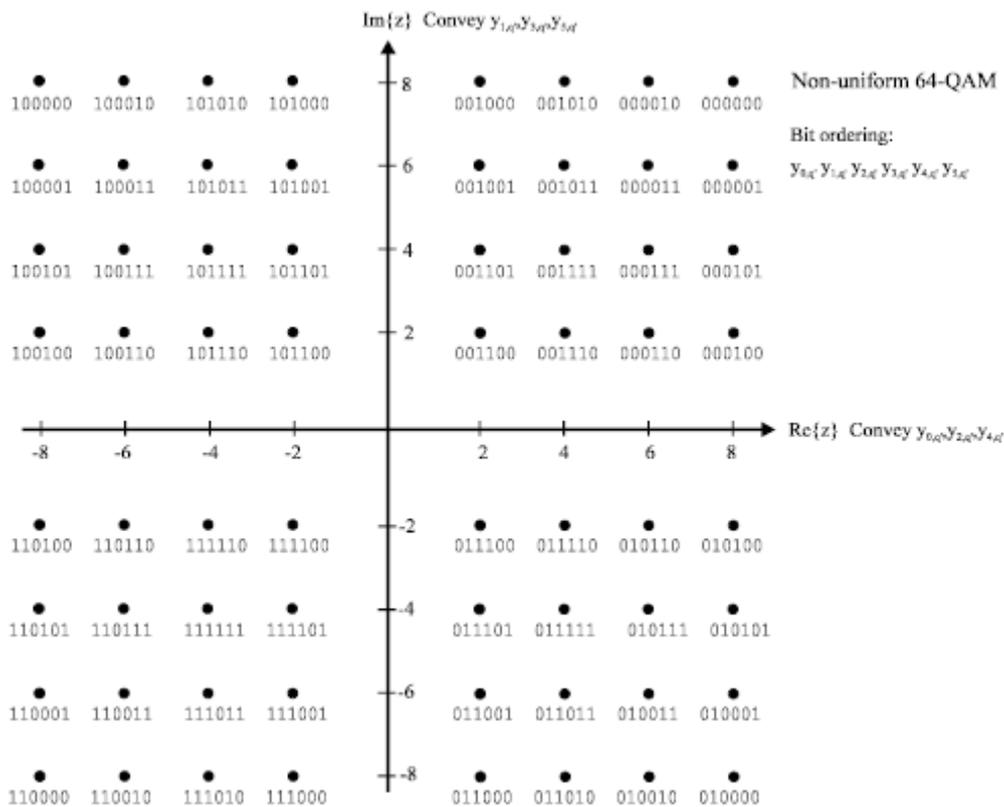


Figura 72 – Constelação 64-QAM não uniforme com  $\alpha = 2$ .

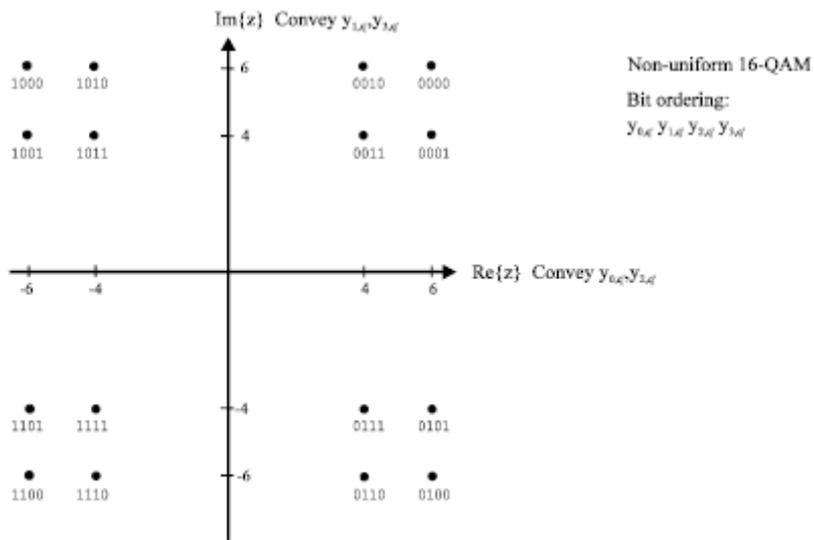


Figura 73 – Constelação 16-QAM não uniforme com  $\alpha = 4$ .

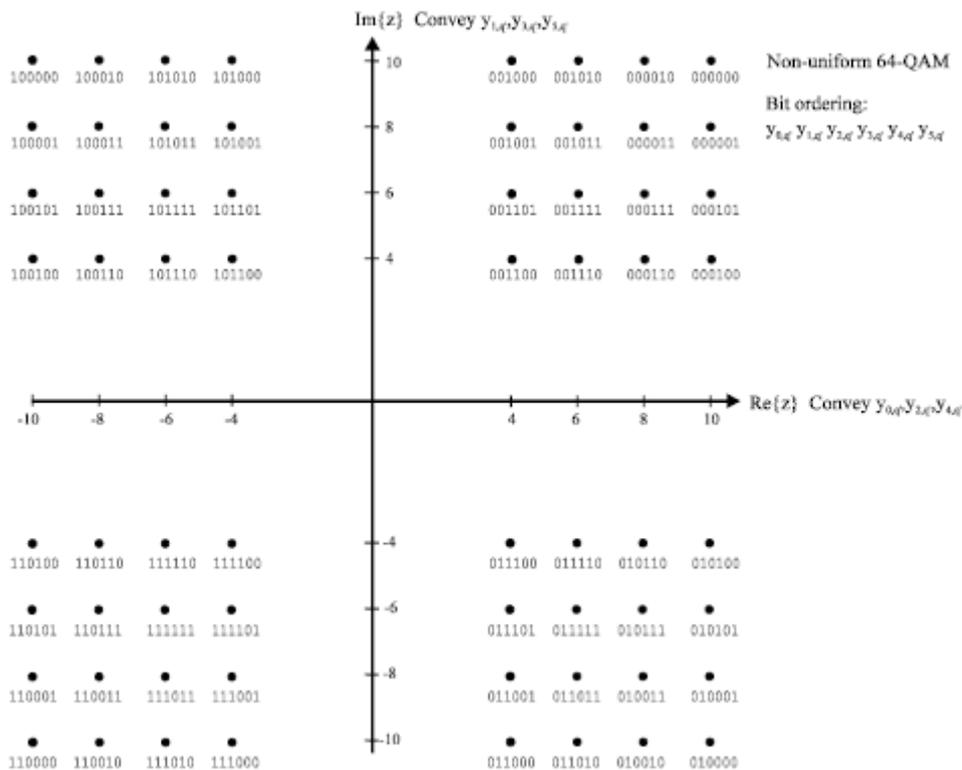


Figura 74 – Constelação 64-QAM não uniforme com  $\alpha = 4$ .

## 5.2.2 Estrutura do *frame* OFDM

Nesse subcapítulo será especificada a estrutura do *frame* OFDM para a utilização nos modos de transmissão 2K e 8K. Os parâmetros para a estrutura do *frame* OFDM para o modo de transmissão 4K poderão ser encontrados no Anexo F de [17].

O sinal transmitido é organizado em *frames*. Cada *frame* possui uma duração  $T_F$ , e consiste em 68 símbolos OFDM. Quatro conjuntos desses *frames* compõem um *super-frame*. Cada símbolo é constituído por um conjunto de  $K = 6817$  portadoras no modo de transmissão 8K e  $K = 1705$  portadoras para o modo 2K com uma duração de transmissão  $T_S$  e são compostos de duas partes: uma parte útil com duração  $T_U$  e um intervalo de guarda com uma duração  $\Delta$ . O intervalo de guarda consiste em uma continuação cíclica da parte útil,  $T_U$ , e é inserido antes desse. Quatro valores para intervalos de guarda são mostrados na Tabela 24.

Tabela 24 – Duração da parte útil dos símbolos com seus respectivos intervalos de guarda

Parameter	8K mode	2K mode
Number of carriers K	6 817	1 705
Value of carrier number $K_{\min}$	0	0
Value of carrier number $K_{\max}$	6 816	1 704
Duration $T_U$	<i>1 194,667 <math>\mu</math>s</i>	<i>298,6667 <math>\mu</math>s</i>
Carrier spacing $1/T_U$	<i>0,837054 kHz</i>	<i>3,348214 kHz</i>
Spacing between carriers $K_{\min}$ and $K_{\max}$ , $(K-1)/T_U$	<i>5,71 MHz</i>	<i>5,71 MHz</i>
NOTE: Values in italics are approximate values.		

Os símbolos em um *frame* OFDM são numerados de 0 a 67 e todos contêm dados e informações de referência.

Um *frame* OFDM possui:

- células com *scattered pilot*;
- portadoras com *continual pilot*;
- portadoras com TPS.

Os sinais piloto podem ser usados para sincronismos do *frame*, em frequência, no tempo, para estimação de canal, identificação do modo de transmissão e também para minimização do ruído de fase.

Os valores dos parâmetros de um *frame* OFDM para os modos de transmissão de 8K e 2K são apresentados na Tabela 25 para canais de 6 MHz.

Tabela 25 – Valores dos parâmetros para um *frame* OFDM nos modos de transmissão de 8K e 2K para canais de 6 MHz

Parameter	8K mode	2K mode
Number of carriers K	6 817	1 705
Value of carrier number $K_{\min}$	0	0
Value of carrier number $K_{\max}$	6 816	1 704
Duration $T_U$	<i>1 194,667 <math>\mu</math>s</i>	<i>298,6667 <math>\mu</math>s</i>
Carrier spacing $1/T_U$	<i>0,837054 kHz</i>	<i>3,348214 kHz</i>
Spacing between carriers $K_{\min}$ and $K_{\max}$ , $(K-1)/T_U$	<i>5,71 MHz</i>	<i>5,71 MHz</i>
NOTE: Values in italics are approximate values.		

Os valores das constelações para modulação são normalizados com base nos valores dos fatores de normalização apresentados pela Tabela 26.

Tabela 26 – Fatores de normalização para os símbolos de dados

Modulation scheme		Normalization factor
QPSK		$c = z/\sqrt{2}$
16-QAM	$\alpha = 1$	$c = z/\sqrt{10}$
	$\alpha = 2$	$c = z/\sqrt{20}$
	$\alpha = 4$	$c = z/\sqrt{52}$
64-QAM	$\alpha = 1$	$c = z/\sqrt{42}$
	$\alpha = 2$	$c = z/\sqrt{60}$
	$\alpha = 4$	$c = z/\sqrt{108}$

### 5.2.3 Sinais de referência

Várias células dentro de um *frame* OFDM são moduladas com informações de referência cujos valores transmitidos são conhecidos no receptor. As células transmitidas contendo as informações de referência são *scattered* e *continual pilot*. Cada *continual pilot* coincide com um *scattered pilot* a cada quatro símbolos OFDM. O número de dados úteis de símbolo para símbolo é constante: 1512 portadoras úteis no modo 2K e 6048 portadoras úteis no modo 8K.

Os valores referentes aos *scattered* e *continual pilot* são derivados de uma *Pseudo Random Binary Sequence (PRBS)*, que é uma seqüência de valores um para cada portadora transmitida.

Os sinais *continual pilot* e *scattered pilot* são modulados de acordo com a seqüência PRBS,  $w_k$ , correspondente a sua respectiva portadora de índice  $k$ . Essa seqüência também coordena a fase inicial da informação TPS de acordo com [17].

A seqüência PRBS é gerada de acordo com a Figura 75. O PRBS é iniciado de tal forma que o primeiro *bit* da saída coincida com a primeira portadora ativa. Um novo valor é gerado pelo PRBS a cada portadora utilizada (incidindo ou não o símbolo piloto nessa portadora).

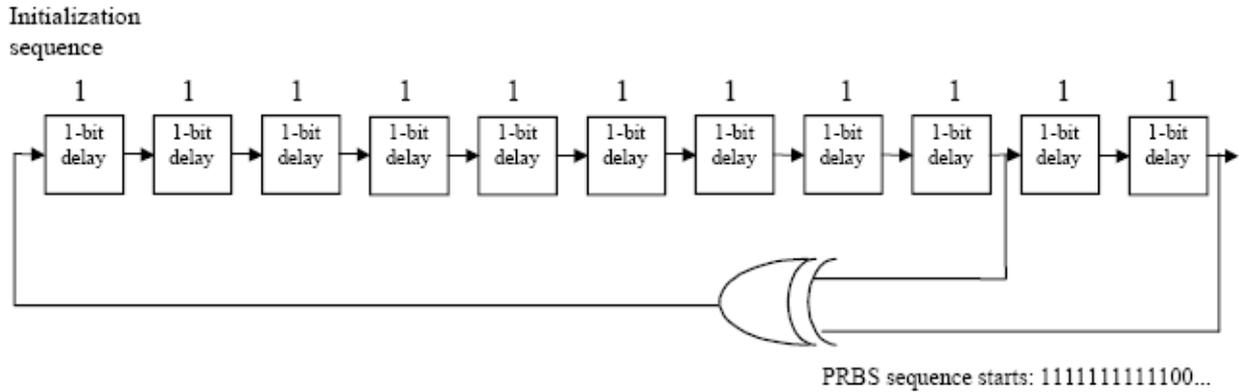


Figura 75 – Gerador da seqüência PRBS.

#### 5.2.4 Posição das células *scattered pilot*

A informação recebida da seqüência de referência é transmitida em células com *scattered pilot* e sua modulação correspondente é definida pela equação (79)

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{c_{m,l,k}\} &= \frac{4}{3} \times 2 \left( \frac{1}{2} - w_k \right) \\ \operatorname{Im}\{c_{m,l,k}\} &= 0 \end{aligned} \quad (79)$$

onde  $m$  é o índice do *frame*,  $k$  é o índice de freqüência da portadora e  $l$  é o índice de tempo dos símbolos. Assim, os símbolos de índice  $l$  (indo de 0 a 67) e as portadoras de índice  $k$  para os subconjuntos referentes a  $\{k = K_{\min} + 3 \times (l \bmod 4) + 12p \mid p \text{ inteiro}, p \geq 0, k \in [K_{\min}; K_{\max}]\}$  são *scattered pilots*, onde  $p$  é um inteiro que assume todos os possíveis valores maiores ou igual a zero, de forma que os valores resultantes para  $k$  não ultrapassem os limites compreendidos por  $[K_{\min}; K_{\max}]$ . O padrão após a inserção dos símbolos piloto no *frame* é apresentado na Figura 76.

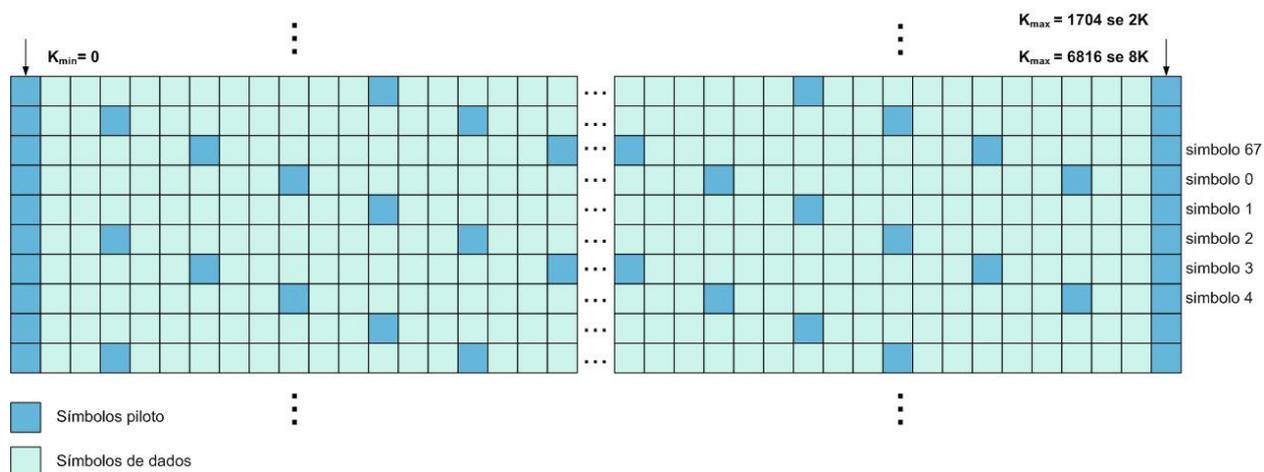


Figura 76 – Estrutura do *frame* OFDM para o sistema DVB-T.

### 5.2.5 Localização das portadoras com *continual pilot*

As posições referentes às portadoras onde são inseridos os *continual pilot* são apresentadas pela Tabela 27. Ao todo são 177 *continual pilot* para o modo 8K e 45 para o modo 2K.

Tabela 27 – Índices das portadoras onde ocorre *continual pilot*

Continual pilot carrier positions (index number k)													
2K mode						8K mode							
0	48	54	87	141	156	192	0	48	54	87	141	156	192
201	255	279	282	333	432	450	201	255	279	282	333	432	450
483	525	531	618	636	714	759	483	525	531	618	636	714	759
765	780	804	873	888	918	939	765	780	804	873	888	918	939
942	969	984	1 050	1 101	1 107	1 110	942	969	984	1 050	1 101	1 107	1 110
1 137	1 140	1 146	1 206	1 269	1 323	1 377	1 137	1 140	1 146	1 206	1 269	1 323	1 377
1 491	1 683	1 704					1 491	1 683	1 704	1 752	1 758	1 791	1 845
							1 860	1 896	1 905	1 959	1 983	1 986	2 037
							2 136	2 154	2 187	2 229	2 235	2 322	2 340
							2 418	2 463	2 469	2 484	2 508	2 577	2 592
							2 622	2 643	2 646	2 673	2 688	2 754	2 805
							2 811	2 814	2 841	2 844	2 850	2 910	2 973
							3 027	3 081	3 195	3 387	3 408	3 456	3 462
							3 495	3 549	3 564	3 600	3 609	3 663	3 687
							3 690	3 741	3 840	3 858	3 891	3 933	3 939
							4 026	4 044	4 122	4 167	4 173	4 188	4 212
							4 281	4 296	4 326	4 347	4 350	4 377	4 392
							4 458	4 509	4 515	4 518	4 545	4 548	4 554
							4 614	4 677	4 731	4 785	4 899	5 091	5 112
							5 160	5 166	5 199	5 253	5 268	5 304	5 313
							5 367	5 391	5 394	5 445	5 544	5 562	5 595
							5 637	5 643	5 730	5 748	5 826	5 871	5 877
							5 892	5 916	5 985	6 000	6 030	6 051	6 054
							6 081	6 096	6 162	6 213	6 219	6 222	6 249
							6 252	6 258	6 318	6 381	6 435	6 489	6 603
							6 795	6 816					

## 6 EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PARA RECEPTORES OFDM

A nova técnica que será aqui proposta pode ser considerada um método complementar ao processo de estimação e compensação de canal por meio de interpolação ou de filtragem.

Através de simulações observou-se que as técnicas empregadas para estimar e compensar os *frames* OFDM são, muitas vezes, pouco eficientes quando submetidas a canais cujo comportamento é repleto de multipercursos e propagação Doppler. Outra deficiência observada é a incapacidade dessas técnicas em minimizar a incidência de erros nas subportadoras adjacentes daquelas que carregam símbolos piloto. Como já foi mostrado no Capítulo 5, tanto o *frame* do padrão japonês ISDB-T quanto o do padrão europeu DVB-T possuem portadoras – quando analisadas ao longo da direção do tempo – com um grande número de símbolos piloto intercalados. Esta regra está estabelecida de tal forma que a cada duas portadoras com ausência de sinais piloto ocorre uma com grande número desses sinais. Uma vez submetidas ao processo de interpolação pelo receptor, essas portadoras apresentam baixíssima ou nenhuma incidência de erros. A Figura 77 demonstra essa relação entre os sinais piloto nas portadoras após a etapa de interpolação na direção do tempo.

A Figura 78a mostra, em um exemplo prático, a constelação 64-QAM referente aos dados extraídos das portadoras em que ocorrem sinais piloto, ao passo que, na Figura 78b, é apresentada a constelação 64-QAM referente aos dados extraídos das portadoras em que não ocorrem sinais piloto. Em ambas as figuras os dados já foram estimados e compensados pelo método de interpolação linear.

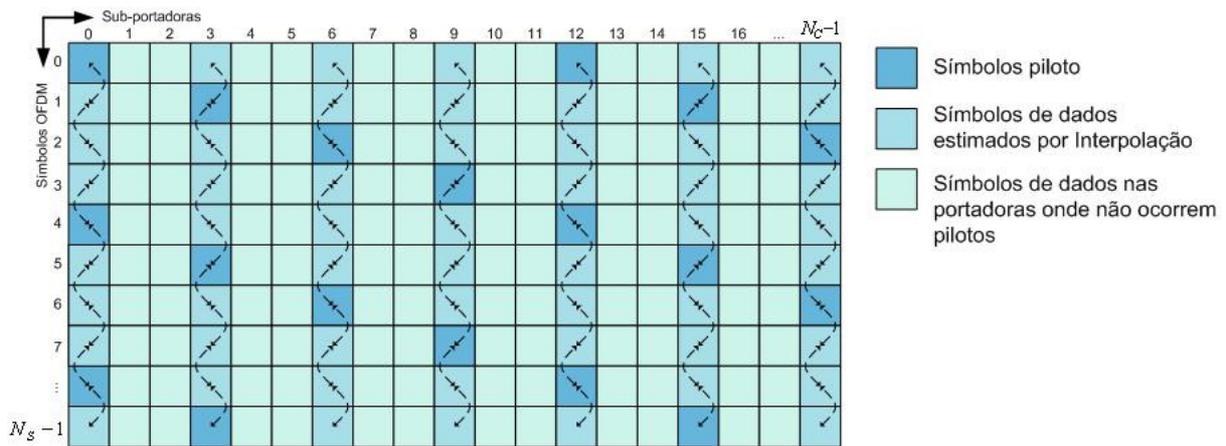


Figura 77 – Exemplo de um segmento síncrono em um frame OFDM do padrão ISDB-T.

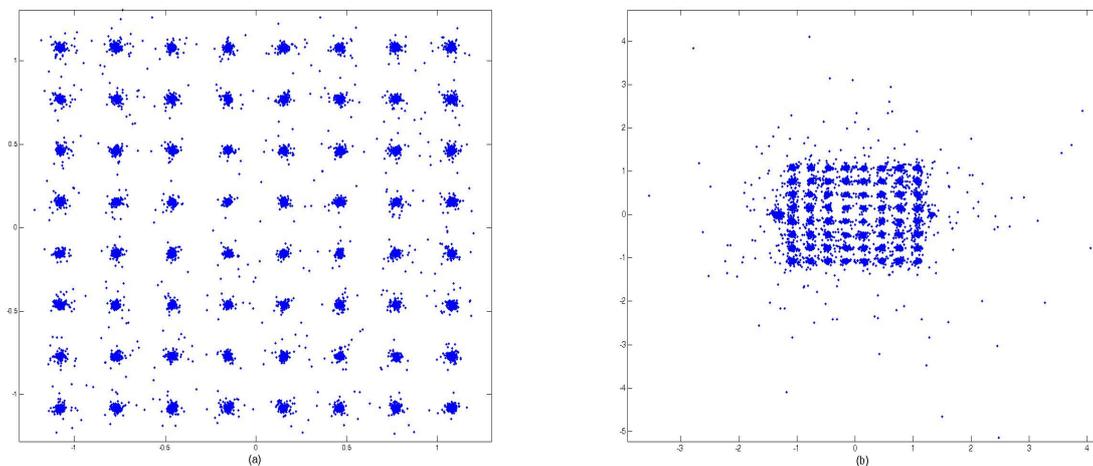


Figura 78 – (a) Constelação 64-QAM após interpolação linear nas portadoras em que ocorreram sinais piloto. (b) Constelação 64-QAM após interpolação linear nas portadoras em que não ocorreram sinais piloto.

Outra característica já apresentada no Capítulo 5 é que em algumas daquelas portadoras livres de sinais piloto ao longo do *frame* OFDM estão configurados sinais de controle – como TMCC, AC1 e AC2 (no padrão ISDB-T) e TPS (no padrão DVB-T). Esses sinais são modulados em BPSK ou DBPSK, os quais, por si só, possuem um alto grau de robustez que possibilita o entendimento dessas informações pelo receptor, de modo que, nessas portadoras, também não haverá necessidade de correção adicional.

A nova técnica de compensação proposta realiza uma estimação adicional naquelas portadoras livres de sinais piloto e que já foram previamente estimadas e compensadas por algum método de filtragem ou interpolação.

Como também já vimos, são várias as possibilidades de configuração do modo de transmissão para um *frame* OFDM nos sistemas citados. Para cada modo de transmissão podem existir diferentes tipos de modulação, as quais devem ser informadas ao receptor para sua correta demodulação. A nova técnica de compensação pode ser facilmente adaptada a essas modificações, bastando para isso, ser configurada de acordo com as informações do sinal transmitido.

## 6.1 O FUNCIONAMENTO EM FREQUÊNCIA

O novo método propõe uma etapa adicional à compensação do canal para minimizar os efeitos causados por multipercursos dinâmicos e por propagação Doppler nas  $Y_{n,i}^I$  amostras do *frame* em que não ocorrem sinais piloto, de forma a tornar verdadeira a relação de equivalência  $Y_{n,i}^H \approx S_{n,i}$ . A aplicação desse método se dá nessas condições uma vez que todas as informações sobre o canal armazenadas na grade de sinais piloto já foram utilizadas como referência para determinar  $Y_{n,i}^I$ , o que já é suficiente para a obtenção de resultados significativos naquelas portadoras em que ocorrem símbolos piloto.

O equalizador concorrente [8] descrito anteriormente é um algoritmo adaptativo *blind* de baixa complexidade e alta *performance* que cumpre perfeitamente a tarefa de encontrar a função de transferência residual do canal não compensada pela etapa anterior. A Figura 79 apresenta um diagrama em blocos da aplicação baseada na técnica de equalização concorrente para compensação do canal em cada subportadora de um *frame* OFDM.

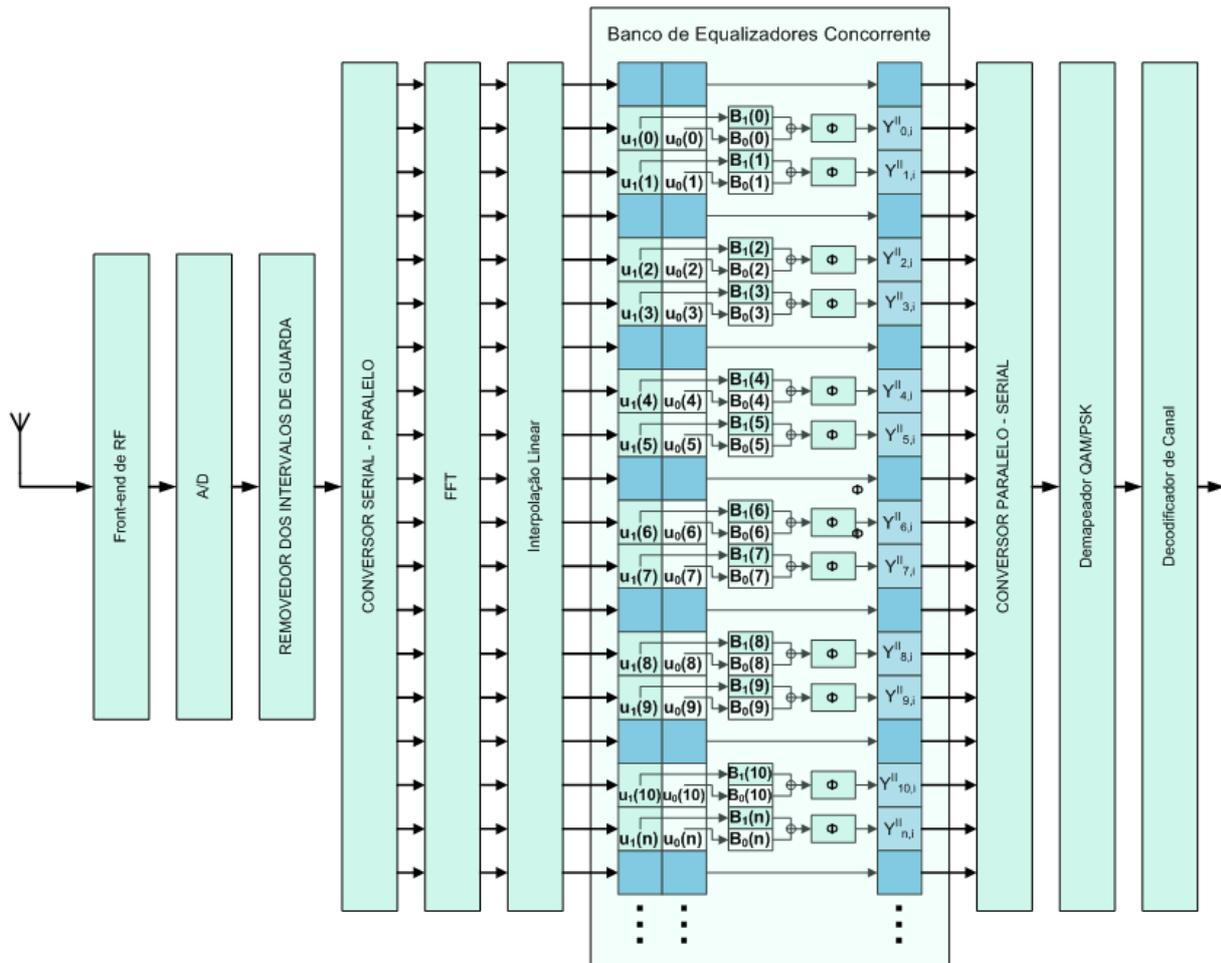


Figura 79 – Diagrama em blocos da técnica de equalização concorrente aplicada à desconvolução de canal em um *frame* OFDM.

Nessa figura, foi apresentado o esquema de compensação baseado em um banco de equalizadores concorrente espaçados de  $\frac{T}{N_c}$  com  $N_c$  equalizadores, no qual  $T$  é a duração de um símbolo OFDM,  $N_c$  é o número de subcanais (portadoras) em um símbolo OFDM e  $N_s$  é o número de símbolos OFDM em um *frame* OFDM.

Dado que o equalizador concorrente é um gradiente, cujo algoritmo de desconvolução é *blind*, cada bloco  $\Phi$  corrige uma possível multiplicação do vetor de pesos que poderá impor uma rotação a cada saída  $y$  em relação a sua constelação inicialmente transmitida.

O processo de equalização concorrente no domínio da frequência referenciado na Figura 79 pode ser descrito da seguinte forma: a sequência de amostras complexas em banda

base recebidas do canal a duas vezes ( $\frac{T}{2N_c}$ ) a taxa de amostragem da IFFT no transmissor – uma vez descartado o intervalo de guarda – é armazenada em dois *buffers* na entrada da FFT de tamanho  $N_c$ . Isto é, assumindo que todos os processos de sincronismo do sinal no receptor já estejam estabilizados, cada *buffer* de entrada armazena uma seqüência complexa de amostras espaçadas de  $\frac{T}{N_c}$ , que corresponde ao conjunto de amostras ímpares num *buffer* e ao conjunto de amostras pares no outro. É importante salientar que o *buffer* onde estão as amostras ímpares carrega informações a respeito dos multipercursos nos instantes em que ocorrem os ecos no sinal no domínio tempo.

Para o  $i^{\text{th}}$  símbolo OFDM recebido, a FFT lê os *buffers* referentes às amostras pares e ímpares e realiza a transformação dos sinais do domínio tempo para o da freqüência, armazenando essa grade superamostrada nas respectivas  $i^{\text{th}}$  colunas. Esse processo repete-se para todos os  $i^{\text{th}}$  símbolos OFDM recebidos ( $i = 0, \dots, N_s - 1$ ), armazenando, ao final, um *frame* OFDM superamostrado. A equação (57) é então aplicada na parte da grade superamostrada em que estão as amostras pares, de acordo com o processo descrito nos subcapítulos 2.3.1 e 2.3.2.

Após essa etapa, para cada coordenada  $(n, i)$  da grade, os regressores  $u_0$  e  $u_1$  – referindo-se a cada subportadora e sendo representados pelo vetor  $\underline{u} = [u_0 \ u_1]^T$  – são preenchidos por amostras espaçadas de  $\frac{T}{N_c}$ . No intervalo entre dois símbolos complexos espaçados por  $\frac{T}{N_c}$ , a posição  $u_0$  do *buffer*  $\underline{u}$  carrega os sinais onde estão armazenados os  $n^{\text{th}}$  ecos de cada subportadora. A posição  $u_1$  do *buffer*  $\underline{u}$  armazena os símbolos complexos IQ previamente compensados obtidos em (57).

Para as  $n^{\text{th}}$  subportadoras dos  $i^{\text{th}}$  símbolos OFDM recebidos, a saída após a etapa de equalização concorrente é  $Y_{n,i}'' = \underline{u}^T \underline{B} = u_0 B_0 + u_1 B_1$ , onde  $\underline{B} = [B_0 \ B_1]^T$  é o vetor que representa os coeficientes do filtro do equalizador. A cada iteração  $i$ , o coeficiente  $B_0$  é adaptativamente ajustado de forma que a quantidade de eco  $u_0 B_0$  cancele a interferência intersimbólica ocasionada pela componente de eco presente em  $u_1 B_1$  conduzindo  $u_0 B_0 + u_1 B_1$

próximo de  $S_{n,i}$ . Simultaneamente, o coeficiente  $B_1$  é adaptativamente ajustado para que  $\frac{H_{n,i}}{\hat{H}_{n,i}b_1} \rightarrow 1$ , conduzindo também  $u_0B_0 + u_1B_1$  próximo de  $S_{n,i}$ . Após a recepção de um número suficiente de símbolos OFDM, desde que o vetor  $\underline{B}$  continue se adaptando a cada iteração, o resultado final será  $Y_{n,i}'' = u_0B_0 + u_1B_1 \approx S_{n,i}$ .

Uma vez que o equalizador concorrente é um gradiente baseado em um algoritmo de desconvolução *blind*, o resultado para  $Y_{n,i}''$  pode ser representado na forma:

$$Y_{n,i}'' \approx S_{n,i}e^{j\varphi} \quad (80)$$

onde  $\varphi \in \Phi$ ,  $\Phi = \{0^\circ, 90^\circ, -90^\circ, 180^\circ\}$ , tal que  $Y_{n,i}''$  resulta na constelação IQ que pode sofrer uma correção na sua rotação após a convergência do algoritmo de  $\varphi$ , quando a condição a seguir for atendida.

$$Y_{n,i}'' = \begin{cases} y & \text{if } -45 < \theta < 45 \\ -jy & \text{if } 45 \leq \theta < 90 \\ jy & \text{if } -90 < \theta \leq -45 \\ -y & \text{if } 90 \leq \theta \leq -90 \end{cases} \quad (81)$$

onde,  $j = \sqrt{-1}$ ,  $\arg\{\cdot\}$  é o operador que retorna o argumento do ângulo e  $\theta = \arg\left(\sum_{i=0}^{N_s-1} \underline{B}(i)\right)$  é calculado ao final de cada *frame* recebido.

O processo adaptativo que ajusta o vetor de pesos  $\underline{B}$  a cada iteração está baseado em [8] e seu objetivo é executar a minimização do gradiente estocástico da função de custo do equalizador concorrente para cada  $n^{\text{th}}$  subportadoras da grade superamostrada de acordo com a Tabela 28.

Tabela 28 – Processo adaptativo aplicado em cada  $n^{\text{th}}$  equalizador concorrente superamostrado na direção do tempo

Passos	Etapas para o equalizador concorrente no domínio freqüência
1	$i = 0$ $\underline{B}(0) = \underline{B}_{Final\_do\_frame\_anterior}$ $\underline{u}(0) = \begin{bmatrix} Y_{n,i\_odd}^I \\ Y_{n,i\_even}^I \end{bmatrix}$
2	$y(i) = \underline{B}^T(i)\underline{u}(i)$
3	$\underline{B}(i+1) = \underline{B}(i) + \eta_{CMA} y(i) (\gamma -  y(i) ^2) \underline{u}^*(i)$
4	$\tilde{y}(i) = \underline{B}^T(i+1)\underline{u}(i)$
5	$D(i) = \begin{cases} 0 & \text{if } Q\{y(i)\} = Q\{\tilde{y}(i)\} \\ 1 & \text{if } Q\{y(i)\} \neq Q\{\tilde{y}(i)\} \end{cases}$
6	$\underline{B}(i+1) = \underline{B}(i+1) + \eta_{DD} [1 - D(i)] [Q\{y(i)\} - y(i)] \underline{u}^*(i)$
7	$Y_{n,i}^{II} = \tilde{y}(i)$
8	$i = i + 1$
9	Se $i < N_s$ , ir para o passo 2, caso contrário, ir para o passo 1.

O contador de símbolo OFDM  $i$  é reiniciado para  $i = 0$  a cada novo *frame* OFDM para que seja compensado pelo processo. Quando  $i = 0$ , o vetor  $\underline{B} = [B_0 \ B_1]^T$  é iniciado com o valor do vetor  $\underline{B}$  resultante do processo de equalização concorrente do *frame* anterior,

exceto para o primeiro *frame*, que é iniciado com  $\underline{B}(0) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} + j0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} + j0 \end{bmatrix}$ .  $Q\{\cdot\}$  é o operador que

retorna o símbolo quantizado da constelação que possui a menor distância euclidiana para o argumento.

## 7 RESULTADOS

Objetivando implementar e avaliar de forma prática a nova técnica de equalização concorrente no domínio frequência para *frames* OFDM, fez-se necessário o desenvolvimento de ferramentas para a simulação da transmissão, para a emulação dos efeitos do canal e para a recepção, como pode-se ver na Figura 80.



Figura 80 – Diagrama em blocos que apresenta as três ferramentas desenvolvidas para a realização das simulações.

### 7.1 TRANSMISSOR

A ferramenta de simulação desenvolvida para o transmissor simula todos os blocos que estão descritos na norma para o sistema de TV digital japonês ISDB-T, que foi desenvolvido por nossa equipe da PUCRS como parte do projeto do Sistema Brasileiro de TV Digital (SBTVD).

O simulador foi configurado para operar de acordo com a Tabela 29.

Tabela 29 – Parâmetros de simulação para o transmissor ISDB-T

<b>Parâmetros</b>	<b>Especificações</b>
ISDB-T Modo de transmissão	1(2K)
Número de portadoras	1405
Duração do símbolo OFDM	252 $\mu$ s
Intervalo de guarda	1/4(63 $\mu$ s ou 512 amostras)
Constelação	64-QAM

Visando a eliminar interferências intersimbólicas, o tamanho do intervalo de guarda é definido de forma que seja maior que a máxima propagação de atraso do canal. Assim, com base na Tabela 4 ou 5 – aquela que define o modelo para o canal Brasil B, o qual possui o maior atraso dentre todos os modelos de canais apresentados no Capítulo 3 (+12.7 $\mu$ s) – e com o período elementar calculado na equação (82) para um canal de 6MHz,

$$T = \frac{252\mu s}{2048} = 0.12305\mu s \quad (82)$$

o tamanho mínimo para o intervalo de guarda deve ser de  $\frac{12.7\mu s}{T} = 103$  símbolos. De posse desse resultado, adotou-se um intervalo de guarda cuja duração corresponde a um quarto do período de um símbolo OFDM no modo 1 de transmissão (512 símbolos ou 63 $\mu$ s).

Após a construção do *frame* OFDM, ele é submetido a uma IFFT que transforma o sinal do domínio freqüência para o domínio tempo, onde é inserido o intervalo de guarda, como descrito anteriormente. Este sinal (salvo em um arquivo binário) está pronto para ser lido pelo simulador de canal.

## 7.2 SIMULADOR DE CANAL

Podemos definir o processo de simulação de canal como um bloco que realiza a convolução das respostas impulsivas dos canais apresentados com o sinal gerado no transmissor. Além do processo de convolução, o simulador de canal pode inserir componentes de ruído gaussiano com as mais diferentes intensidades de forma que possibilite analisar o desempenho dos sistemas com os mais variados níveis de ruído.

Para todos os resultados que serão aqui apresentados o processo de simulação de canal foi realizado convoluindo todas as respostas impulsivas dos canais apresentados no Capítulo 3 pela saída das amostras complexas superamostradas a uma taxa que é o dobro da taxa de símbolos do sistema. Após o processo de convolução, as amostras são somadas a componentes de ruído gaussiano, cujas faixas de valores variam de 10dB a 50dB, a um passo de 2.5dB para cada processo de simulação. Com isso, para cada modelo de canal ao qual o sinal é submetido, o receptor será testado 17 vezes, fornecendo como resultado gráficos com 17 pontos de avaliação para SER.

### 7.3 RECEPTOR

O receptor foi construído especialmente para comparar o desempenho da nova técnica proposta e o desempenho das técnicas tradicionalmente utilizadas (interpolação linear e interpolação por filtro de Wiener) na recepção dos *frames* OFDM. Para essa comparação, quatro diferentes arranjos foram avaliados, como pode ser visto nas figuras 81, 82, 83 e 84.

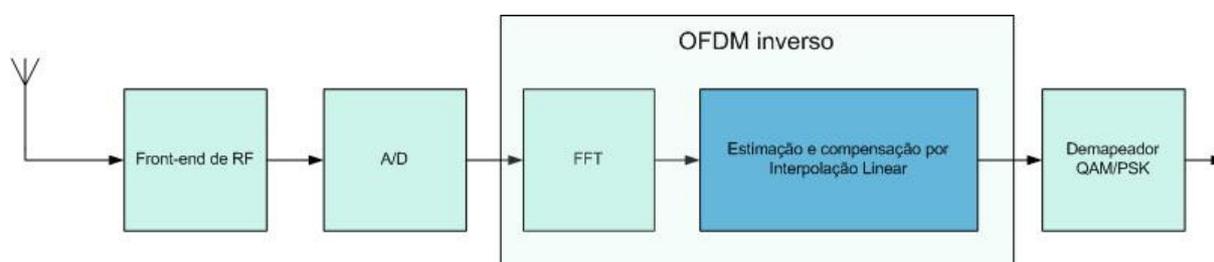


Figura 81 – Diagrama em blocos do receptor com a etapa de estimação e compensação de canal por interpolação linear.

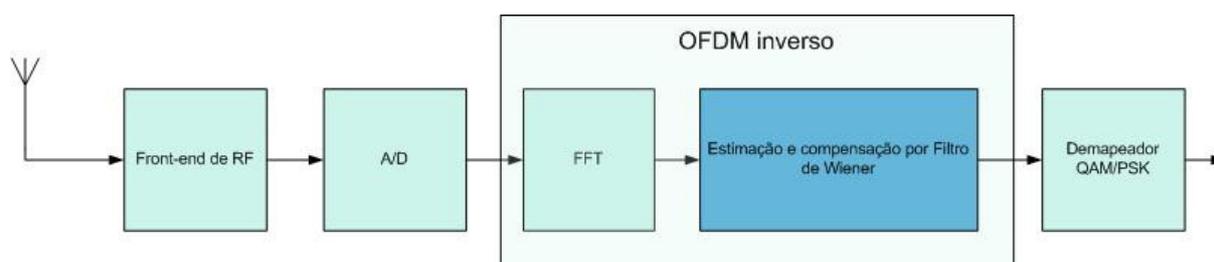


Figura 82 –Diagrama em blocos do receptor com a etapa de estimação e compensação de canal por interpolação com filtro de Wiener.

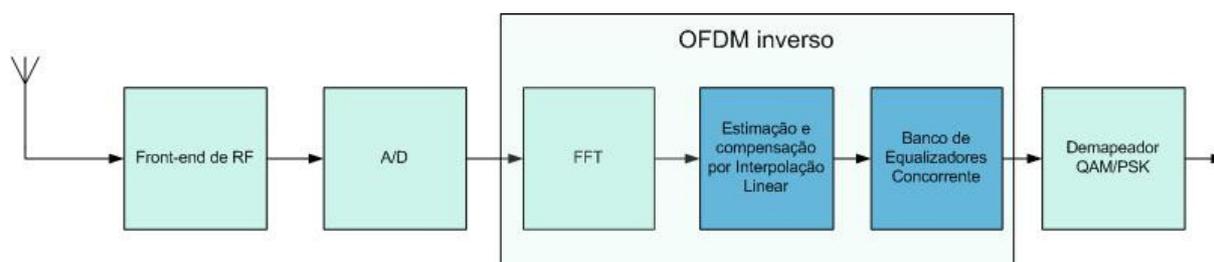


Figura 83 –Diagrama em blocos do receptor com a etapa de estimação e compensação de canal por interpolação linear seguida de um banco de equalizadores concorrentes.

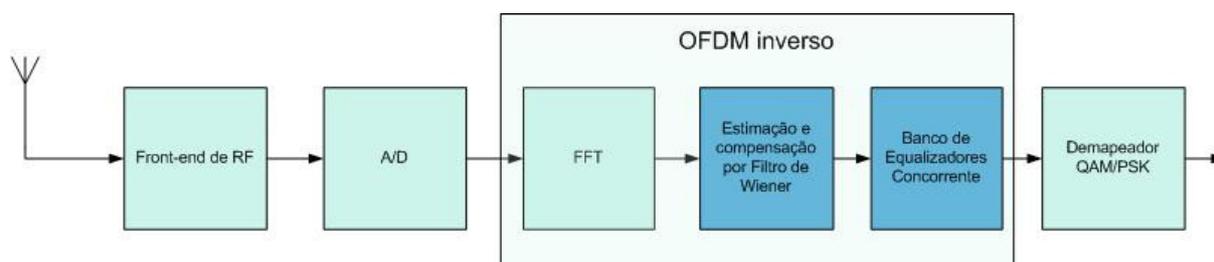


Figura 84 –Diagrama em blocos do receptor com a etapa de estimação e compensação de canal por interpolação com filtro de Wiener seguida de um banco de equalizadores concorrentes.

## 7.4 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

### 7.4.1 Ambiente de simulação

Os resultados da simulação que serão aqui apresentados foram obtidos sob as seguintes condições: o transmissor gerou, a partir de um arquivo binário contendo amostras complexas referentes à modulação 64-QAM (amostras de dados “úteis”), um sinal de amostras complexas no domínio do tempo pertinentes a sua saída do transmissor. O número de amostras no arquivo de entrada é o necessário para a transmissão de 200 *frames* OFDM no modo de transmissão 1 do sistema japonês ISDB-T. Então, dado que um símbolo OFDM para este modo de transmissão possui 1248 símbolos de dados “úteis”, e um *frame* possui 204 símbolos OFDM, o arquivo contém  $200 \times 1248 \times 204 = 50918400$  amostras.

Quando este arquivo é lido e processado pelo transmissor, será gerado na sua saída um sinal no tempo com 200 *frames* com seus respectivos intervalos de guarda. Assim, o número

de amostras na saída do transmissor para um intervalo de guarda de 512 amostras será  $200 \times 204 \times (2048 + 512) = 104448000$  amostras.

Depois de gerado o arquivo com os sinais no tempo na saída do transmissor, ele é submetido a um processo de superamostragem, onde é intercalado com amostras nulas. Esse arquivo é então submetido ao bloco simulador de canal que realiza a convolução desse sinal com a resposta impulsiva do modelo de canal utilizado e, em seguida, são somados a ele componentes de ruído gaussiano cujos valores são determinados como especificado anteriormente.

Uma vez que este sinal esteja salvo em um arquivo na saída do bloco do simulador de canal ele é submetido ao receptor que irá testá-lo nas quatro configurações especificadas.

#### **7.4.2 Resultados**

Serão apresentados os resultados de simulação para o receptor desenvolvido para avaliar o desempenho da nova técnica de estimação e compensação de canal. Foram testados doze modelos de canais, sendo sete modelos de canais Brasil e cinco modelos de canais SPIB, como foram detalhados no Capítulo 3. As curvas nas cores azul e vermelho representam, respectivamente, os resultados obtidos com uma etapa de interpolação linear seguida da equalização concorrente em frequência e a interpolação por filtro de Wiener seguida da equalização concorrente em frequência. Já as curvas nas cores preto contínuo e preto tracejado representam, respectivamente, os processos clássicos de estimação e compensação de canal por filtro de Wiener e interpolação linear.

Analisando a Figura 85, para o modelo de canal Brasil A estático com as quatro configurações utilizadas no receptor, percebe-se que a curva em azul atinge um valor de SER zero com uma relação sinal-ruído de 25dB e que a curva em vermelho alcança o mesmo valor em 27.5dB. Até o último valor da relação sinal-ruído avaliado (50dB), os resultados representados pelas curvas em preto contínuo e preto tracejado não conseguiram atingir o valor de SER zero.

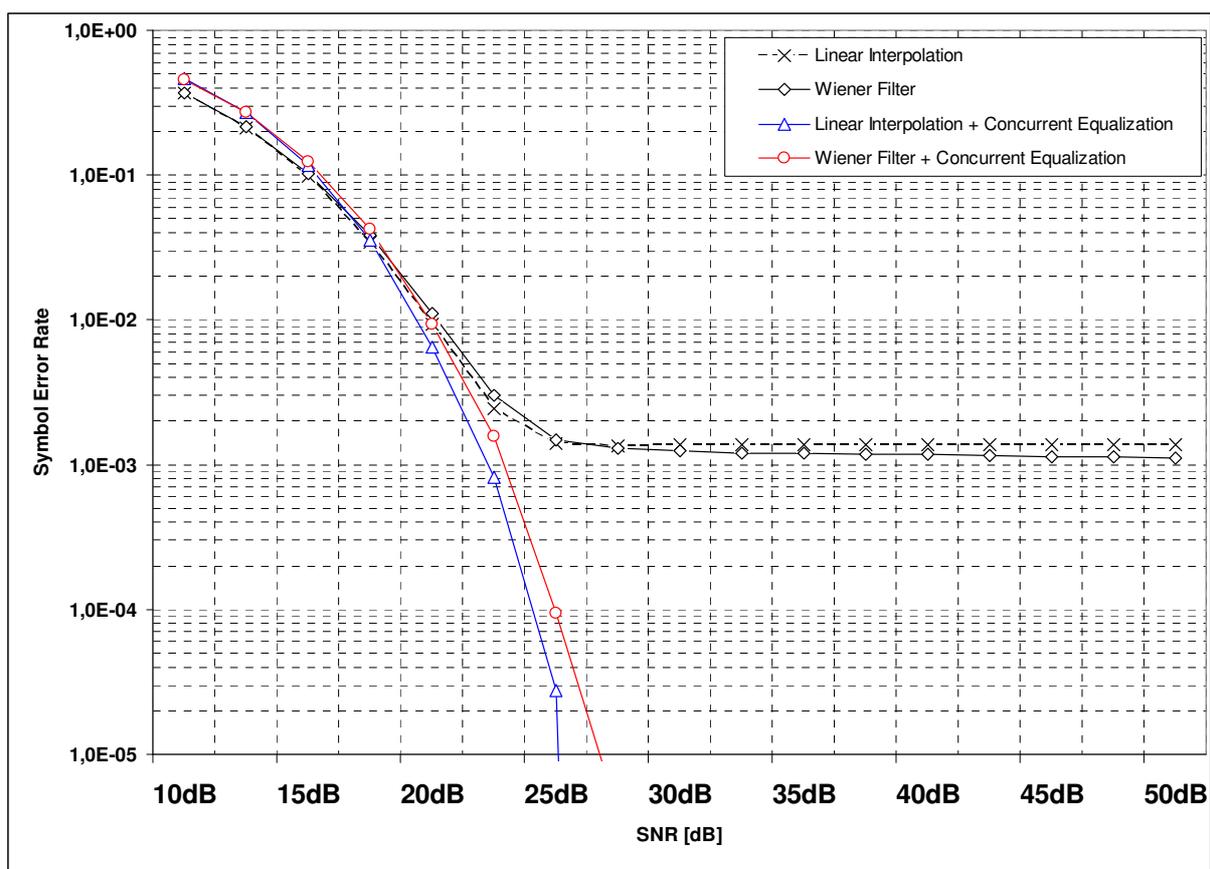


Figura 85 – Resultados da estimação e compensação do canal Brasil A estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$ .

Analisando a Figura 86, para o modelo de canal Brasil A móvel com Doppler no segundo caminho de 100 Hz com as quatro configurações utilizadas no receptor, percebe-se que a curva em azul atinge um valor de SER zero com uma relação sinal-ruído de 27.5dB e que a curva em vermelho alcança o mesmo valor em 30dB. Até o último valor da relação sinal-ruído avaliado (50dB), os resultados representados pelas curvas em preto contínuo e preto tracejado não conseguiram atingir o valor de SER zero.

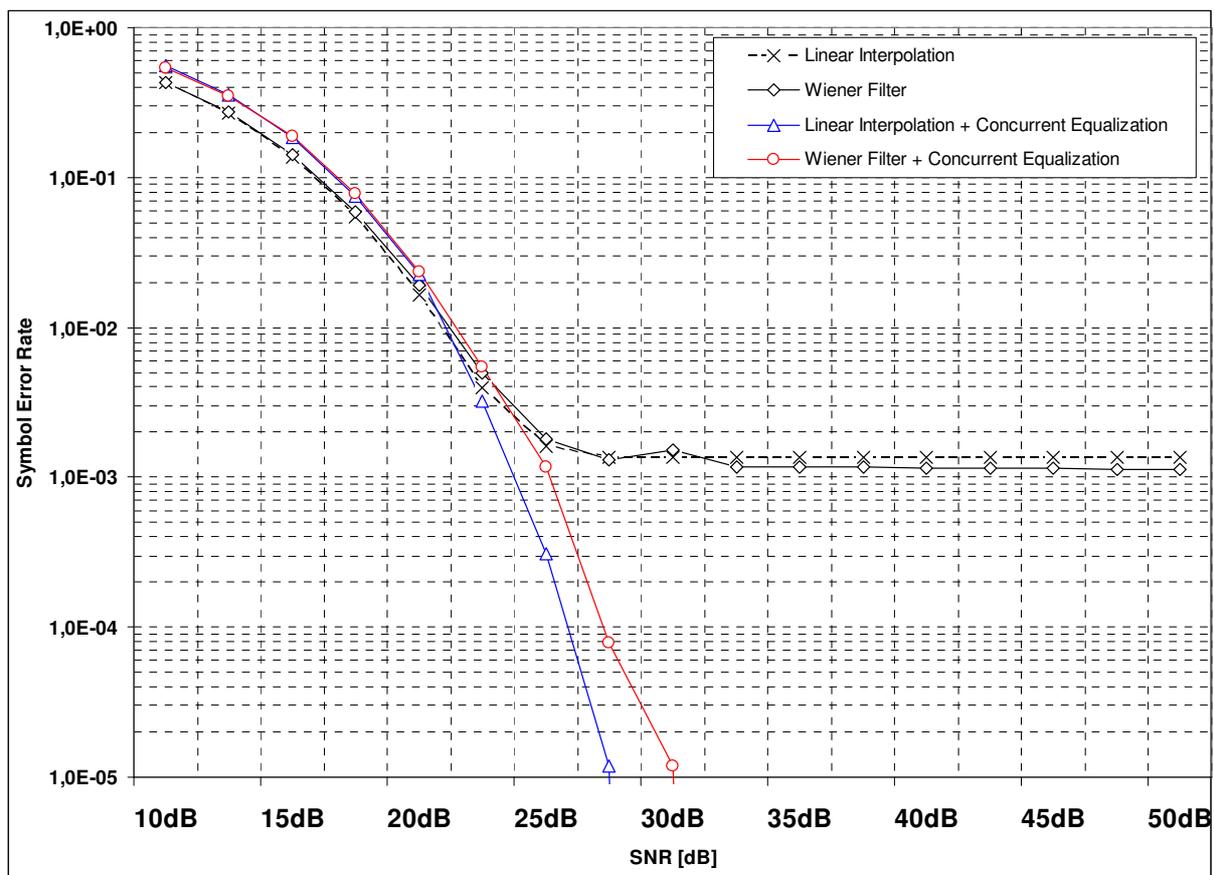


Figura 86 – Resultados da estimação e compensação do canal Brasil A móvel com Doppler no segundo caminho de 100 Hz após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica proposta com

$$\eta_{\text{CMA}} = 0.097 \text{ e } \eta_{\text{DD}} = 0.1262 .$$

Analisando a Figura 87, para o modelo de canal Brasil B estático com as quatro configurações utilizadas no receptor, verifica-se que tanto a curva em azul quanto a curva em vermelho atingem um valor de SER zero com uma relação sinal-ruído de 47.5dB. Os resultados representados pelas curvas em preto contínuo e preto tracejado atingem SER zero em 50dB.

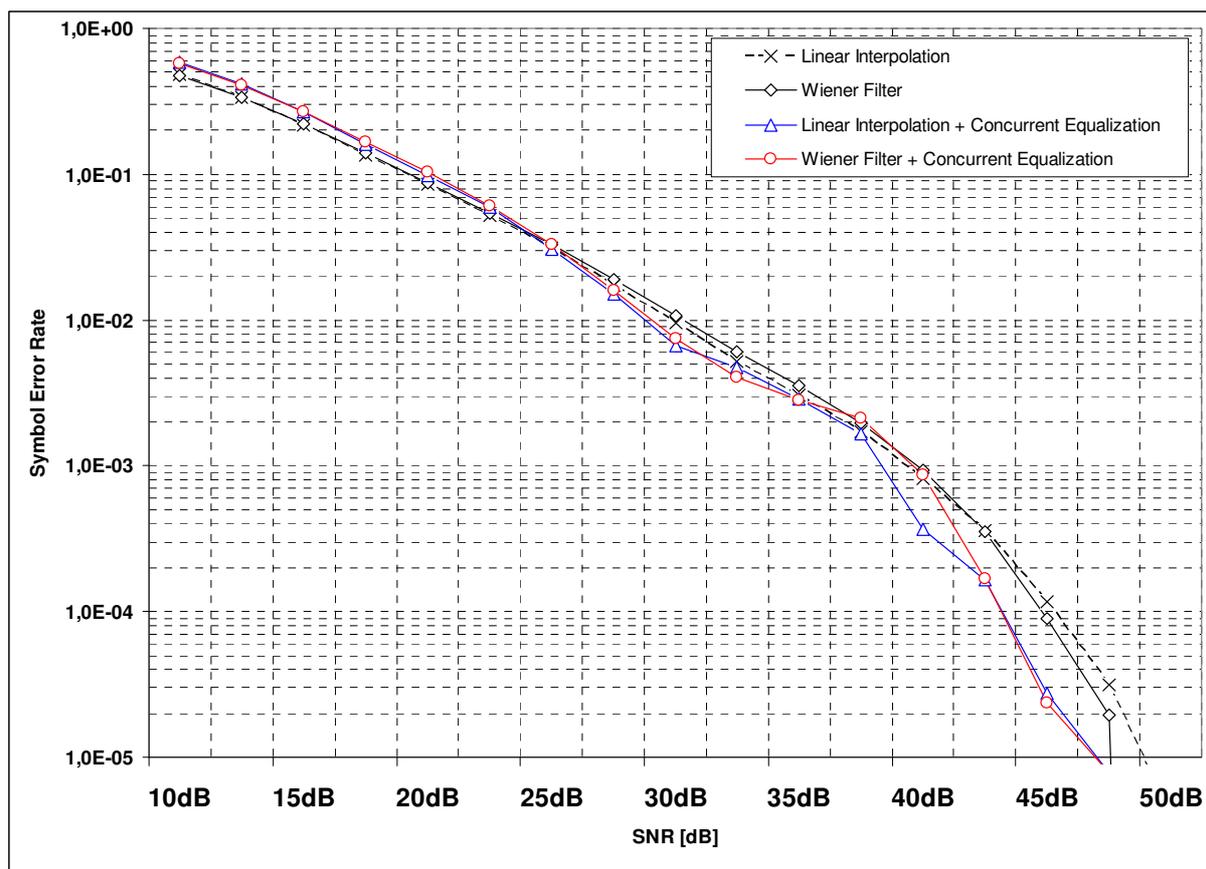


Figura 87 – Resultados da estimação e compensação do canal Brasil B estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$ .

A Figura 88 apresenta a SER para o modelo de canal Brasil B móvel com frequência Doppler de 10 Hz no terceiro caminho com as quatro configurações utilizadas no receptor. Observe que a curva em azul apresenta SER menor que as demais a partir de 37.5dB.

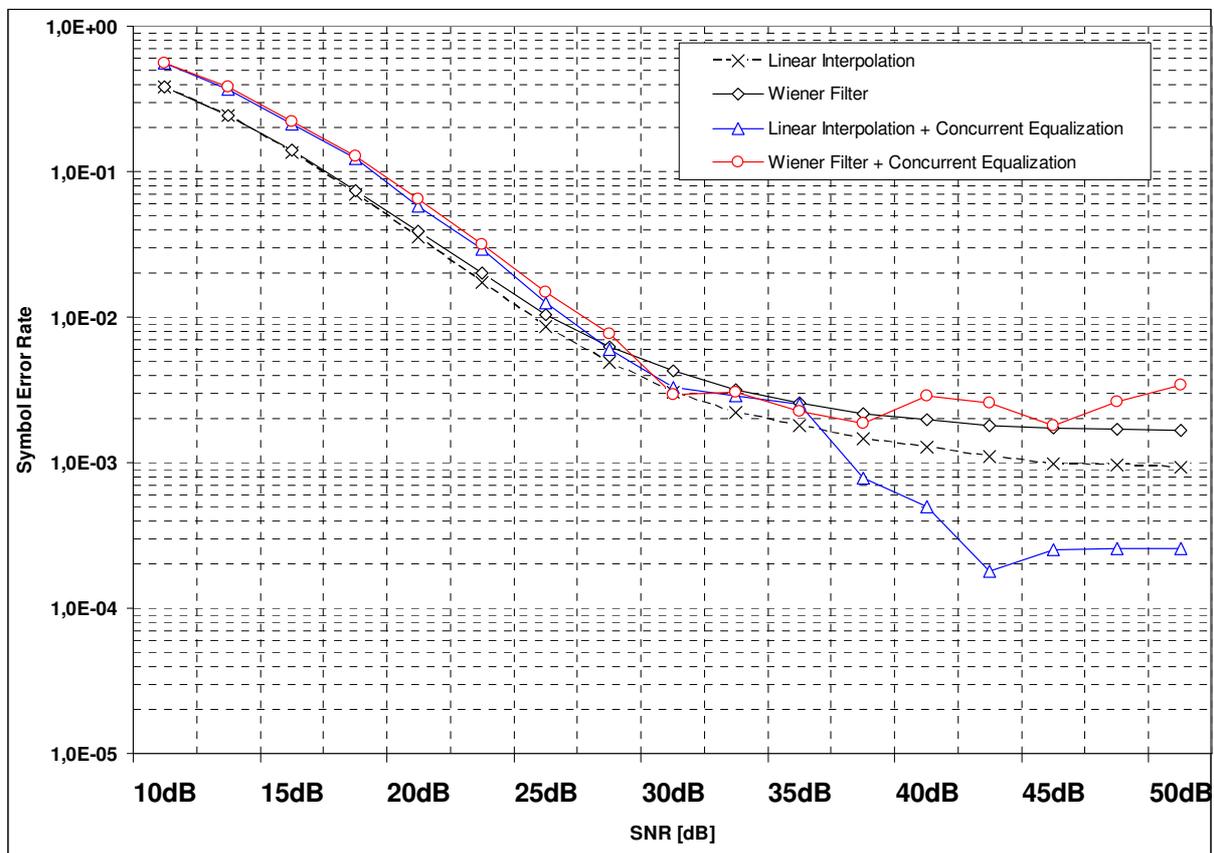


Figura 88 – Resultados da estimação e compensação do canal Brasil B móvel com Doppler no terceiro caminho de 10 Hz após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica proposta com

$$\eta_{\text{CMA}} = 0.097 \text{ e } \eta_{\text{DD}} = 0.1262 .$$

A Figura 89 apresenta a SER para o modelo de canal Brasil D móvel com frequência Doppler de 10 Hz no caminho principal com as quatro configurações utilizadas no receptor. Observe que as curvas em azul e vermelho apresentam desempenhos muito semelhantes a partir de 27.5dB e possuem valores para SER inferiores às demais curvas a partir desta SNR.

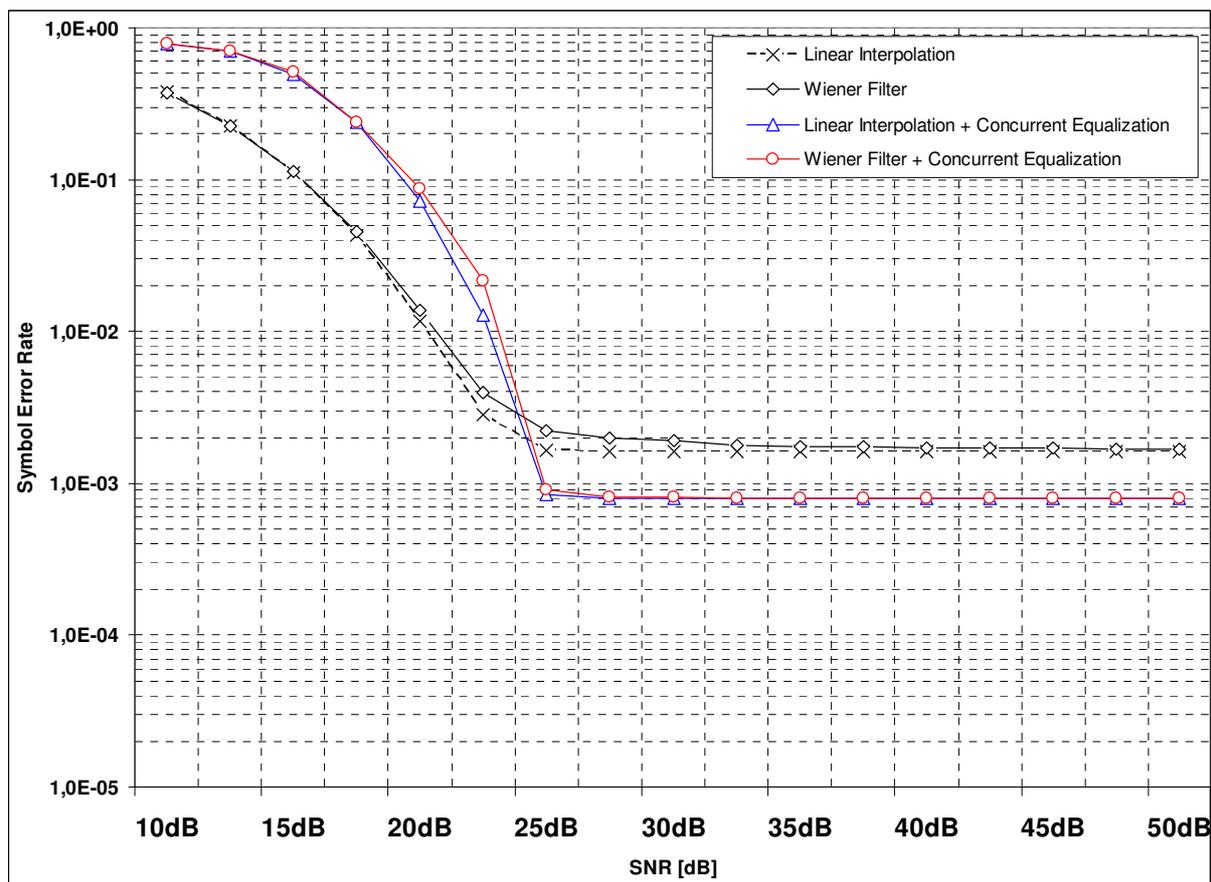


Figura 89 – Resultados da estimação e compensação do canal Brasil D móvel com Doppler no caminho principal de 10 Hz após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica proposta com

$$\eta_{\text{CMA}} = 0.097 \text{ e } \eta_{\text{DD}} = 0.1262 .$$

A Figura 90 apresenta a SER para o modelo de canal Brasil E estático com as quatro configurações utilizadas no receptor. Observe que todas as curvas apresentam desempenhos muito semelhantes ao longo de toda a faixa de avaliação, havendo uma diferenciação a partir da faixa de SNR de 45dB.

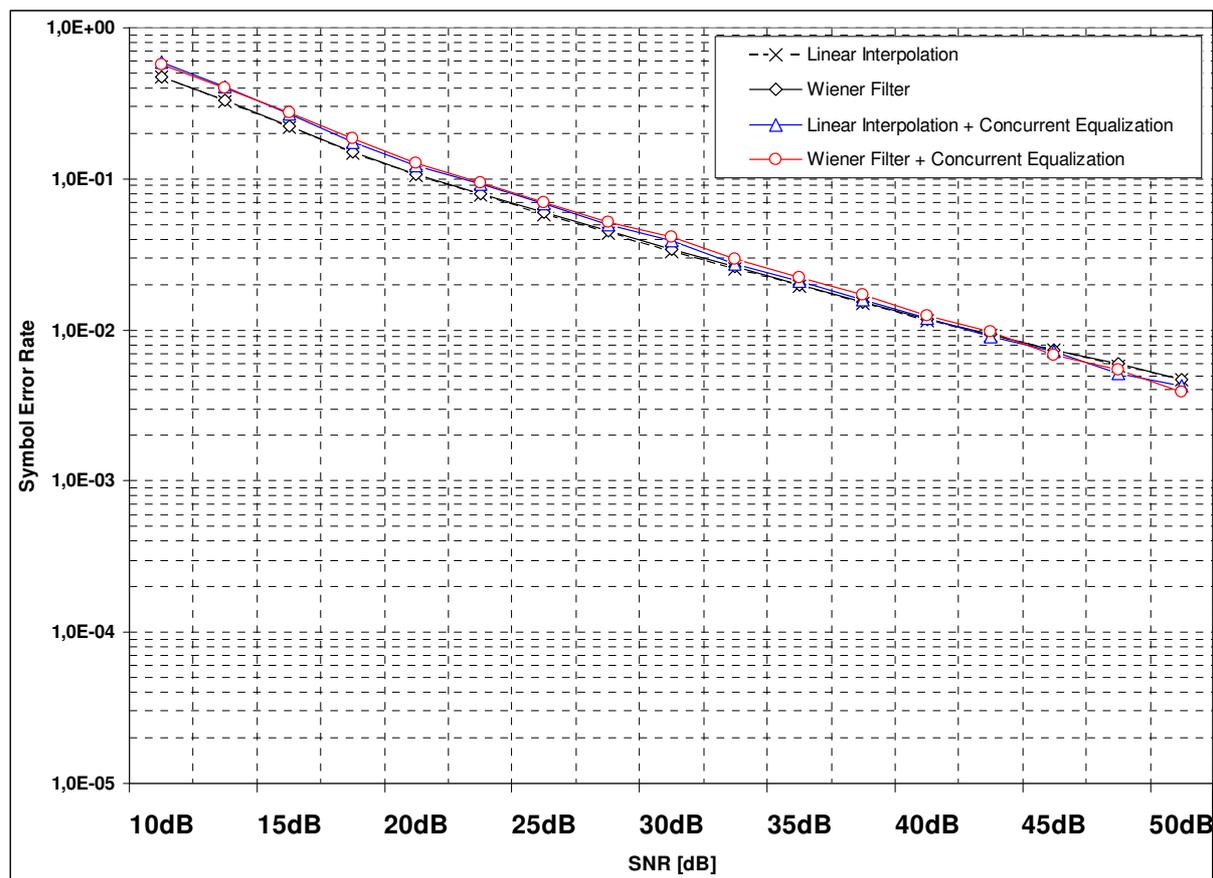


Figura 90 – Resultados da estimação e compensação do canal Brasil E estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$ .

A Figura 91 apresenta a SER para o modelo de canal Brasil E móvel com frequência Doppler de 10 Hz no terceiro caminho com as quatro configurações utilizadas no receptor. Percebe-se um desempenho similar entre todas as faixas até uma SNR de 37.5dB. A partir deste valor, as curva em azul e preto tracejado se diferenciam das demais com um valor inferior de SER.

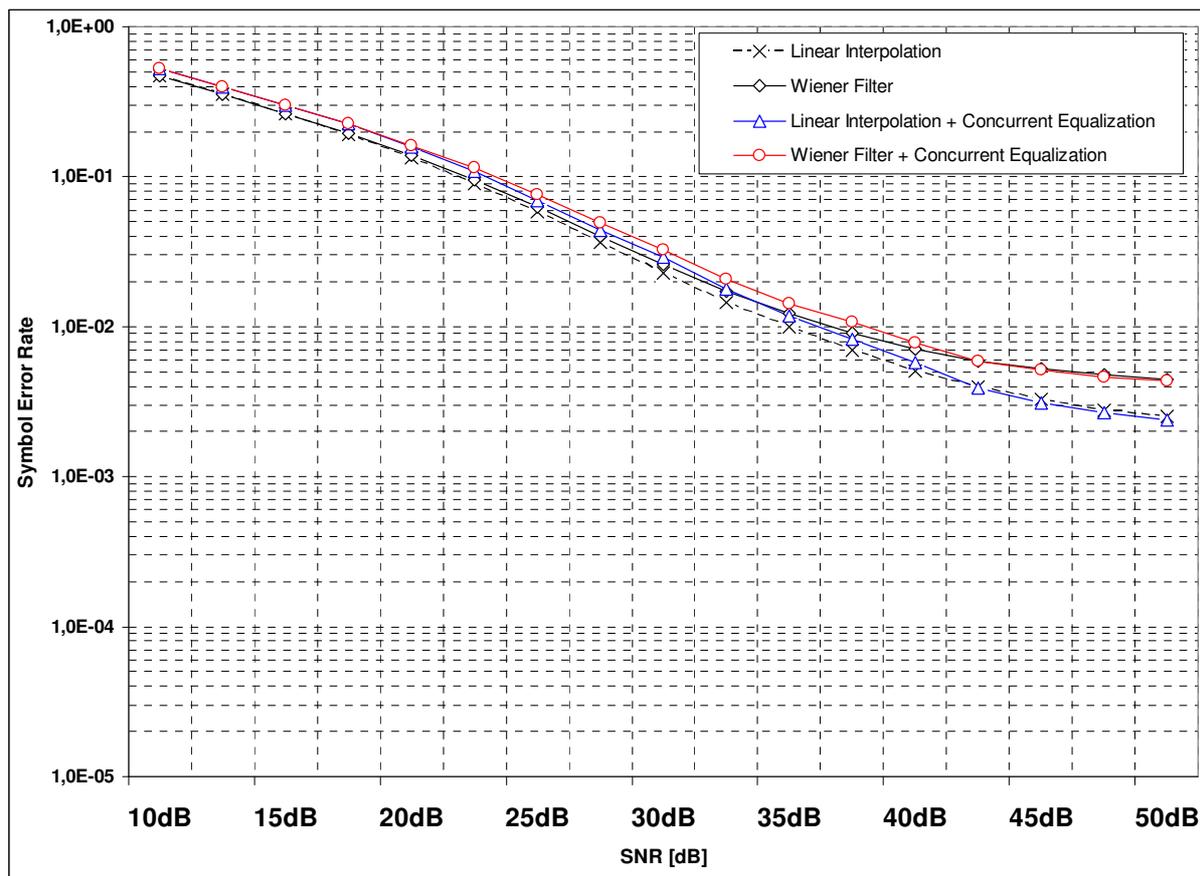


Figura 91 – Resultados da estimação e compensação do canal Brasil E móvel com Doppler de 10 Hz no terceiro caminho após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica proposta com

$$\eta_{\text{CMA}} = 0.097 \text{ e } \eta_{\text{DD}} = 0.1262 .$$

Analisando a Figura 92, para o modelo de canal SPIB 1 estático com as quatro configurações utilizadas no receptor, percebe-se que a curva em azul atinge um valor de SER zero com uma relação sinal-ruído de 35dB. Até o último valor da relação sinal-ruído avaliado (50dB), os resultados representados pelas curvas em vermelho, preto contínuo e preto tracejado não conseguiram atingir o valor de SER zero.

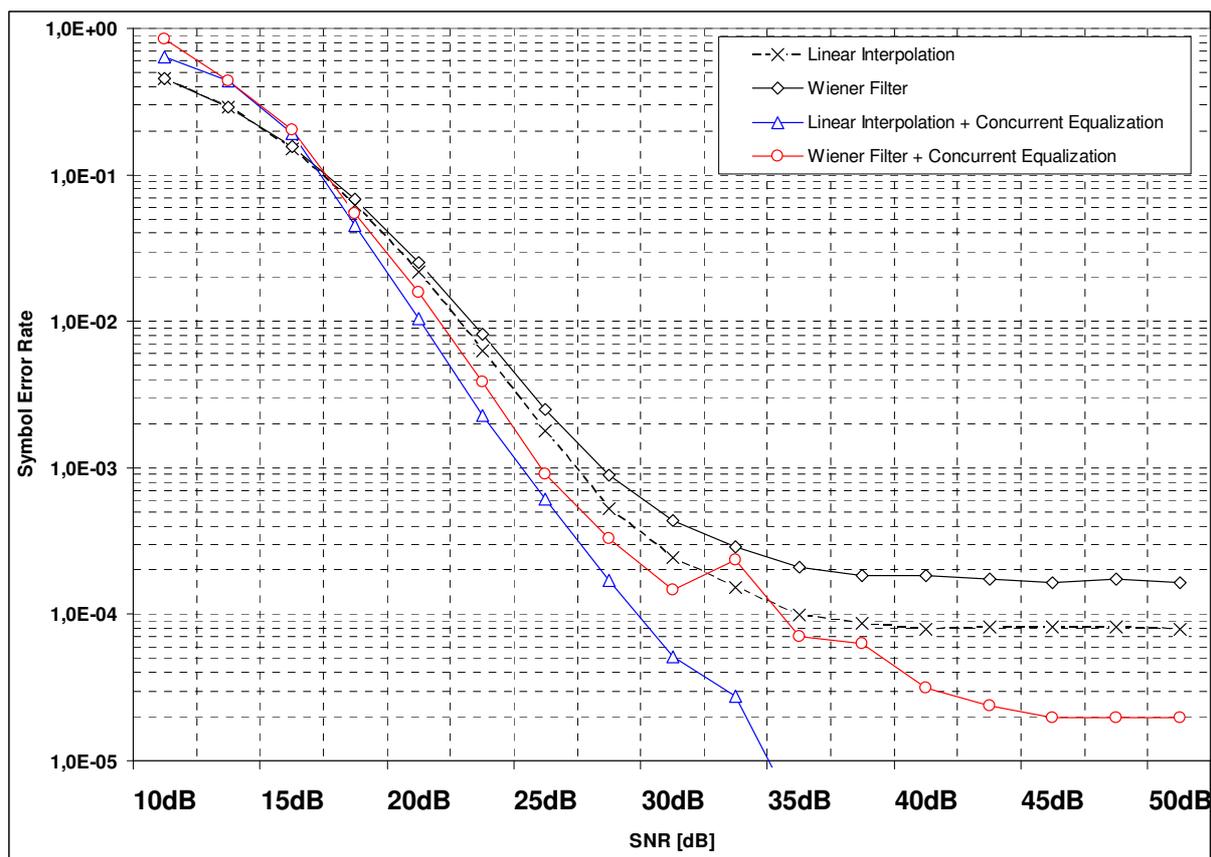


Figura 92 – Resultados da estimação e compensação do canal SPIB 1 estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com  $\eta_{CMA} = 0.097$  e  $\eta_{DD} = 0.1262$ .

A Figura 93 apresenta a SER para o modelo de canal SPIB 2 estático com as quatro configurações utilizadas no receptor. Observe que a curva em azul possui melhor desempenho em relação às demais a partir de 17.5dB. Outro ponto importante a ser destacado é o comportamento “anômalo” do processo representado pela curva em vermelho, o qual resulta da quebra na relação de ortogonalidade entre as subportadoras após a estimação e compensação de canal pelo processo de Wiener.

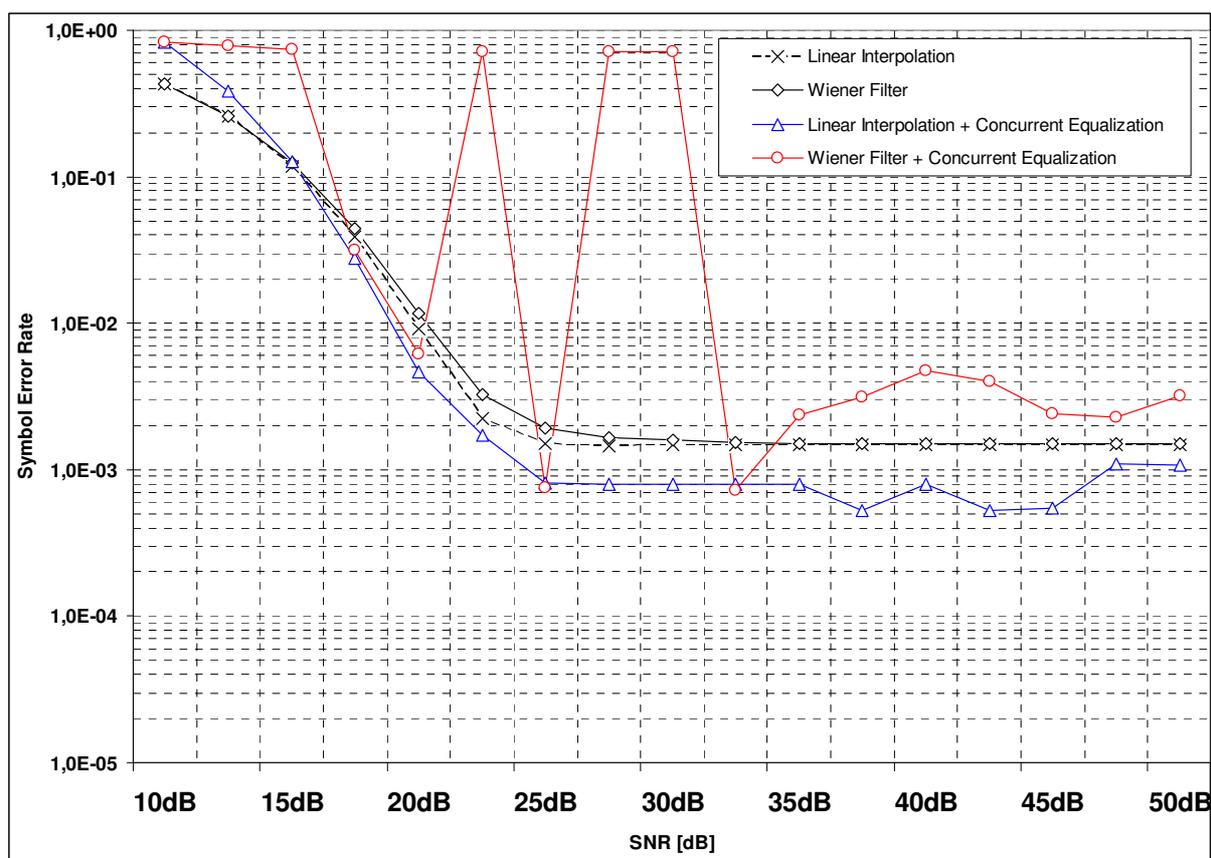


Figura 93 – Resultados da estimação e compensação do canal SPIB 2 estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$ .

A Figura 94 apresenta a SER para o modelo de canal SPIB 3 estático com as quatro configurações utilizadas no receptor. Observe que a curva em azul possui melhor desempenho em relação às demais a partir de 32.5dB.

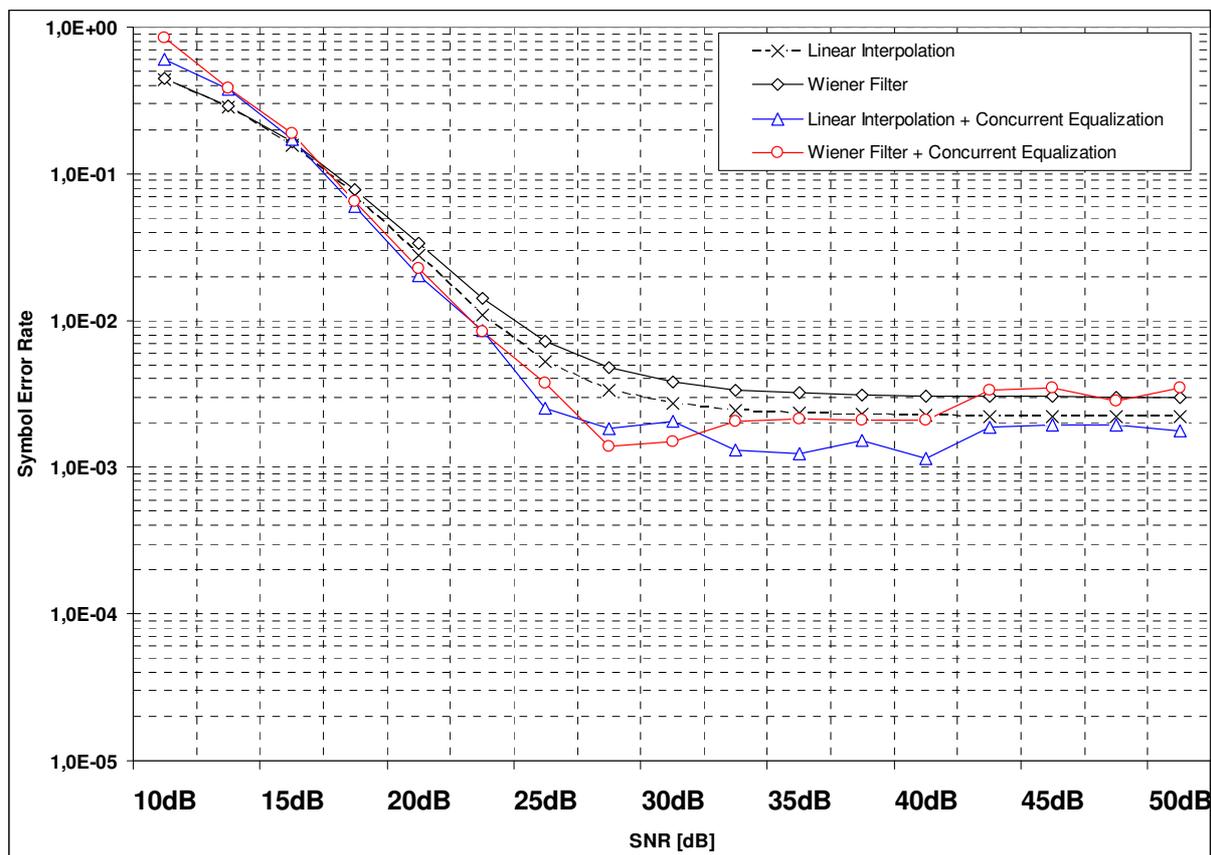


Figura 94 – Resultados da estimação e compensação do canal SPIB 3 estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$ .

Analisando a Figura 95, para o modelo de canal SPIB 5 estático com as quatro configurações utilizadas no receptor, percebe-se que a curva em azul atinge um valor de SER zero com uma relação sinal-ruído de 22.5dB e que a curva em vermelho alcança o mesmo valor em 27.5dB. Até o último valor da relação sinal-ruído avaliado (50dB), os resultados representados pelas curvas em preto contínuo e preto tracejado não conseguiram atingir o valor de SER zero.

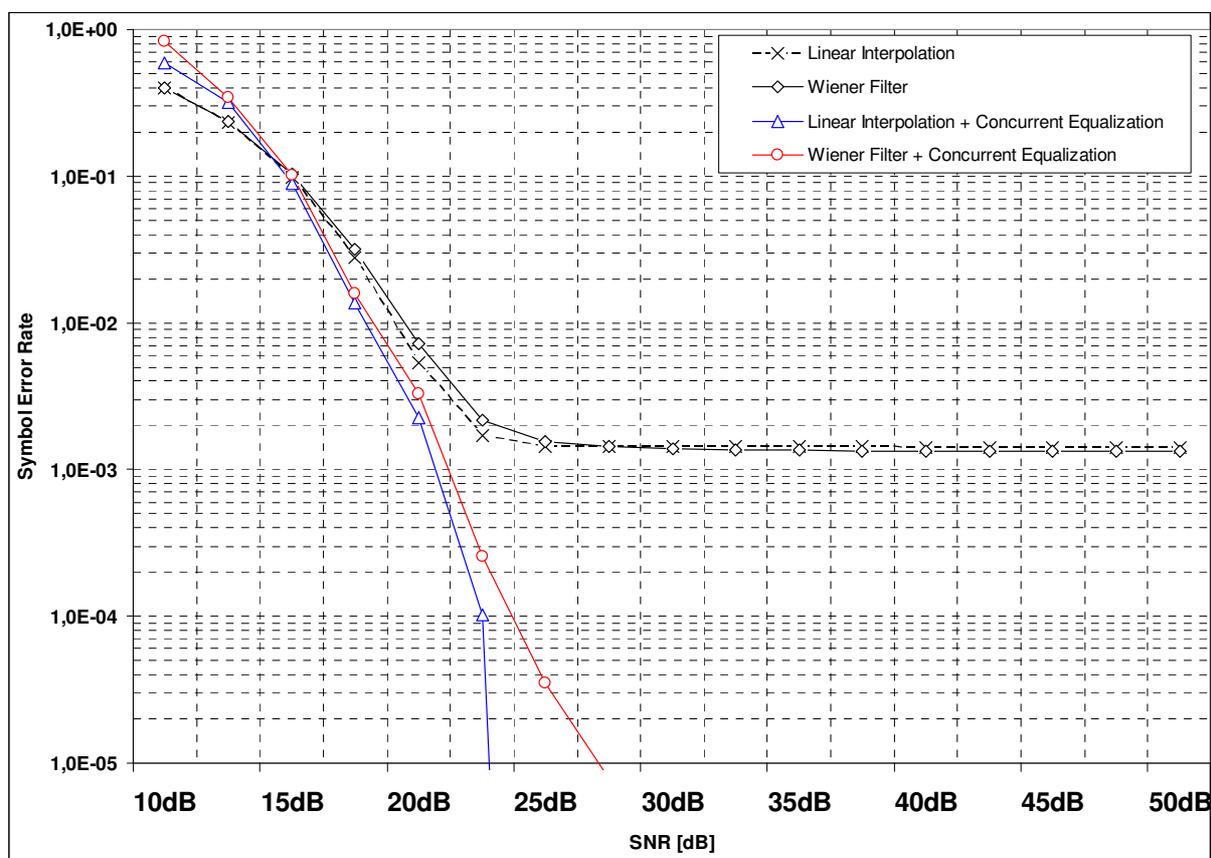


Figura 95 – Resultados da estimação e compensação do canal SPIB 5 estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$ .

A Figura 96 apresenta a SER para o modelo de canal SPIB 6 estático com as quatro configurações utilizadas no receptor. Percebe-se um comportamento diferenciado nos processos representados pelas curvas em azul e vermelho. Essa diferenciação deve-se ao fato de que, ao final do recebimento de 200 *frames*, o banco de equalizadores concorrentes não foi capaz de atingir sua total convergência. Diante dessa situação de não-similaridade operacional tal comportamento é perfeitamente aceitável quando se avalia o desempenho de um processo CMA concorrente que não atingiu a sua convergência.

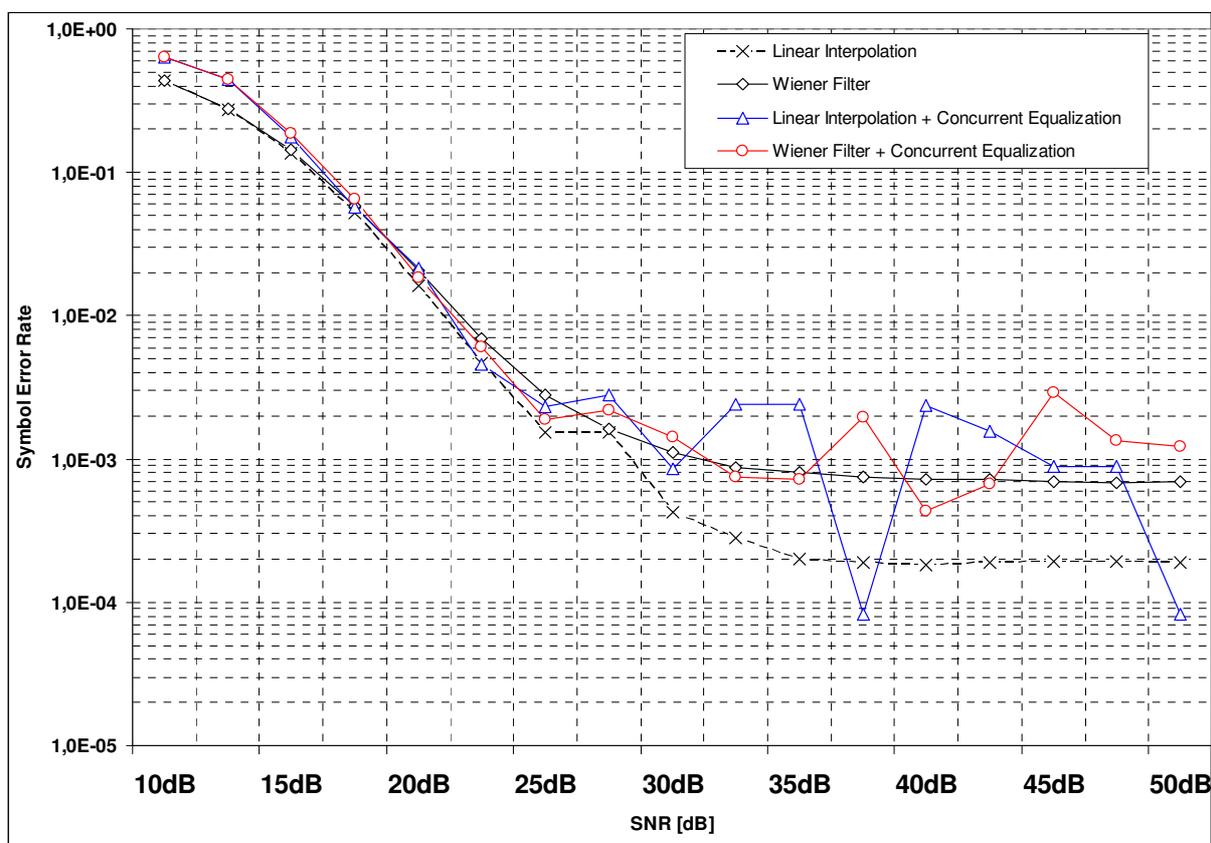


Figura 96 – Resultados da estimação e compensação do canal SPIB 6 estático após a equalização utilizando os métodos clássicos e a nova técnica apresentada com  $\eta_{\text{CMA}} = 0.097$  e  $\eta_{\text{DD}} = 0.1262$ .

## 8 CONCLUSÕES

Tendo como base os estudos realizados em algoritmos para desconvolução de canal no domínio tempo para sistemas monoportadora [8], avaliou-se a capacidade desses mesmos algoritmos atuarem em sistemas OFDM multiportadora (no domínio freqüência).

A partir da análise dos resultados referentes aos 12 diferentes modelos de canais utilizados, pode-se afirmar que a técnica de equalização autodidata concorrente em sistemas OFDM no domínio freqüência, em conjunto com o processo de estimação e compensação de canal por interpolação linear, apresentou resultados significativos quando comparada às técnicas atualmente utilizadas nesta tarefa de estimar e compensar canais no domínio freqüência em sistemas baseados na utilização de sinais piloto (interpolação linear e interpolação por filtro de Wiener).

Outro ponto a ser destacado é a considerável diferença de desempenho entre o conjunto das técnicas de interpolação linear com equalização concorrente e aquele de interpolação por filtro de Wiener com equalização concorrente. Tal diferença deve-se à forma com que o processo de interpolação por filtro de Wiener opera sobre a grade de sinais piloto responsáveis pela estimação e pela compensação de canal dos dados ali contidos. Cada função de transferência a ser estimada e que atua sobre o símbolo de dado é calculada levando-se em conta as contribuições de todos os sinais piloto que fazem parte da grade cujo tamanho fora previamente estipulado. Dessa forma, a filtragem por Wiener possui uma grande capacidade de minimizar ruído em canais. Entretanto, ao aplicarmos essa técnica visando melhorar a capacidade de correção do canal, a relação de ortogonalidade entre as amostras de dados mais críticas é alterada, tornando mais difícil à etapa de equalização concorrente encontrar a função de transferência inversa que melhor represente o canal após a compensação por Wiener em

cada portadora. O mesmo não ocorre com a técnica baseada em interpolação linear, uma vez que essa realiza primeiramente a interpolação na direção do tempo em todas as portadoras em que ocorrem sinais piloto e, em seguida, a interpolação na direção da frequência entre as portadoras anteriormente estimadas. Assim, a distância entre as funções de transferência das portadoras em que ocorreram os sinais piloto e a função de transferência interpolada para os dados ali contidos preserva a relação de ortogonalidade, fazendo com que a etapa de equalização concorrente após o processo de estimação e compensação de canal por interpolação linear encontre muito mais facilmente a função de transferência inversa residual do canal.

Existem ainda muitas outras alternativas a serem estudadas e avaliadas na utilização de equalizadores autodidatas em *frames* OFDM no domínio frequência. Uma dessas possibilidades é o desenvolvimento de um algoritmo capaz de medir a eficiência entre dois processos que estejam trabalhando paralelamente, de forma a manter o desempenho ótimo do conjunto. É o que já ocorre com o algoritmo de equalização autodidata concorrente, o qual só atua no processo CMA quando sua função de custo contenha valores que possam contribuir para a minimização da função de custo global.

Tal necessidade deve-se ao fato, como já foi visto, de o algoritmo do equalizador concorrente necessitar de uma quantidade mínima de iterações para que atinja sua convergência. Enquanto isso não ocorre, seria recomendável que tal processo não atuasse na resposta final da etapa de estimação e compensação do canal, fazendo com que além de existir um algoritmo concorrente, também existissem etapas concorrentes, em que um só interferiria no processo do outro quando esse apresentasse melhor desempenho.

## 9 REFERÊNCIAS

- [1] C. R. Johnson Jr. e B. D. O. Anderson, “Godard Blind Equalizer Error Surface Characteristics: White Zero-Mean Binary Case”, *International Journal of Adaptive Control & Signal Processing*, vl. 9, pp. 301-324, Agosto 1995.
- [2] D. N. Godard, “Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-28, no. 11, Novembro 1980.
- [3] F. C. C. De Castro, M. C. F. De Castro, M. A. C. Fernandes and D. S. Arantes, “8-VSB Channel Coding Analysis for DTV Broadcast”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 46, no. 3, pp. 539-547, Agosto 2000.
- [4] F. J. Ross e D. P. Taylor., “An Enhancement to Blind Equalization Algorithms”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, no. 5, pp. 636-639, Maio 1991.
- [5] G. Xu, H. Liu, L. Tong, T. Kailath, “A Least-Squares Approach to Blind Channel Identification”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 43, no. 12, pp. 2982-2993, Dezembro 1995.
- [6] Gardner, *Phase-lock Techniques*, 2<sup>nd</sup> ed., John Wiley & Sons, 1979.
- [7] F. C. C. De Castro, M. C. F. De Castro and D. S. Arantes, “Concurrent Blind Deconvolution for Channel Equalization”, *IEEE International Conference on Communications - ICC 2001*, Helsinque, 2001.
- [8] F. C. C. De Castro, “Desconvolução Autodidata Concorrente para Equalização de Canais de Comunicação”, Tese de Doutorado, UNICAMP, março, 2001.
- [9] F. C. C. De Castro, M. C. F. De Castro and D. S. Arantes, “Concurrent Process for Blind Deconvolution for Channel Equalization”, Patent Pending, Patent Cooperation Treaty - PCT, 2002.
- [10] S. Chen, “Low complexity concurrent constant modulus algorithm and soft decision directed scheme for blind equalization”, *IEEE Proceedings – Vision, Image and Signal Processing*, 2003.
- [11] S. Chen, T. B. Cook and L. C. Anderson, “A comparative study of two blind FIR

- equalizers”, *Digital Signal Processing*, 2002.
- [12] S. Chen, T. B. Cook and L. C. Anderson, “Blind FIR equalization for high-order QAM signaling”, In *Proceedings 6<sup>th</sup> Int. Conf. Signal Processing*, pages 1299-1302, Beijing, China, 2002.
- [13] F. Kazel and S. Kaiser, “Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems”, John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO 19 8SQ, pp. 139-158, England, 2003.
- [14] J. R. Treichler, I. Fijalkow, C. R. Johnson, Jr., "Fractionally Spaced Equalizers: How Long Should They Really Be?" *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 13, No. 3, pp. 65-81, Maio 1996.
- [15] You-Seok Lee, Hyoung-Nam Kim, Sung Ik Park, Soo In Lee, “Noise Reduction for Channel Estimation Based on Pilot-Block Averaging in DVB-T Receivers”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 52, No. 1, Fevereiro 2006
- [16] Mackenzie, ABERT and SET, “General description of laboratory tests”, *DTV Field Test Report in Brazil*, Julho 2000.
- [17] ETSI, “Digital Video Broadcasting (DVB): Framing, channel coding and modulation for digital terrestrial television”, ETSI EN300 744 V1.5.1, Novembro 2004.
- [18] ARIB, “Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting”, STD-B31 Version 1.5, Julho 2003.
- [19] CRC, “Communications Research Centre Canada, for HDTV Teeg China”, Final Report Version 3.0, Janeiro 2003.
- [20] SPIB - *Signal Processing Information Base* - Base de Dados da Universidade de Rice, Houston, Texas, USA, <http://spib.rice.edu/>.
- [21] S. Haykin, *Blind Deconvolution*, Prentice-Hall, 1994.
- [22] Luís Eduardo Antunes de Resende, “Desenvolvimento de uma ferramenta de análise de desempenho para o padrão de TV Digital ISDB-T”, Dissertação de Mestrado, PUCRJ, Julho 2004.
- [23] Henrik Schulze and Christian Lüders, “Theory and Application of OFDM and CDMA”, Wiley, 2005
- [24] John G. Proakis, *Digital Communications*, 3<sup>rd</sup> ed., McGraw-Hill, 1995.
- [25] William H. Tranter, K.Sam Shanmugan, Theodore S. Rappaport and Kurt L. Kosbar, “Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications”, Prentice Hall, Dezembro 2003.
- [26] Van Duc Nguyen, Christian Hansen and Hans-Peter Kuchenbecker, “Performance of channels estimation using pilot symbols for a coherent OFDM system”, WPMC’00, Novembro 2000, Bangkok, Thailand.
- [27] Bernard Sklar, *Digital Communications Fundamentals and Application*, 2<sup>rd</sup>. System View.
- [28] C. R. Johnson, Jr. et al., "On Fractionally-Spaced Equalizer Design for Digital Microwave Radio Channels," *Proc. of the 29th Asilomar Conference*, Pacific

- Grove, CA, Novembro 1995.
- [29] J. R. Treichler, I. Fijalkow, C. R. Johnson, Jr., "Fractionally Spaced Equalizers: How Long Should They Really Be?" *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 13, No. 3, pp. 65-81, Maio 1996.
  - [30] T. J. Endres, S. D. Halford, C. R. Johnson, Jr., G. B. Giannakis, "Blind Adaptive Channel Equalization Using Fractionally-Spaced Receivers: A Comparison Study," *Proc. Conf. on Info. Sciences and Systems*, Princeton, NJ, Março 1996.
  - [31] J. R. Treichler, M. G. Agee, "A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Abril 1983.
  - [32] Papoulis, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, 1965.
  - [33] Y. Sato, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude Modulated Systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-23, no. 6, Junho 1975.
  - [34] Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3<sup>rd</sup> ed., Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1996.
  - [35] J. P. LeBlanc, "Effects of Source Distributions and Correlation on Fractionally Spaced Blind Constant Modulus Algorithm Equalizers", *Ph.D. Thesis*, Cornell University, Ithaca, New York, USA, Agosto 1995.
  - [36] J. K. Tugnait, "On Blind Identifiability of Multipath Channels Using Fractional Sampling and 2<sup>nd</sup> Order Cyclostationarity Statistics", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 41, no. 1, pp. 308-311, 1995.
  - [37] L. Tong, G. Xu, e T. Kailath, "Blind Channel Identification Based on Second-Order Statistics: A Time Domain Approach", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 40, no. 2, pp. 340-349, Março 1994.
  - [38] Z. Ding, R. A. Kennedy, B. D. O. Anderson e C. R. Johnson Jr., "Ill-Convergence of Godard Blind Equalizers in Data Communication Systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, no. 9, pp. 1313-1327, Setembro 1991.
  - [39] J. Scott Goldstein, Irving S. Reed and Louis L. Scharf, "A Multistage Representation of the Wiener Filter Based on Orthogonal Projections", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 44, No. 7, Novembro 1998.
  - [40] N. Kalouptsidis, "Efficient Computation of Multichannel Wiener Filters with Linear Phase", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 35, No. 4, Abril 1988.
  - [41] Chen-Shen Yeh and Yinyi Lin, "Channel Estimation Using Pilot Tones in OFDM Systems", *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 45, No. 4, Dezembro 1999.
  - [42] Andreas Schuchert, Ralph Hasholzner and Martin Buchholz, "Frequency Domain Equalization of IQ Imbalance in OFDM Receivers", *IEEE*, 2001.
  - [43] Masaru Sakurai, "Digital Television Receiver for ISDB", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 94, No.1, Janeiro 2006.

