

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

Sirlesio Carboni Júnior

**Estimação de Canal Concorrente para Sistemas
Wireless Multiportadora baseada em Inteligência
Artificial**

Porto Alegre, Rio Grande do Sul

Março de 2008

Estimação de Canal Concorrente para Sistemas *Wireless* Multiportadora baseada em Inteligência Artificial

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

ORIENTADORA: Maria Cristina Felippetto De Castro

Porto Alegre, Rio Grande do Sul

Março de 2008

Dedicatória

Este trabalho é dedicado a todas as pessoas que me apoiaram e souberam entender as minhas dificuldades e ausências durante a sua realização. Dedico em especial a minha família, minha noiva e minha orientadora.

Agradecimentos

A minha orientadora Profa. Dra. Maria Cristina Felippetto De Castro e ao Prof. Dr. Fernando César Comparsi De Castro pelo acompanhamento, paciência e ensinamentos, sem os quais não seria possível a realização deste trabalho.

Aos meus colegas de trabalho e curso pela amizade e força.

Aos meus pais Sirlésio e Glaci e ao meu irmão Leonardo pelo apoio, amor e confiança que depositaram em mim durante todo este tempo.

A minha noiva Paula pelo companheirismo e amor.

*"Se você quer transformar o mundo,
experimente primeiro promover
o seu aperfeiçoamento pessoal e
realizar inovações no seu próprio interior.*

*Estas atitudes se refletirão em mudanças
positivas no seu ambiente familiar.*

*Deste ponto em diante,
as mudanças se expandirão em
proporções cada vez maiores.
Tudo o que fazemos produz efeito,
causa algum impacto." Dalai Lama*

Resumo

CARBONI JR., S. – Estimação de Canal Concorrente para Sistemas *Wireless* Multiportadora baseada em Inteligência Artificial.

Esta dissertação apresenta uma nova técnica de estimação e compensação de canal baseada em inteligência artificial, capaz de adaptar um receptor *wireless* às mais diversas variações no tempo e em frequência da função de transferência do canal de *broadcast*. Essa nova técnica é aplicada a sistemas *OFDM* (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e baseia-se em uma Matriz de Identificação e Compensação de Canal constituída por filtros *FIR* (*Finite Impulse Response*) adaptativos, um para cada portadora do sistema em questão, baseados nos algoritmos *CMA* (*Constant Modulus Algorithm*) e *DD* (*Direct Decision*) e ajustados através de um processo concorrente que minimiza simultaneamente duas funções de custo. O controle da minimização simultânea das duas funções de custo é feito através de um elo não-linear, que estabelece o paralelo com a técnica de inteligência artificial conhecida como aprendizado competitivo. A nova técnica apresentou grande robustez tanto para canais com multipercurso estático, ao ponto de poder serem considerados como canais *AWGN* (*Additive White Gaussian Noise*), como também para canais com multipercurso dinâmico.

Abstract

CARBONI JR., S. – Concurrent Channel Estimation for Multicarrier Wireless Systems based on Artificial Intelligence.

This dissertation introduces a new channel estimation and compensation technique, which is able to adapt a wireless multicarrier receiver to the most stringent operational conditions in the broadcast channel. The new technique is suited for OFDM systems and is based on a Channel Compensation and Identification Matrix formed by two-coefficient adaptive FIR filters, one filter for each subcarrier. The filters are adapted by means of the concurrent operation of the gradient-based CMA and DD algorithms, such that the concurrent operation simultaneously minimizes both cost functions. The minimization control is made via a non-linear link that establishes a parallel with the artificial intelligence technique known as competitive learning. The new technique has demonstrated significant robustness for both static and dynamic multipath channels, being able to attain a low symbol error rate even when operating under a severe and fast varying multipath scenario. This robustness stems from the fact that the principle of operation of the new technique is such that a static multipath channel results converted into a AWGN channel.

Sumário

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xvi
Lista de Acrônimos.....	xvii
1 Introdução.....	19
1.1 Motivação	20
1.2 Estrutura da Dissertação	21
2 Equalizadores Adaptativos	23
2.1 Uma Introdução aos Sistemas Adaptativos	23
2.2 Interferência Intersimbólica e Equalização de Canal	25
2.3 Algumas Técnicas Clássicas em Equalização Adaptativa.....	29
2.3.1 O Algoritmo LMS	32
2.3.2 O Algoritmo CMA	34
3 O Equalizador Concorrente	38
3.1 O Equalizador Autodidata Concorrente	39
3.2 O Equalizador Concorrente como um caso particular do Aprendizado Competitivo em Redes Neurais	49
4 A Técnica de Transmissão OFDM	52
4.1 A História do OFDM.....	52
4.2 Conceção Básica da Técnica OFDM.....	54
4.3 Geração e Recepção de Sinais OFDM	59
4.4 Intervalo de Guarda	63
4.5 Fontes de Degradação de Desempenho de um Sistema OFDM.....	65
4.6 Algumas Aplicações da Técnica OFDM.....	66
4.6.1 Radiodifusão de Áudio Digital – DAB	66
4.6.2 Radiodifusão de Vídeo Digital Terrestre – DVB-T.....	67
4.6.3 IEEE 802.11a Wireless Lan Standard	68
4.6.4 Linha de Assinante Digital Assimétrica – ADSL.....	69
5 Caracterização e Simulação de Canais <i>Wireless</i>	71
5.1 Modelos de <i>Canais Brazil</i>	72

5.1.1	Canal <i>Brazil A</i>	72
5.1.2	Canal <i>Brazil B</i>	74
5.1.3	Canal <i>Brazil C</i>	76
5.1.4	Canal <i>Brazil D</i>	78
5.1.5	Canal <i>Brazil E</i>	80
5.1.6	Canal <i>Brazil Special A</i>	82
5.1.7	Canal <i>Brazil Special B</i>	84
5.1.8	Canal <i>Brazil Special C</i>	86
5.1.9	Canal <i>Brazil Special D</i>	88
5.1.10	Canal <i>Brazil Special E</i>	90
6	A Nova Técnica de Estimação e Compensação de Canal	93
6.1	Introdução.....	93
6.2	Descrição da Técnica.....	95
7	Resultados de Simulação	104
7.1	Parâmetros para os dois modos do sistema de comparação	104
7.2	Transmissor para o novo sistema	105
7.3	Receptor para o novo sistema.....	106
7.4	Considerações finais e tabelas de parâmetros do novo sistema.....	106
7.5	Gráficos de desempenho comparativo entre os três sistemas.....	107
8	Conclusão	113
9	Referências Bibliográficas.....	115
	Apêndice A	121
	Apêndice B	123

Lista de Figuras

Figura 2.1: Modelo do canal e equalizador no domínio da frequência.	26
Figura 2.2: Constelação <i>64-QAM</i>	27
Figura 2.3: Seqüência de amostras $u(n)$ na entrada do equalizador.	28
Figura 2.4: Seqüência $y(n)$ na saída do equalizador.	28
Figura 2.5: Módulo da resposta impulsiva $c(n)$ do canal.	29
Figura 2.6: Esquema de Equalização Supervisionada.	30
Figura 2.7: Diagrama do equalizador <i>LMS-DD</i>	31
Figura 2.8: Esquema de Equalização Autodidata.	31
Figura 2.9: Diagrama do Equalizador <i>LMS</i>	33
Figura 2.10: Diagrama do Equalizador <i>CMA</i>	35
Figura 3.1: Diagrama do Equalizador Concorrente.	40
Figura 3.2: Modelo não-linear de um neurônio.	49
Figura 3.3: Arquitetura de uma rede neural com aprendizado competitivo.	50
Figura 3.4: Arquitetura do Equalizador Concorrente como um caso particular do Aprendizado Competitivo.	51
Figura 4.1: Comparação entre o aproveitamento da banda de frequências dos sistemas <i>FDM</i> e <i>OFDM</i>	52
Figura 4.2: Canal de comunicação com múltiplos percursos.	54
Figura 4.3: Transmissão paralela através de vários sub-canais com taxas reduzidas.	56
Figura 4.4: Espectro das subportadoras de um sinal <i>OFDM</i>	58
Figura 4.5: Subportadoras no domínio do tempo.	58
Figura 4.6: Diagrama em blocos de um transmissor <i>OFDM</i>	59
Figura 4.7: Diagrama em blocos de um receptor <i>OFDM</i>	60
Figura 4.8: Diagrama em blocos de um transmissor <i>OFDM</i> utilizando <i>IFFT</i>	61
Figura 4.9: Diagrama em blocos de um receptor <i>OFDM</i> utilizando <i>FFT</i>	62
Figura 4.10: Representação tempo/frequência de um <i>frame OFDM</i>	62
Figura 4.11: Inserção do Intervalo de Guarda.	64
Figura 5.1: Magnitude da resposta ao impulso do canal <i>Brazil A</i> no domínio do tempo.	73
Figura 5.2: Magnitude da resposta em frequência do canal <i>Brazil A</i>	73
Figura 5.3: Fase da resposta em frequência do canal <i>Brazil A</i>	74

Figura 5.4: Magnitude da resposta ao impulso do canal <i>Brazil B</i> no domínio do tempo.....	75
Figura 5.5: Magnitude da resposta em frequência do canal <i>Brazil B</i>	75
Figura 5.6: Fase da resposta em frequência do canal <i>Brazil B</i>	76
Figura 5.7: Magnitude da resposta ao impulso do canal <i>Brazil C</i> no domínio do tempo.	77
Figura 5.8: Magnitude da resposta em frequência do canal <i>Brazil C</i>	77
Figura 5.9: Fase da resposta em frequência do canal <i>Brazil C</i>	78
Figura 5.10: Magnitude da resposta ao impulso do canal <i>Brazil D</i> no domínio do tempo.	79
Figura 5.11: Magnitude da resposta em frequência do canal <i>Brazil D</i>	79
Figura 5.12: Fase da resposta em frequência do canal <i>Brazil D</i>	80
Figura 5.13: Magnitude da resposta ao impulso do canal <i>Brazil E</i> no domínio do tempo.....	81
Figura 5.14: Magnitude da resposta em frequência do canal <i>Brazil E</i>	81
Figura 5.15: Fase da resposta em frequência do canal <i>Brazil E</i>	82
Figura 5.16: Magnitude da resposta ao impulso do canal <i>Brazil Special A</i> no domínio do tempo.	83
Figura 5.17: Magnitude da resposta em frequência do canal <i>Brazil Special A</i>	83
Figura 5.18: Fase da resposta em frequência do canal <i>Brazil Special A</i>	84
Figura 5.19: Magnitude da resposta ao impulso do canal <i>Brazil Special B</i> no domínio do tempo.	85
Figura 5.20: Magnitude da resposta em frequência do canal <i>Brazil Special B</i>	85
Figura 5.21: Fase da resposta em frequência do canal <i>Brazil Special B</i>	86
Figura 5.22: Magnitude da resposta ao impulso do canal <i>Brazil Special C</i> no domínio do tempo.	87
Figura 5.23: Magnitude da resposta em frequência do canal <i>Brazil Special C</i>	87
Figura 5.24: Fase da resposta em frequência do canal <i>Brazil Special C</i>	88
Figura 5.25: Magnitude da resposta ao impulso do canal <i>Brazil Special D</i> no domínio do tempo.	89
Figura 5.26: Magnitude da resposta em frequência do canal <i>Brazil Special D</i>	89
Figura 5.27: Fase da resposta em frequência do canal <i>Brazil Special D</i>	90
Figura 5.28: Magnitude da resposta ao impulso do canal <i>Brazil Special E</i> no domínio do tempo.	91
Figura 5.29: Magnitude da resposta em frequência do canal <i>Brazil Special E</i>	91
Figura 5.30: Fase da resposta em frequência do canal <i>Brazil Special E</i>	92
Figura 6.1: Arranjo regular de subportadoras pilotos no <i>frame OFDM</i>	93
Figura 6.2: Arranjo de pilotos espalhados no <i>frame OFDM</i>	94

Figura 6.3: Interpolações na direção do tempo e da frequência.	94
Figura 6.4: Estrutura do sinal transmitido.	96
Figura 6.5: Matriz de Identificação e Compensação de Canal.	96
Figura 6.6: Seqüência <i>PN511</i>	98
Figura 6.7: Diagrama do Equalizador Concorrente para cada subportadora do símbolo <i>OFDM</i>	99
Figura 6.8: Diagrama da <i>MICC</i> para cada subportadora do sistema.	100
Figura 6.9: Fluxograma da <i>MICC</i>	103
Figura 7.1: Ambiente de simulação em software.	104
Figura 7.2: Resultados para o canal <i>Brazil Special A</i> . Parâmetros da <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.05$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	107
Figura 7.3: Resultados para o canal <i>Brazil A</i> . Parâmetros da <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.03$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	108
Figura 7.4: Resultados para o canal <i>Brazil Special B</i> . Parâmetros da <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0008$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	108
Figura 7.5: Resultados para o canal <i>Brazil B</i> . Parâmetros da <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	109
Figura 7.6: Resultados para o canal <i>Brazil Special C</i> . Parâmetros da <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.02$, $\eta_w = 0.008$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 5, Ntap_t = 4$	109
Figura 7.7: Resultados para o canal <i>Brazil C</i> . Parâmetros da <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 5, Ntap_t = 4$	110
Figura 7.8: Resultados para o canal <i>Brazil Special D</i> . Parâmetros da <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0005$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	110
Figura 7.9: Resultados para o canal <i>Brazil D</i> . Parâmetros da <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	111
Figura 7.10: Resultados para o canal <i>Brazil Special E</i> . Parâmetros da <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0002$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 4$	111
Figura 7.11: Resultados para o canal <i>Brazil E</i> . Parâmetros da <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 5, Ntap_t = 3$	112

Figura B.1: $SNR = 30\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special A</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.05$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	123
Figura B.2: $SNR = 35\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special A</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.05$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	124
Figura B.3: $SNR = 40\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special A</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.05$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	124
Figura B.4: $SNR = 20\text{ dB}$, canal <i>Brazil A</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.03$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	125
Figura B.5: $SNR = 25\text{ dB}$, canal <i>Brazil A</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.03$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	125
Figura B.6: $SNR = 30\text{ dB}$, canal <i>Brazil A</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.03$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	126
Figura B.7: $SNR = 25\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special B</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0008$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	127
Figura B.8: $SNR = 30\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special B</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0008$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	127
Figura B.9: $SNR = 35\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special B</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0008$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	128
Figura B.10: $SNR = 25\text{ dB}$, canal <i>Brazil B</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	129
Figura B.11: $SNR = 30\text{ dB}$, canal <i>Brazil B</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	129
Figura B.12: $SNR = 35\text{ dB}$, canal <i>Brazil B</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$	130
Figura B.13: $SNR = 25\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special C</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.02$, $\eta_w = 0.008$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 5, Ntap_t = 4$	131

Figura B.14: $SNR = 35\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special C</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.02$, $\eta_w = 0.008$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $N_{tap_f} = 5, N_{tap_t} = 4$	131
Figura B.15: $SNR = 45\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special C</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.02$, $\eta_w = 0.008$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $N_{tap_f} = 5, N_{tap_t} = 4$	132
Figura B.16: $SNR = 35\text{ dB}$, canal <i>Brazil C</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $N_{tap_f} = 5, N_{tap_t} = 4$	133
Figura B.17: $SNR = 40\text{ dB}$, canal <i>Brazil C</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $N_{tap_f} = 5, N_{tap_t} = 4$	133
Figura B.18: $SNR = 45\text{ dB}$, canal <i>Brazil C</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $N_{tap_f} = 5, N_{tap_t} = 4$	134
Figura B.19: $SNR = 30\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special D</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0005$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $N_{tap_f} = 4, N_{tap_t} = 3$	135
Figura B.20: $SNR = 35\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special D</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0005$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $N_{tap_f} = 4, N_{tap_t} = 3$	135
Figura B.21: $SNR = 40\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special D</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0005$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $N_{tap_f} = 4, N_{tap_t} = 3$	136
Figura B.22: $SNR = 25\text{ dB}$, canal <i>Brazil D</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $N_{tap_f} = 4, N_{tap_t} = 3$	137
Figura B.23: $SNR = 30\text{ dB}$, canal <i>Brazil D</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $N_{tap_f} = 4, N_{tap_t} = 3$	137
Figura B.24: $SNR = 40\text{ dB}$, canal <i>Brazil D</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $N_{tap_f} = 4, N_{tap_t} = 3$	138
Figura B.25: $SNR = 35\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special E</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0002$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $N_{tap_f} = 4, N_{tap_t} = 4$	139
Figura B.26: $SNR = 37.5\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special E</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0002$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $N_{tap_f} = 4, N_{tap_t} = 4$	139

Figura B.27: $SNR = 40\text{ dB}$, canal <i>Brazil Special E</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0002$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 4$	140
Figura B.28: $SNR = 30\text{ dB}$, canal <i>Brazil E</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 4$	141
Figura B.29: $SNR = 35\text{ dB}$, canal <i>Brazil E</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 4$	141
Figura B.30: $SNR = 40\text{ dB}$, canal <i>Brazil E</i> . Parâmetros <i>MICC</i> : $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros <i>ISDB-T</i> : $Ntap_f = 4, Ntap_t = 4$	142

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Sumário do algoritmo utilizado no Equalizador <i>LMS</i> aplicado à equalização de canal.....	34
Tabela 2.2: Sumário do algoritmo utilizado no Equalizador <i>CMA</i> aplicado à equalização por amostragem fracionária do canal.....	36
Tabela 3.1: Sumário do algoritmo utilizado no Equalizador Concorrente aplicado à equalização por amostragem fracionária do canal.....	47
Tabela 4.1: Principais parâmetros <i>OFDM</i> do sistema <i>DAB</i>	66
Tabela 4.2: Principais parâmetros do sistema <i>DVB-T</i>	68
Tabela 4.3: Principais parâmetros <i>OFDM</i> do padrão IEEE 802.11a.....	68
Tabela 4.4: Modulações e taxas de codificação do padrão IEEE 802.11a.	69
Tabela 5.1: Parâmetros dos percursos do canal <i>Brazil A</i>	72
Tabela 5.2: Parâmetros dos percursos do canal <i>Brazil B</i>	74
Tabela 5.3: Parâmetros dos percursos do canal <i>Brazil C</i>	76
Tabela 5.4: Parâmetros dos percursos do canal <i>Brazil D</i>	78
Tabela 5.5: Parâmetros dos percursos do canal <i>Brazil E</i>	80
Tabela 5.6: Parâmetros dos percursos do canal <i>Brazil Special A</i>	82
Tabela 5.7: Parâmetros dos percursos do canal <i>Brazil Special B</i>	84
Tabela 5.8: Parâmetros dos percursos do canal <i>Brazil Special C</i>	86
Tabela 5.9: Parâmetros dos percursos do canal <i>Brazil Special D</i>	88
Tabela 5.10: Parâmetros dos percursos do canal <i>Brazil Special E</i>	90
Tabela 6.1: Sumário do procedimento adotado em cada uma das subportadoras da <i>MICC</i> . .	101
Tabela 7.1: Parâmetros de transmissão do modo 2K do <i>ISDB-T</i>	105
Tabela 7.2: Parâmetros de transmissão do modo 8K do <i>ISDB-T</i>	105
Tabela 7.3: Parâmetros de transmissão da <i>MICC</i>	106
Tabela A.1: Perfis de Multipercurso para testes com recepção fixa.	121
Tabela A.2: Perfis de Multipercurso para testes com recepção móvel.....	122

Lista de Acrônimos

- OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
- FIR - *Finite Impulse Response*
- AWGN – *Additive White Gaussian Noise*
- CMA - *Constant Modulus Algorithm*
- LMS – *Least Mean Square*
- DFE – *Decision Feedback Equalizer*
- MSE – *Minimum Square Error*
- DD – *Direct Decision*
- SDD – *Soft Direct Decision*
- HDD – *Hard Direct Decision*
- SCM – *Single Carrier Modulation*
- FFT – *Fast Fourier Transform*
- IFFT – *Inverse Fast Fourier Transform*
- DFT – *Discrete Fourier Transform*
- IDFT – *Inverse Discrete Fourier Transform*
- ISI – *Inter-Symbol Interference*
- ICI – *Intercarrier Interference*
- ZF – *Zero Forcing*
- RLS – *Recursive Least Square*
- AGC – *Automatic Gain Control*
- MLSD - *Maximum Likelihood Sequence Detection*
- QAM – *Quadrature Amplitude Modulation*
- PSK – *Phase Shift Keying*
- ADSL – *Asymmetric Digital Subscriber Line*
- HDSL – *High-bit-rate Digital Subscriber Lines,*
- VHDSL – *Very High-speed Digital Subscriber Lines*
- SFN – *Single Frequency Network*
- SNR – *Signal to Noise Ratio*

- BER – *Bit Error Rate*
- MCM – *Multichannel Modulation*
- RRCF – *Root Raised Cosine Filter*
- FIR – *Finite Impulse Response*
- SER – *Symbol Error Rate*

1 Introdução

O principal problema enfrentado em um sistema de comunicação digital é a degradação do sinal imposta pelo canal de transmissão, que é o meio pelo qual se propaga este sinal que carrega a informação a ser transmitida. A mensagem transmitida é corrompida através da introdução de ruídos e, principalmente, através da Interferência Intersimbólica (*ISI - Inter-Symbol Interference*), causada pelo efeito dispersivo do canal, devido aos diferentes atrasos na propagação do sinal. Por esse motivo, é muito importante a utilização de técnicas que amenizem tais efeitos nocivos do canal, buscando obter, no receptor, a melhor representação da informação originalmente transmitida.

Uma técnica muito utilizada no combate às distorções e ruídos oriundos do canal é a equalização. O equalizador processa o sinal recebido reduzindo os efeitos do canal de forma a obter um sinal o mais próximo possível do originalmente transmitido. Se o canal de comunicações for conhecido e não variar no tempo é possível projetar um equalizador fixo. Entretanto, na maioria dos casos, o canal de comunicação não é conhecido e é variante no tempo. Logo, é necessário um equalizador adaptativo, ou seja, um equalizador que consiga atualizar seus parâmetros constantemente para minimizar a distorção provocada pelo canal. O equalizador adaptativo geralmente funciona através de um processo iterativo de otimização.

Um aspecto muito importante se refere à adaptação do equalizador que pode ser feita de maneira supervisionada ou autodidata. Geralmente a mensagem transmitida carrega informação conhecida no receptor que serve para o treinamento do equalizador. Neste caso, receptor e transmissor devem estar sincronizados. Equalizadores que atuam dessa maneira são conhecidos como equalizadores supervisionados. Dois famosos algoritmos neste contexto são o *LMS - Least Mean Square* e o *RLS - Recursive Least Square* [1].

Entretanto, em uma situação prática, é desejável que o receptor consiga fazer a adaptação completa de seus parâmetros através de certas características do sinal transmitido, sem a necessidade de uma seqüência de treino, a qual não transmite nenhuma informação real. Esses equalizadores são conhecidos como equalizadores autodidatas, não-supervisionados ou cegos [2]. Nessa classe de equalizadores se destacam o algoritmo *DD - Direct Decision* [3], apesar de ser normalmente utilizado após a seqüência de treino, e o *CMA - Constant Modulus Algorithm* [4]. Esses algoritmos pertencem à classe de algoritmos de Bussgang [1] que

utilizam uma estimativa não-linear do sinal desejado, fato que acaba por gerar uma superfície de erro não convexa, ou seja, uma superfície que apresenta mínimos locais.

Em comunicações, o termo “equalização autodidata” é mais comum, já que o principal interesse é recuperar a seqüência de símbolos transmitida através de um canal de comunicações dispersivo. Em controle, a desconvolução autodidata é usualmente conhecida como “identificação autodidata”, pois se deseja identificar o modelo do sistema inverso. Em acústica, óptica e geofísica o termo “desconvolução autodidata” é mais adequado, visto que o principal objetivo é “eliminar” a influência do canal de transmissão, encontrando seu inverso estável [5].

1.1 Motivação

O *CMA* é reconhecido como um dos algoritmos mais utilizados em equalização autodidata de canal, seja para canais eletromagnéticos como para canais acústicos [6] [7] [8]. Porém, a função de custo do *CMA*, como foi dito anteriormente, apresenta mínimos locais, o que freqüentemente dificulta a convergência do algoritmo. Além disso, o *MSE* (Erro Médio Quadrático) atingido pelo *CMA* após a convergência é apenas moderado e, para muitos sistemas, este erro de regime permanente atingido não é suficientemente baixo para um desempenho apropriado.

Para solucionar esse problema uma solução freqüentemente adotada é a de se utilizar o *CMA* até a *ISI* atingir um nível suficientemente baixo e então comutar para o algoritmo *DD*, que é incapaz de desconvoluir o conjunto de símbolos a partir de uma situação inicial de alta interferência entre símbolos. Porém, inicializado com uma *ISI* relativamente baixa, o algoritmo *DD* é capaz de atingir um erro de regime permanente muito menor que o *CMA*.

No entanto, quanto mais densa a constelação, maior será o número de iterações necessárias ao *CMA* para atingir uma *ISI* relativamente baixa para que se possa comutar para o *DD*. Assim, a convergência da seqüência *CMA+DD*, se atingida, será tanto mais lenta quanto mais densa for a constelação.

Para resolver esse problema F. C. C. De Castro et al. [9] [10] propôs uma arquitetura concorrente para a operação simultânea dos algoritmos *CMA* e *DD* aplicada a sistemas de portadora simples. A operação concorrente entre os algoritmos *CMA* e *DD* é viabilizada através de um elo não-linear entre eles, o qual permite atingir um baixo erro de regime permanente e minimiza os problemas de convergência inerentes à seqüência *CMA+DD*. Essa

proposta ainda teve contribuições desenvolvidas por S. Chen et al. [11] [12] [13] onde foi abordada uma Decisão-Direta Suave (*SDD*) ao invés da Decisão-Direta Abrupta (*HDD*), apresentada inicialmente em De Castro [9].

A nova técnica de Equalização de Canal proposta nesta dissertação é caracterizada pelo uso de um banco de equalizadores formado por Equalizadores Concorrentes [9] de apenas dois coeficientes, seguidos de equalizadores de apenas um coeficiente baseados no algoritmo *DD* [3], desenvolvida para sistemas *wireless* multiportadora no domínio da frequência. Devido ao fato deste banco de equalizadores atuar em cada uma das portadoras de um sistema *OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing* [14] de maneira individual, após a *FFT - Fast Fourier Transform* [15], o seu conjunto foi denominado de Matriz de Identificação e Compensação de Canal.

Na maioria dos sistemas *OFDM* o receptor estima o canal com base na medição e interpolação em algumas poucas frequências do canal de transmissão, processo que é sensível às características de transferência de amplificadores e de filtros para limitação espectral. O sistema de equalização robusta proposto neste trabalho é capaz de determinar o canal em todas as frequências possíveis, de modo que qualquer degradação em frequência é precisamente compensada, seja a degradação imposta pelo canal, seja a degradação imposta por filtros/amplificadores de etapas analógicas do transmissor e/ou receptor. Portanto, a nova técnica permite que se utilizem filtros com corte abrupto (fase não-linear) no transmissor, obtendo-se máxima eficiência espectral como consequência.

1.2 Estrutura da Dissertação

A seguir é apresentado um resumo sobre a organização desta dissertação, indicando os assuntos abordados em cada capítulo.

No capítulo dois será abordado o assunto sobre Equalizadores Adaptativos, apresentando uma breve introdução aos sistemas adaptativos e mostrando exemplos e características dos mesmos. Logo após será apresentado o problema da *ISI*, que é o principal obstáculo para a confiabilidade em um sistema de comunicação digital, e o cenário de equalização de canal utilizado para resolver esse problema. Também serão mostradas algumas técnicas clássicas em equalização adaptativa, diferenciando equalizadores supervisionados de equalizadores autodidatas, dando mais atenção aos algoritmos *CMA* e *LMS* [1] [4].

O capítulo três irá tratar do Equalizador Concorrente, inicialmente proposto por F. C. C. De Castro et al. [9] [10] [11], o qual é utilizado como base para a implementação da Matriz de Identificação de Canal proposta na dissertação.

O capítulo quatro tratará da técnica de transmissão *OFDM*, sendo apresentados além do histórico, a concepção básica e os processos de transmissão e recepção, assim como a funcionalidade do intervalo de guarda. Também serão mostrados os parâmetros para se projetar um sistema *OFDM*, juntamente com exemplos de sistemas que utilizam a técnica.

No capítulo cinco serão descritos os modelos de canais utilizados para a avaliação da nova técnica de estimação, apresentando suas características principais, tabelas de parâmetros e gráficos.

O capítulo seis será dedicado à nova técnica de estimação e compensação de canal para sistemas *wireless* multiportadora. Serão apresentados algoritmos do processo, bem como tabelas e gráficos do sistema proposto.

No sétimo capítulo serão apresentados os resultados de simulação bem como os gráficos de desempenho da nova técnica, utilizando a Taxa de Erro de Símbolos - *SER* (*Symbol Error Rate*) como parâmetro de comparação com outros dois sistemas.

Finalmente, no último capítulo serão descritas as conclusões a respeito da nova técnica de estimação e compensação de canal, avaliando os resultados obtidos em comparação com os outros sistemas.

2 Equalizadores Adaptativos

2.1 Uma Introdução aos Sistemas Adaptativos

Um sistema adaptativo é aquele cuja estrutura pode ser alterada ou ajustada, de tal forma que seu comportamento ou desempenho melhore de acordo com algum critério desejado, através da exposição ao ambiente no qual está inserido. Os exemplos de processos naturais adaptativos cercam as pessoas de forma abundante e estão presentes em múltiplas funções, em seus próprios organismos. Apesar dos seres humanos serem organismos biológicos, em muitos sentidos, adaptativos, inseridos em um ecossistema essencialmente adaptativo e submetidos a processos sociais que resultam em alterações individuais e coletivas ajustadas a mudanças no ambiente cultural que os cerca, demorou até 1960 para que as pessoas começassem a aplicar tal heurística aos problemas de engenharia aos quais estavam expostos.

Um exemplo simples de um sistema adaptativo em engenharia é o controle de ganho automático (*AGC – Automatic Gain Control*) usado em receptores de rádio e televisão [16]. A função deste circuito é ajustar a sensibilidade do receptor inversamente, à medida que se eleva o nível médio do sinal recebido. O receptor é apto a adaptar seu fator de amplificação global para um grande intervalo de níveis do sinal recebido, produzindo um nível de sinal de saída o mais constante possível.

As aplicações de sistemas adaptativos à engenharia abrangem uma ampla gama de campos, entre os quais pode-se citar: aplicações em comunicações, radar, sonar, projeto mecânico, sistemas de navegação, engenharia biomédica e outros.

Abaixo são apresentadas algumas características dos sistemas adaptativos:

- Adaptação automática quando sujeitos a ambientes e sistemas que variam com o tempo (não-estacionários).
- Podem ser treinados para desempenhar tarefas específicas, tais como filtragem e tomada de decisões, ou seja, podem sintetizar sistemas responsáveis por estas tarefas através de um processo de treinamento.

- Devido às características anteriores, não requerem procedimentos de síntese elaborados, usualmente necessários aos sistemas não-adaptativos. Sistemas adaptativos tendem a se “auto-projetar”.
- Podem extrapolar um modelo de comportamento para lidar com novas situações, após terem sido treinados com um número finito e freqüentemente pequeno de sinais ou padrões de treino.
- Podem se auto-restaurar dentro de certos limites, ou seja, podem se adaptar “ao redor” de certos tipos de defeitos internos.
- Podem ser descritos como sistemas lineares ou não-lineares, com parâmetros que variam no tempo. Uma Rede neural Artificial é um exemplo de sistema adaptativo não-linear.
- Em geral, são mais complexos e difíceis de analisar do que sistemas não-adaptativos, mas oferecem a possibilidade de apresentar um desempenho substancialmente melhor quando as características dos sinais de entrada são desconhecidas ou variantes no tempo.

A principal propriedade de um sistema adaptativo é seu desempenho auto-ajustável, variante com o tempo. Não haveria a necessidade de sistemas adaptativos se fosse possível projetar um sistema considerado ótimo, para o qual já tivessem sido previstas todas as condições de entrada e do qual se soubesse exatamente qual desempenho esperar sob cada uma destas condições. Seria necessário estabelecer um critério específico para avaliação do desempenho do sistema a ser projetado e escolher, dentre uma classe restrita de projetos desenvolvidos *a priori*, o modelo de sistema que apresentasse melhor desempenho de acordo com o critério previamente selecionado [16].

Entretanto, na maioria dos problemas práticos, não é conhecido o intervalo completo das condições de entrada ou estas podem mudar ao longo do tempo. Nessas situações, um sistema adaptativo pode buscar continuamente a classe ótima dentre um conjunto de classes de possibilidades, usando um processo de busca ordenado, apresentando, assim, um desempenho superior comparativamente ao desempenho do sistema não-adaptativo.

Cabe ressaltar, neste momento, que o desenvolvimento dos algoritmos adaptativos é devido essencialmente ao trabalho de Widrow e Hopf (1960), onde foi apresentado pela primeira vez o algoritmo LMS [1].

2.2 Interferência Intersimbólica e Equalização de Canal

Um dos maiores obstáculos para a confiabilidade em um sistema de comunicação digital é a interferência entre símbolos, ou ISI, que está sempre presente em todos os canais dispersivos, classe à qual pertencem a grande maioria dos canais de transmissão práticos. Portanto, é necessário equalizar o canal sob ruído, realizando a desconvolução no receptor.

A informação a ser transmitida é enviada através de um canal dispersivo C , que irá gerar interferência entre símbolos no sinal recebido $u(n)$, onde n é um número inteiro. Representando a sequência de símbolos $a(n)$ originados no transmissor digital, a cada instante nT o transmissor envia o símbolo $a(nT) \in A$ através de C , sendo $A = \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$ o alfabeto da informação que será transmitida, constituído por M possíveis símbolos, e T o intervalo de amostragem dos símbolos ou intervalo de *Baud*. Conectado ao transmissor através do canal C , o receptor deverá ser capaz de identificar a quais símbolos do alfabeto A pertencem as amostras do sinal recebido $u(n)$, de acordo com a sequência originalmente transmitida $a(n)$.

A dispersão de um canal é medida pelo intervalo de L_c amostras não nulas que resultam em resposta a uma excitação impulsiva imposta pelo canal. A existência da *ISI*, resultante da dispersão de C , é observada pelo fato de $u(n)$ assumir inúmeros valores que não pertencem ao alfabeto de símbolos A , mesmo sob total ausência de ruído. Portanto, ao transmitir $a(n)$ através de C , obtêm-se $u(n) \notin A$, resultado da convolução da fonte original $a(n)$ com a resposta ao impulso $c(n)$ de C .

Uma solução para a distorção causada pela superposição de símbolos recebidos é adicionar ao receptor um sistema capaz de compensar ou reduzir a *ISI* no sinal proveniente do canal. Esse sistema é conhecido como **equalizador**. Como a operação que gera a *ISI* é uma convolução, o equalizador deve realizar a operação inversa, ou seja, uma desconvolução [1]. Esse problema aparece em diversas áreas como, por exemplo, acústica, óptica, processamento de imagens médicas, geofísica, comunicações, controle e outras [17].

Usualmente, o modelo do sistema C , que representa o canal de transmissão, inclui ruído aditivo e/ou não-linearidades que podem dificultar a solução do problema. Na ausência de ruído e assumindo que o sistema é linear, se C é de fase mínima [1], a solução ótima é simplesmente a função de transferência inversa do sistema, isto é, C^{-1} . Nesse caso, o sistema inverso é um filtro branqueador obtido a partir da teoria da predição linear. Em contrapartida,

quando C é de fase não mínima e/ou há presença de ruído, o uso de um modelo inverso não é mais uma solução ótima [1].

Um equalizador é considerado eficaz em atender o objetivo a que se destina, se a convolução da resposta ao impulso do canal $c(n)$ com a resposta ao impulso do equalizador $w(n)$ resultar em uma resposta impulsiva conjunta $h(n)$ definida por um único impulso $\delta(n-d)$ em algum instante d . A resposta $\delta(n-d)$ caracteriza uma resposta impulsiva conjunta sem nenhuma dispersão. No domínio frequência z esta situação é expressa por

$$H(z) = C(z)W(z) = z^{-d}. \quad (2.1)$$

Bello sugeriu em [18], que um canal de transmissão dispersivo ou com multipercurso, pode ser modelado através de uma função de transferência $C(z)$ do tipo *FIR – Finite Impulse Response* [19]. Assim, de (2.1), a função $W(z)$ do equalizador deve realizar, a menos do termo z^{-d} que define o atraso d da resposta conjunta $\delta(n-d)$ desejada, a inversa de $C(z)$. De fato, se $d = 0$, $W(z)$ realiza exatamente $C^{-1}(z)$. A figura 2.1 abaixo mostra o diagrama de blocos simplificado do sistema no domínio da frequência z , onde $Y(z) = Z\{y(n)\}$ é a resposta à excitação $A(z) = Z\{a(n)\}$ e $U(z) = Z\{u(n)\}$ é a seqüência $u(n)$ recebida no domínio z , sendo $Z\{\cdot\}$ o operador Transformada Z [18].

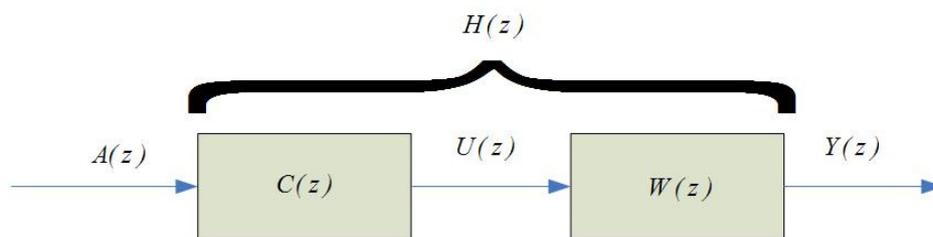


Figura 2.1: Modelo do canal e equalizador no domínio da frequência.

O efeito da equalização em um sistema de comunicação no domínio do tempo, removendo a *ISI* e restaurando o sinal o mais próximo possível do original, pode ser analisado a seguir. Na figura 2.2 é apresentado o alfabeto ou constelação A de símbolos complexos originados de uma fonte $a(n)$, com modulação *64-QAM (Quadrature Amplitude Modulation)*

e variância unitária [6]. São transmitidas $N = 100000$ amostras através de um canal C denominado de *Brazil A*. Este canal de transmissão faz parte dos chamados “*Brazil Channels*” [20] que reproduzem as condições de operação encontradas em território brasileiro, cujas especificações podem ser encontradas no site da *RTHK Corporate Communications Unit*, em [21]. Estas amostras são geradas sequencialmente e com probabilidade uniforme.

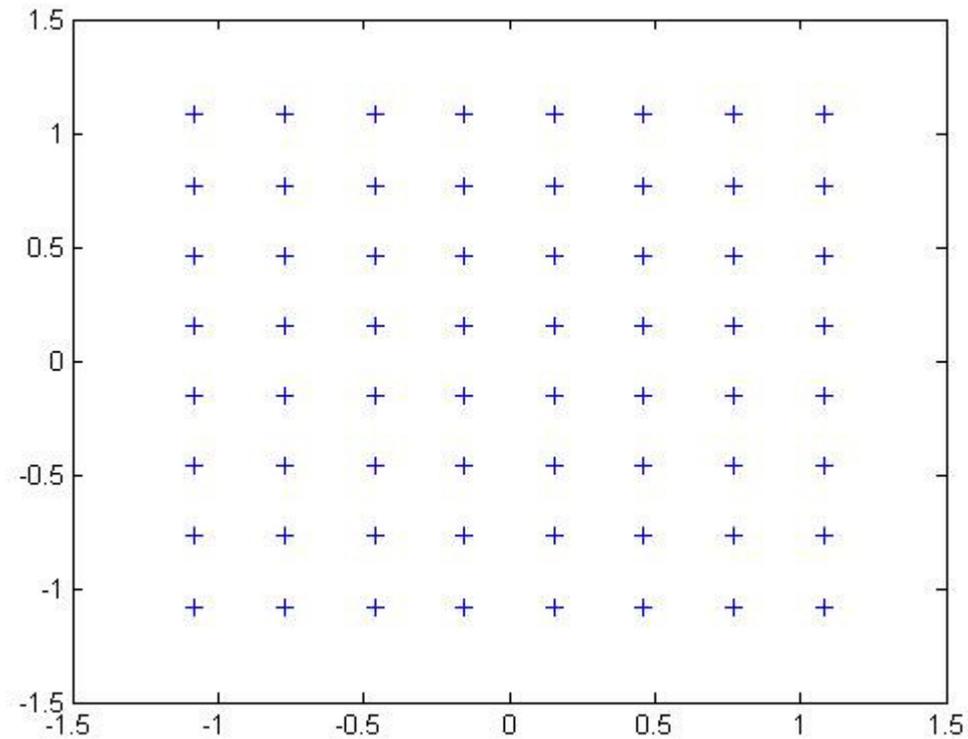


Figura 2.2: Constelação 64-QAM.

A figura 2.3 abaixo mostra a seqüência de amostras $u(n)$ obtidas no receptor após a passagem pelo canal sem a ação do equalizador.

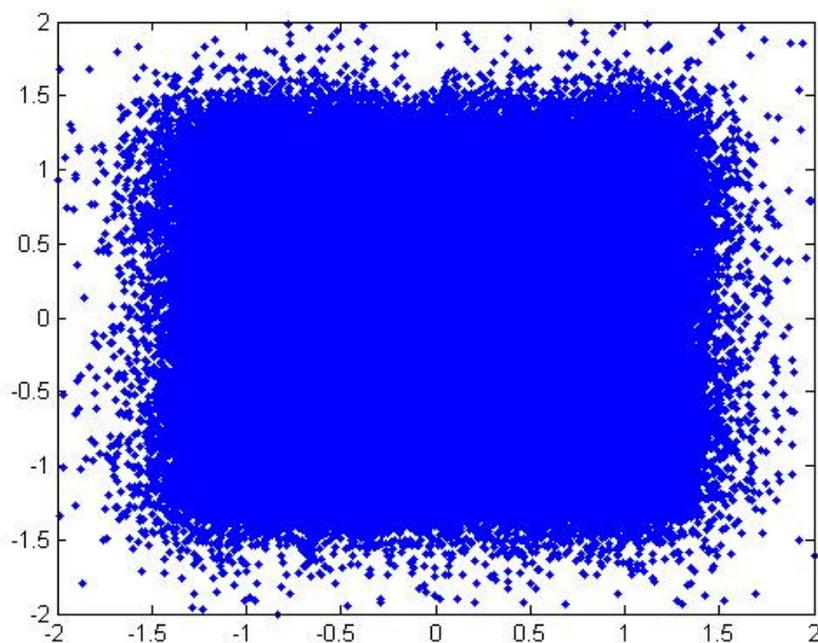


Figura 2.3: Seqüência de amostras $u(n)$ na entrada do equalizador.

Após a equalização, é gerado o conjunto de amostras $y(n)$ mostrado na figura 2.4 aproximando-se muito à seqüência $a(n)$ originalmente transmitida. O módulo da resposta impulsiva $c(n)$ do canal está na figura 2.5.

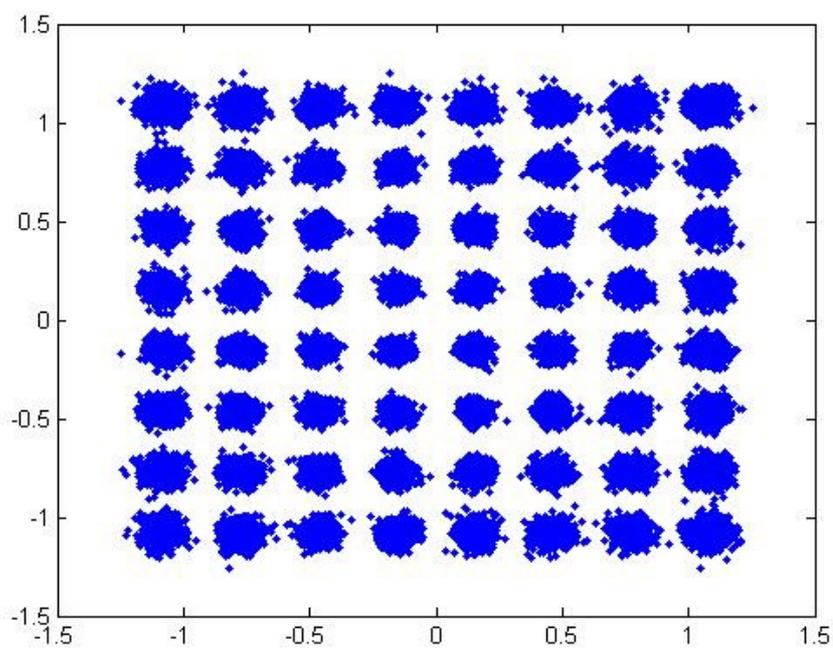


Figura 2.4: Seqüência $y(n)$ na saída do equalizador.

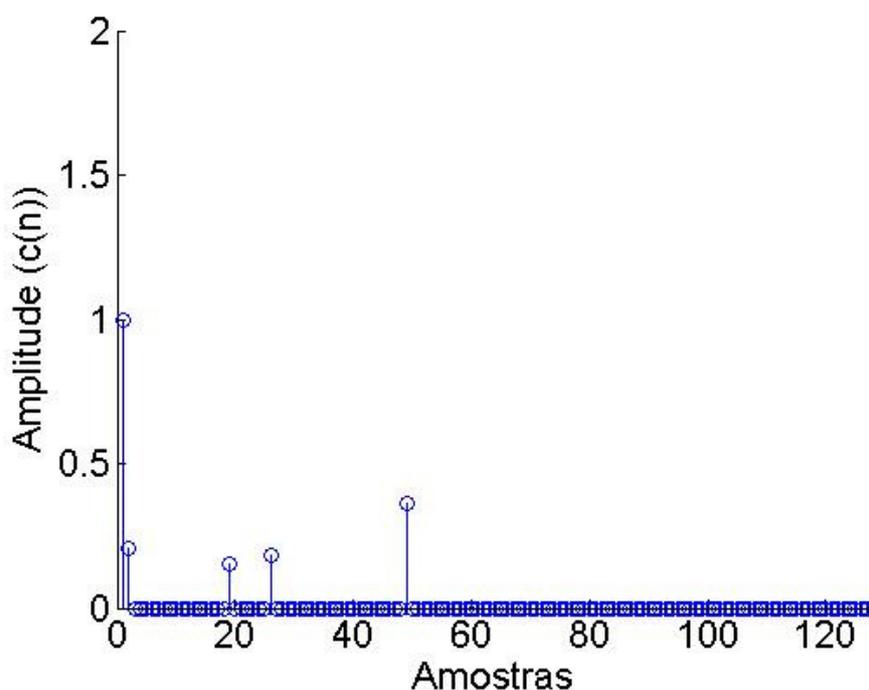


Figura 2.5: Módulo da resposta impulsiva $c(n)$ do canal.

2.3 Algumas Técnicas Clássicas em Equalização Adaptativa

Uma das técnicas mais clássicas em equalização adaptativa é a utilização de uma seqüência de treino previamente estabelecida [22] que é conhecida tanto no transmissor como no receptor. Equalizadores baseados nessa técnica são chamados de **Equalizadores Supervisionados**. Essa seqüência de treino conhecida é transmitida através do canal e utilizada pelo receptor para adaptar os coeficientes do equalizador de maneira supervisionada, de forma a compensar os efeitos do canal e tornar o sinal de saída do equalizador o mais próximo possível do sinal de referência [23], normalmente através do algoritmo *LMS*, buscando atingir a condição de *ZF – Zero Forcing*, ou seja, quando $ISI \rightarrow 0$ [1]. Tal situação é também conhecida como condição de “olho completamente aberto”, devido ao sinal equalizado $y(t)$ assemelhar-se a um olho aberto na tela de um osciloscópio quando o alfabeto A é constituído por símbolos reais (não-complexos).

A seqüência de treino é transmitida somente na fase inicial do estabelecimento de comunicações ponto a ponto ou periodicamente para sistemas que operam em modo *broadcast* pois, se o transmissor tivesse que enviar somente esta seqüência de supervisão, não haveria a necessidade de equalizar o canal, já que este sinal não carrega nenhuma informação

útil. Após a convergência do algoritmo *LMS*, no momento em que o valor do *MSE* da saída em relação à seqüência de treino é baixo, normalmente costuma-se transferir o processo de equalização para o chamado algoritmo *DD* [3], que dispensa a seqüência de treino enquanto nenhuma alteração significativa ocorrer no canal [24]. A figura 2.6 mostra o esquema de equalização supervisionada.

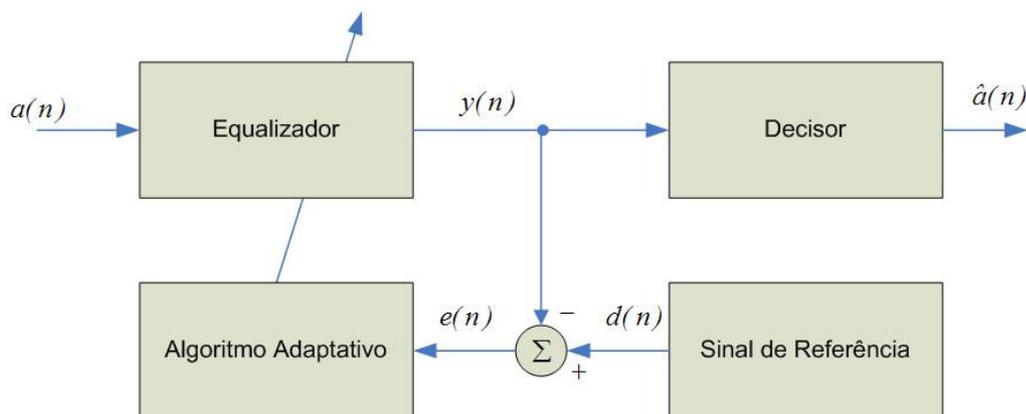


Figura 2.6: Esquema de Equalização Supervisionada.

O princípio de funcionamento do algoritmo *DD* é baseado em um quantizador Q representando um dispositivo de decisão que recebe a saída y do sistema e estima a qual símbolo do alfabeto A mais próxima ela se encontra. O algoritmo *DD* é normalmente utilizado em conjunto com o algoritmo *LMS*. Após o *LMS* atingir um nível de *MSE* suficientemente baixo, o sistema passa a utilizar a estimativa da seqüência originalmente transmitida $\hat{a}(n) = Q\{y(n)\}$, ao invés da seqüência de treino $d(n)$. A função de custo J_{LMS} mede o erro quadrático instantâneo entre a seqüência de saída $y(n)$ do equalizador e $\hat{a}(n)$, ou entre $y(n)$ e a seqüência de treino $d(n)$ quando a chave está na posição “*LMS*”, conforme mostra a figura 2.7. Esta função de custo é minimizada pelo algoritmo Gradiente Estocástico [1], que adapta $W(z)$. Quando $\hat{a}(n) = a(n)$ o algoritmo *DD* torna-se idêntico ao *LMS*. De acordo com [25] equalizadores baseados no algoritmo *DD* convergem para uma condição de *ZF* quando inicializados em uma condição de “olho parcialmente aberto”. A figura 2.7 mostra o diagrama dos algoritmos *LMS* e *DD* operando em conjunto.

Lentas variações no canal de transmissão $C(z)$ podem ser acompanhadas de modo adaptativo pelo algoritmo *DD*, sem a necessidade de se transmitir novamente a seqüência de treino.

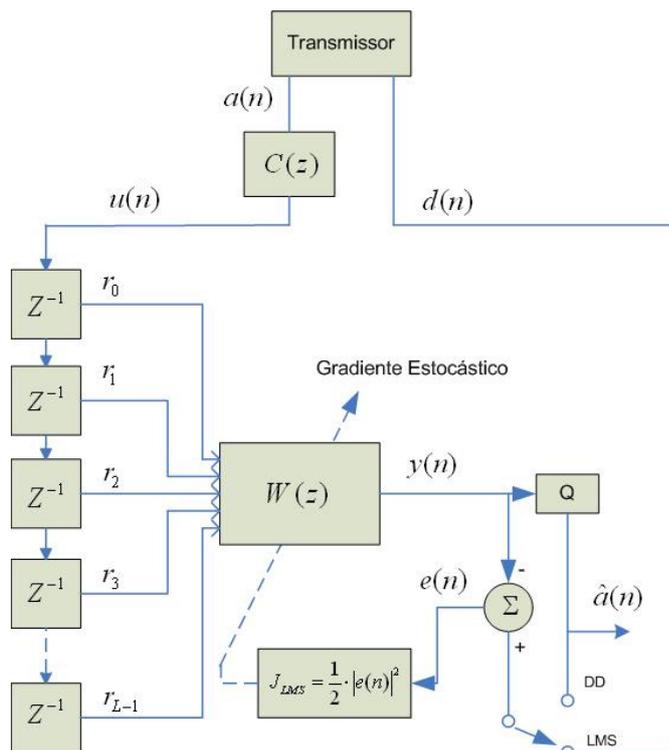


Figura 2.7: Diagrama do equalizador *LMS-DD*.

Entretanto, a utilização de uma seqüência de treino representa desperdício de banda passante, já que ela não transporta nenhuma informação útil, sendo necessária a utilização de equalizadores que não necessitem desta seqüência $d(n)$, mas que operem com base no sinal recebido e em alguma característica estatística da fonte $a(n)$. Essa classe de equalizadores é chamada de **Equalizadores Autodidatas**, os quais realizam a desconvolução do canal sem conhecer $a(n)$, ao contrário dos algoritmos supervisionados *LMS* e *LMS-DD*, que precisam desta referência para atingir a condição de *ZF*. A figura 2.8 mostra o esquema de equalização autodidata.

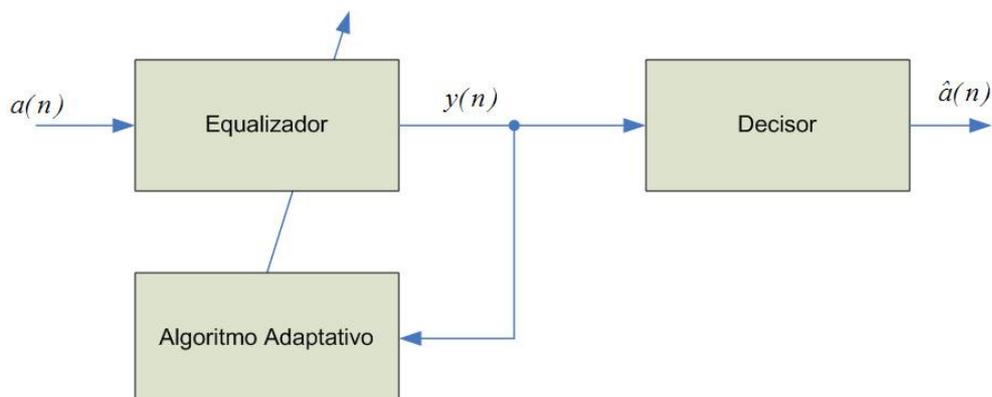


Figura 2.8: Esquema de Equalização Autodidata.

A equalização autoidadada de canal é representada por uma variedade de técnicas que utilizam distintas filosofias em sua implementação. Como exemplo podem-se citar o *CMA*, os algoritmos detectores de máxima verossimilhança ou detectores *MLSD - Maximum Likelihood Sequence Detection* [26], os algoritmos por decomposição em sub-espacos [27] [28] [29], o algoritmo *DFE - Decision Feedback Equalizer* [30] [31] entre outros.

Em [32] Endres realiza uma análise entre estas diversas filosofias atuais, incluindo vários exemplos comparativos de equalização autoidadada de canais comprovadamente encontrados na prática de transmissão digital. Como conclusão, Endres destaca que o algoritmo *CMA*, sob amostragem fracionária de canal, apresenta desempenho superior em relação às demais técnicas e filosofias autoidadadas, principalmente no que diz respeito à velocidade de convergência, pois, comparativamente, necessita de menos amostras do que outros algoritmos para atingir o ponto de convergência. Nas raras situações em que o desempenho do *CMA* é superado, esse desempenho é atingido através de um alto custo computacional, o que o torna proibitivo.

A seguir serão apresentados os dois principais algoritmos utilizados em equalização, um supervisionado (*LMS*) e outro autoidadada (*CMA*).

2.3.1 O Algoritmo LMS

O *LMS* é um algoritmo do tipo Gradiente Estocástico que possui uma baixa complexidade computacional quando comparado com outros algoritmos, mas por outro lado, também apresenta uma velocidade de convergência baixa [33].

De acordo com a figura 2.9 logo abaixo, a seqüência de amostras $a(n)$ originalmente transmitida, após passar pelo canal de transmissão, é distorcida por ruídos e multipercurso, originando $u(n)$ na entrada do equalizador. Normalmente a seqüência $u(n)$ é representada por números complexos, pois a maioria dos sistemas digitais utiliza modulações *M-QAM* ou *M-PSK*. Esta seqüência é armazenada em uma fila de blocos Z^{-1} (saída do bloco atrasada de uma amostra em relação à entrada). O conjunto de saídas desta fila de blocos forma o chamado vetor regressor de canal, definido por $\underline{r} = [r_0 \ r_1 \ \dots \ r_{L-1}]^T$, onde L indica o tamanho do regressor. No bloco $W(z)$ encontram-se os coeficientes $\{W_0, W_1, \dots, W_{L-1}\}$ que representam o vetor de pesos $\underline{W} = [W_0 \ W_1 \ \dots \ W_{L-1}]^T$. A saída de $W(z)$ é definida pela

soma das saídas dos blocos Z^{-1} ponderadas pelo conjunto de coeficientes $\{W_0, W_1, \dots, W_{L-1}\}$, de forma que sua função de custo seja dada por $W(z) = W_0 + W_1 Z^{-1} + \dots + W_{L-1} Z^{L-1}$ [22]. Este equalizador é denominado de equalizador transversal, pois $W(z)$ assim implementada define um filtro *FIR* transversal [19].

A seqüência $d(n)$ representa a seqüência de treino enviada pelo transmissor, logo, $e(n) = d(n) - y(n)$.

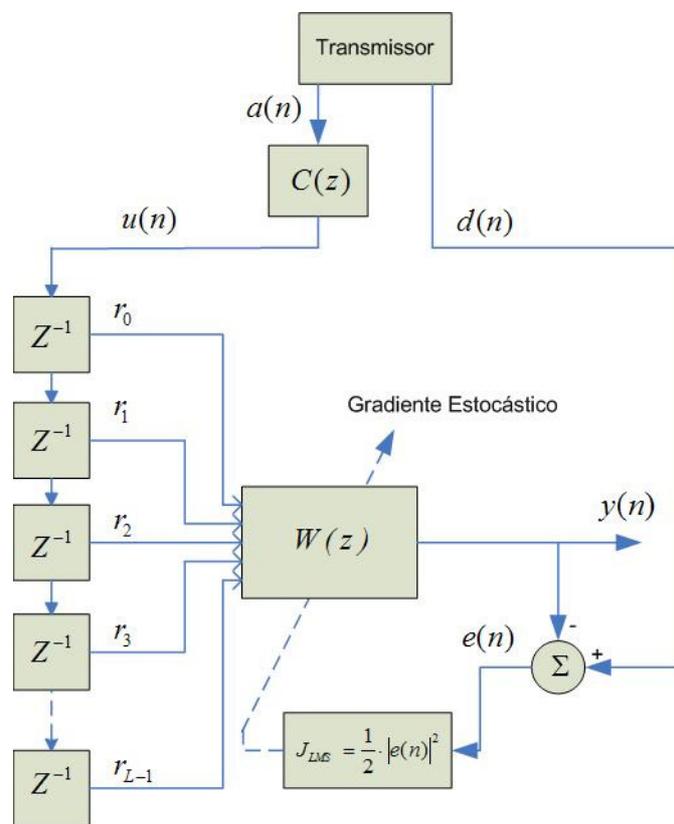


Figura 2.9: Diagrama do Equalizador *LMS*.

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_{LMS} que mede o quadrado da norma Euclidiana entre a saída do equalizador e o símbolo da seqüência de treino [22].

A tabela 2.1 esquematiza o procedimento adotado no equalizador *LMS* quando aplicado à equalização de canal.

Tabela 2.1: Sumário do algoritmo utilizado no Equalizador *LMS* aplicado à equalização de canal.

Etapa	Descrição
1	Inicialização do vetor de pesos \underline{W} , de tamanho L : $\underline{W} = 0 + j0$, $j = \sqrt{-1}$.
2	Inicialização do indexador de regressor do canal: $n = 0$.
3	Obtenção do vetor que define o n -ésimo regressor de canal $\underline{r}(n)$: $r_k(n) = u(L-1-k+n)$, $k = 0, 1, \dots, L-1$, onde u é a seqüência de amostras recebida do canal.
4	Obtenção da saída do equalizador no instante n : $y(n) = \underline{W}^T(n) \cdot \underline{r}(n)$.
5	Cálculo do erro: $e(n) = d(n) - y(n)$.
6	Atualização do vetor de pesos \underline{W} : $\underline{W}(n+1) = \underline{W}(n) + \eta_w \cdot e(n) \cdot \underline{r}^*(n)$, onde η_w é o passo de adaptação do vetor \underline{W} , $\eta_w > 0$.
7	Incremento do indexador: $n = n + 1$.
8	Repetição das etapas 3 a 7 até que todas as amostras enviadas tenham sido processadas.

2.3.2 O Algoritmo CMA

O algoritmo de equalização adaptativa autodidata conhecido como *CMA* foi desenvolvido independentemente por Godard [5] e Treichler [8]. Ele surgiu como uma solução aos trabalhos em redes multiponto, que têm como característica a impossibilidade de se obter uma seqüência de treino em certos momentos e a necessidade de que o algoritmo empregado na equalização tenha uma convergência rápida. Além disso, tal rede permite que a fase da portadora possa ser recuperada na saída do equalizador, onde se pode usar um

algoritmo de decisão direta que neste caso funciona muito bem [34]. O *CMA* representa o algoritmo mais amplamente utilizado e testado na implementação de equalizadores autodidatas [35], pois, em sistemas práticos, seu desempenho tem sido comprovadamente superior ao dos demais métodos de desconvolução autodidata existentes [32] [36].

O *CMA* tem sua capacidade de convergência otimizada quando utiliza amostragem fracionária do canal de transmissão, ou seja, a seqüência de entrada é definida por amostras do canal espaçadas no tempo de um intervalo igual ao intervalo de amostragem utilizado no transmissor dividido por dois, ou seja, $\frac{T}{2}$. Equalizadores deste tipo foram historicamente desenvolvidos visando o problema de sincronização [37] [38] e, mais recentemente, foi comprovado que um equalizador fracionário pode atingir perfeitamente a condição *ZF* “conhecendo” apenas um número finito de amostras passadas pelo canal sob determinadas condições ideais [36].

A figura 2.10 mostra o equalizador *CMA FIR* transversal.

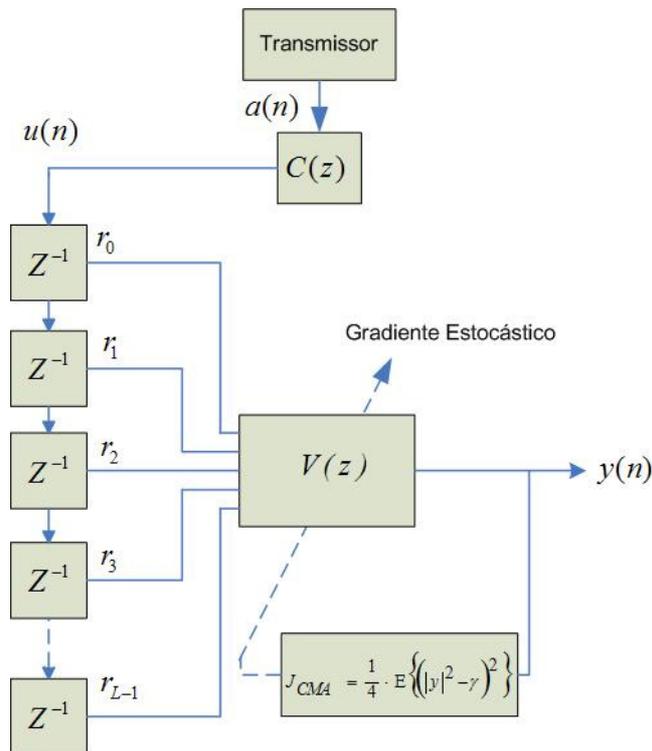


Figura 2.10: Diagrama do Equalizador *CMA*.

Na figura 2.10 $\gamma = \frac{\sum_{k=0}^{M-1} |S_k|^4}{\sum_{k=0}^{M-1} |S_k|^2}$ é a constante de dispersão do algoritmo de Godard;

$S_k \in A$, $k = 0, 1, \dots, M-1$ e $A = \{S_0, S_1, \dots, S_{M-1}\}$ é o alfabeto de símbolos M -QAM.

O vetor de pesos $\underline{V} = [V_0 \ V_1 \ \dots \ V_{L-1}]^T$ é atualizado pelo Gradiente Estocástico visando minimizar a função de custo de Godard J_{CMA} .

A tabela 2.2 esquematiza o procedimento adotado no equalizador CMA quando aplicado à equalização por amostragem fracionária do canal. A inicialização do vetor de pesos \underline{V} , indicada na etapa 1, é amplamente utilizada na prática de equalizadores CMA sendo denominada “inicialização *single spike*” [32] [36] [39] [40].

Tabela 2.2: Sumário do algoritmo utilizado no Equalizador CMA aplicado à equalização por amostragem fracionária do canal.

Etapa	Descrição
1	<p>Inicialização do vetor \underline{V}:</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 $j = \sqrt{-1}$,</p> <p>L é a dimensão do vetor \underline{V} e</p> <p>$0 < \xi < L-1$ representa o índice do único peso do vetor de pesos \underline{V} a ser inicializado com o valor $1+j0$.</p>
2	<p>Inicialização do indexador de amostras recebidas por amostragem fracionária do canal:</p> <p>$i = 1$.</p>
3	<p>Inicialização do indexador de regressor do canal:</p> <p>$n = 0$.</p>
4	<p>Obtenção do n-ésimo regressor do canal $\underline{r}(n)$:</p> $r_k(n) = u(L-1-k+i), \quad k = 0, 1, \dots, L-1,$ <p>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 $n = 0, 1, \dots, N_r - 1$,</p> <p>N_a é o número total de amostras a serem recebidas por amostragem fracionária do canal,</p>

	$N_r = \left\lfloor \frac{N_a - L - 1}{2} \right\rfloor + 1$ 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	Obtenção da saída do equalizador no instante n : $y(n) = \underline{V}^T(n) \cdot \underline{r}(n).$
6	Atualização do vetor de pesos \underline{V} : $\underline{V}(n+1) = \underline{V}(n) + \eta_v \cdot y(n) \cdot \left(\gamma - y(n) ^2 \right) \cdot \underline{r}^*(n),$ onde η_v é o passo de adaptação do vetor \underline{V} , $\eta_v > 0$.
7	Incremento dos indexadores : $i = i + 2,$ $n = n + 1.$
8	Teste do fim do laço: Se $L + i > N_a \rightarrow$ FIM, caso contrário repetir etapas 4 a 7.

3 O Equalizador Concorrente

O *CMA*, apesar de ser um dos algoritmos mais utilizados em equalização cega de canal, possui uma função de custo que apresenta mínimos locais, o que frequentemente dificulta a convergência do algoritmo. Além disso, o Erro Médio Quadrático atingido após a convergência do *CMA* é apenas moderado, o que para muitos sistemas não proporciona um desempenho apropriado [35].

Uma solução frequentemente utilizada para resolver esses problemas é a utilização do *CMA* até a *ISI* atingir um nível suficientemente baixo e então transferir para o algoritmo *DD* que, ao ser inicializado com uma *ISI* relativamente baixa, é capaz de atingir um erro de regime permanente muito menor que o *CMA*.

No entanto, a seqüência *CMA+DD*, apesar de apresentar um erro de regime permanente muito menor que o *CMA*, necessita de um número muito grande de iterações para constelações mais densas. Assim, a convergência da seqüência *CMA+DD*, se atingida, será tanto mais lenta quanto mais densa for a constelação.

Várias tentativas já foram feitas no sentido de melhorar o desempenho do *CMA*. Em 1987, Picchi e Prati [41] propuseram o algoritmo *stop-and-go*, que apresentava uma função de erro que não causava adaptação ao vetor de pesos do equalizador sempre que a saída do mesmo encontrava-se excessivamente afastada de qualquer símbolo pertencente ao alfabeto utilizado. Embora este algoritmo seja comprovadamente de desempenho inferior ao do algoritmo *CMA* [36], e não envolva relação direta com o mesmo, vale citá-lo pois já naquela época foi testado com sucesso para uma modulação *64-QAM*, cuja constelação era considerada algo densa para as técnicas de equalização autodidata vigentes na década de 80 [24].

Em 1991, Ross e Taylor [42] propuseram um algoritmo semelhante ao *stop-and-go*, o qual dividia o plano complexo da constelação de símbolos em nove regiões de confiabilidade dependentes do sinal das partes real e imaginária do símbolo gerado na saída do equalizador. A decisão entre atualizar ou não o vetor de pesos era feita com base na região em que o símbolo gerado se encontrava. Para modulações *64-QAM* conseguiram uma redução moderada de 17% no desempenho quando aplicado ao algoritmo *stop-and-go*.

Em 1994, Weerackody e Kassam [43] apresentaram uma técnica dual que utilizava o nível de erro médio da saída do equalizador para comutar automaticamente entre o *CMA* e o

DD. Eles obtiveram uma substancial redução do tempo de convergência aplicando o seu algoritmo dual a um equalizador *CMA* para uma modulação *16-QAM*, mas para constelações mais densas os próprios autores reconheceram que sua nova técnica era falha.

Em 1997, Papadias e Slock [44] propuseram um algoritmo no qual o processo de atualização do vetor de pesos do equalizador dependia de modo simultâneo parcialmente do *CMA* e parcialmente do grau de equilíbrio atingido pela sua evolução. Embora apresentasse vários problemas vale lembrá-lo, pois pela primeira vez foi proposta a minimização da função de custo de Godard levando-se em conta os estados anteriores do equalizador, recurso utilizado de maneira semelhante no Equalizador Concorrente, o que faz com que o processo de atualização dependa de modo não-linear da dinâmica de variação dos estados do equalizador.

O Equalizador Concorrente é um algoritmo adaptativo proposto por F. C. C. De Castro et al. [9] [10] que surgiu como uma solução para o problema da lenta convergência da seqüência *CMA+DD*. De Castro propôs uma arquitetura concorrente, viabilizada através de um elo não-linear, para a operação simultânea dos algoritmos *CMA* e *DD*. Este elo permite atingir um baixo erro de regime permanente e minimiza os problemas de convergência ditos anteriormente. Esta proposta ainda teve contribuições desenvolvidas por S. Chen et al. [11] [12] [13], onde foi abordada o *SDD* ao invés do *HDD*, apresentado inicialmente em De Castro [9].

3.1 O Equalizador Autodidata Concorrente

O Equalizador Concorrente representa o estado da arte em equalização cega de baixa complexidade e apresenta uma melhora dramática de desempenho quando comparado com os algoritmos *DD* e *CMA* trabalhando em modo de comutação [11]. O esquema da equalização concorrente fundamenta-se em um algoritmo cego baseado no gradiente estocástico. São utilizados dois filtros *FIR* adaptativos atuando de forma concorrente, sob amostragem fracionária do canal, sendo o *CMA* o filtro dominante e o *DD* adaptado de forma condicionada, isto é, através de uma estimativa de confiabilidade do símbolo detectado no processo de decisão (quantização). O *CMA* atua no sistema o tempo todo, enquanto que o *DD* é ativado através de uma função de ativação descontínua do tipo liga/desliga que será

mostrada posteriormente. Esta maneira de operação é a responsável pela grande robustez do sistema.

A figura 3.1 mostra o diagrama do Equalizador Concorrente. Como conveniência, nas equações que seguem o n é retirado da notação, a menos que sua presença seja estritamente necessária.

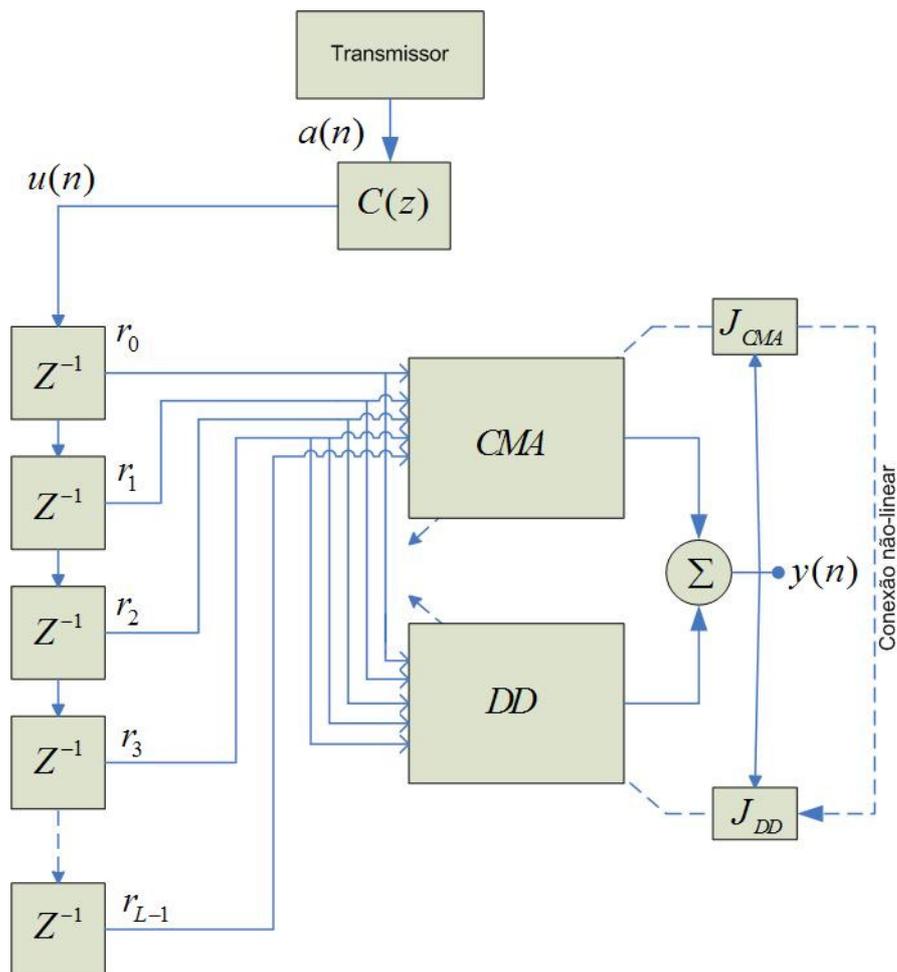


Figura 3.1: Diagrama do Equalizador Concorrente

Na figura 3.1 os blocos CMA e DD representam os vetores de pesos $\underline{V} = [V_0 \ V_1 \ \dots \ V_{L-1}]^T$ e $\underline{W} = [W_0 \ W_1 \ \dots \ W_{L-1}]^T$ respectivamente, do equalizador. A partir de sua inicialização, os dois vetores são atualizados pelo Gradiente Estocástico [1] objetivando minimizar suas funções de custo.

A função de custo do *CMA*, chamada de Função de Godard, é definida por

$$J_{CMA} = \frac{1}{4} E \left\{ \left(|y|^2 - \gamma \right)^2 \right\}, \text{ onde } \gamma = \frac{\sum_{k=0}^{M-1} |S_k|^4}{\sum_{k=0}^{M-1} |S_k|^2}$$

com $S_k \in A$, $k = 0, 1, \dots, M-1$, e $A = \{S_0, S_1, \dots, S_{M-1}\}$ é o alfabeto de símbolos *M-QAM*.

A função de custo do *DD* é definida por $J_{DD} = \frac{1}{2} \{ |Q\{y\} - y|^2 \}$ e mede o quadrado da norma Euclidiana entre a saída do equalizador e o símbolo do alfabeto mais próximo, onde $Q\{y\} = \arg \min |y - S_k|^2$. Pode-se notar, pela definição das funções de custo, que se J_{DD} é minimizada, obrigatoriamente J_{CMA} também o será. No entanto, a recíproca não é verdadeira.

A ligação entre as duas funções de custo do Equalizador Concorrente é feita através de um elo não-linear, que permite que o processo do *CMA* informe quão equilibrado ele se encontra ao processo do *DD*. O equilíbrio do processo do *CMA* 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_{CMA} simultaneamente minimiza J_{DD} , já que o equalizador é concebido para operar de modo concorrente [24].

O operador não-linear inibe o processo do *DD* quando o processo de minimização de J_{CMA} simultaneamente não minimiza J_{DD} . Portanto, o processo do *DD* só interfere de modo cooperativo no processo de minimização da função de custo do *CMA*. Será visto a seguir que 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 [24].

O equacionamento a seguir é baseado no trabalho de F. C. C. De Castro et al. [9] [10].

O n -ésimo regressor do canal $\underline{r}(n)$, $n = 0, 1, \dots, N_r - 1$, é definido pela seguinte equação, já descrita anteriormente para os algoritmos *LMS* e *CMA*:

$$r_k(n) = u(L-1-k+i), \quad k = 0, 1, \dots, L-1. \quad (3.1)$$

A saída do equalizador é dada por

$$y = \underline{W}^T \cdot \underline{r} + \underline{V}^T \cdot \underline{r} = \sum_{k=0}^{L-1} W_k \cdot r_k + \sum_{k=0}^{L-1} V_k \cdot r_k. \quad (3.2)$$

Como normalmente a maioria dos sistemas digitais utiliza modulações M -QAM ou M -PSK, a seqüência $u(n)$ é representada por números complexos. Dessa maneira, pode-se reescrever a equação (3.2):

$$\begin{aligned} y &= \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} [\operatorname{Re}\{W_k\}\operatorname{Re}\{r_k\} - \operatorname{Im}\{W_k\}\operatorname{Im}\{r_k\}] + \sum_{k=0}^{L-1} [\operatorname{Re}\{V_k\}\operatorname{Re}\{r_k\} - \operatorname{Im}\{V_k\}\operatorname{Im}\{r_k\}] \right\} + \\ & j \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} [\operatorname{Re}\{W_k\}\operatorname{Im}\{r_k\} + \operatorname{Im}\{W_k\}\operatorname{Re}\{r_k\}] + \sum_{k=0}^{L-1} [\operatorname{Re}\{V_k\}\operatorname{Im}\{r_k\} + \operatorname{Im}\{V_k\}\operatorname{Re}\{r_k\}] \right\} = \\ & = \operatorname{Re}\{y\} + j\operatorname{Im}\{y\}, \quad j = \sqrt{-1}. \end{aligned} \quad (3.3)$$

A função de custo J_{CMA} é dada por

$$J_{CMA} = \frac{1}{4} \mathbf{E} \left\{ \left(|y|^2 - \gamma \right)^2 \right\} = \lim_{n \rightarrow \infty} J_{CMA}(n), \quad (3.4)$$

$$J_{CMA}(n) = \frac{1}{4} \left\{ \left(|y(n)|^2 - \gamma \right)^2 \right\}. \quad (3.5)$$

O vetor \underline{V} é ajustado pelo Gradiente Estocástico visando minimizar a função de custo J_{CMA} , à medida que n é incrementado, de acordo com

$$V_p(n+1) = V_p(n) + \eta_v \cdot \left(-\nabla_p J_{CMA}(n) \right), \quad p = 0, 1, \dots, L-1, \quad (3.6)$$

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

O p -ésimo componente do gradiente complexo de J_{CMA} tomado com relação à variação do p -ésimo componente do vetor \underline{V} é dado por

$$\nabla_p J_{CMA} = \nabla_p^R J_{CMA} + j \nabla_p^I J_{CMA} = \frac{\partial J_{CMA}}{\partial \operatorname{Re}\{V_p\}} + j \frac{\partial J_{CMA}}{\partial \operatorname{Im}\{V_p\}}. \quad (3.7)$$

Substituindo (3.5) em (3.7) obtêm-se

$$\nabla_p J_{CMA} = \frac{1}{2} (|y|^2 - \gamma) \cdot \left[\frac{\partial |y|^2}{\partial \text{Re}\{V_p\}} + j \frac{\partial |y|^2}{\partial \text{Im}\{V_p\}} \right]. \quad (3.8)$$

O módulo ao quadrado de y é obtido de (3.3):

$$\begin{aligned} |y|^2 &= (\text{Re}\{y\})^2 + (\text{Im}\{y\})^2 = \\ &= \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} [\text{Re}\{W_k\}\text{Re}\{r_k\} - \text{Im}\{W_k\}\text{Im}\{r_k\}] + \sum_{k=0}^{L-1} [\text{Re}\{V_k\}\text{Re}\{r_k\} - \text{Im}\{V_k\}\text{Im}\{r_k\}] \right\}^2 + \\ &+ \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} [\text{Re}\{W_k\}\text{Im}\{r_k\} + \text{Im}\{W_k\}\text{Re}\{r_k\}] + \sum_{k=0}^{L-1} [\text{Re}\{V_k\}\text{Im}\{r_k\} + \text{Im}\{V_k\}\text{Re}\{r_k\}] \right\}^2. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Com a equação (3.9) pode-se reescrever em (3.8):

$$\frac{\partial |y|^2}{\partial \text{Re}\{V_p\}} = 2(\text{Re}\{y\}\text{Re}\{r_p\} + \text{Im}\{y\}\text{Im}\{r_p\}), \quad (3.10)$$

$$\frac{\partial |y|^2}{\partial \text{Im}\{V_p\}} = 2(\text{Im}\{y\}\text{Re}\{r_p\} - \text{Re}\{y\}\text{Im}\{r_p\}). \quad (3.11)$$

Substituindo (3.10) e (3.11) em (3.8) e multiplicando por -1 tem-se

$$-\nabla_p J_{CMA} = (\gamma - |y|^2) \cdot [(\text{Re}\{y\}\text{Re}\{r_p\} + \text{Im}\{y\}\text{Im}\{r_p\}) + j(\text{Im}\{y\}\text{Re}\{r_p\} - \text{Re}\{y\}\text{Im}\{r_p\})], \quad (3.12)$$

$$-\nabla_p J_{CMA} = (\gamma - |y|^2) [y \cdot r_p^*] = y \cdot (\gamma - |y|^2) \cdot r_p^*. \quad (3.13)$$

Finalmente, a equação de atualização do vetor \underline{V} para a minimização da função de custo J_{CMA} através do Gradiente Estocástico é obtida substituindo (3.13) em (3.6):

$$\underline{V}(n+1) = \underline{V}(n) + \eta_v \cdot y(n) \cdot (\gamma - |y(n)|^2) \cdot \underline{r}^*(n). \quad (3.14)$$

De maneira semelhante é obtida a equação de atualização do vetor de pesos \underline{W} . A função de custo J_{DD} é dada por

$$J_{DD} = \frac{1}{2} E\{|\mathcal{Q}\{y\} - y|^2\} = \lim_{n \rightarrow \infty} J_{DD}(n), \quad (3.15)$$

$$J_{DD}(n) = \frac{1}{2} \left\{ |Q\{y(n)\} - y(n)|^2 \right\}. \quad (3.16)$$

O vetor \underline{W} é ajustado pelo Gradiente Estocástico visando minimizar a função de custo J_{DD} , à medida que n é incrementado:

$$W_p(n+1) = W_p(n) + \eta_w \cdot (-\nabla_p J_{DD}(n)), \quad p = 0, 1, \dots, L-1. \quad (3.17)$$

O p -ésimo componente do gradiente complexo de J_{DD} tomado com relação à variação do p -ésimo componente do vetor \underline{W} é dado por

$$\nabla_p J_{DD} = \nabla_p^R J_{DD} + j \nabla_p^I J_{DD} = \frac{\partial J_{DD}}{\partial \text{Re}\{W_p\}} + j \frac{\partial J_{DD}}{\partial \text{Im}\{W_p\}}. \quad (3.18)$$

Substituindo (3.16) em (3.18) obtêm-se

$$\nabla_p J_{DD} = \frac{1}{2} \left[\frac{\partial |Q\{y\} - y|^2}{\partial \text{Re}\{W_p\}} + j \frac{\partial |Q\{y\} - y|^2}{\partial \text{Im}\{W_p\}} \right]. \quad (3.19)$$

De (3.3) e (3.9):

$$\begin{aligned} |Q\{y\} - y|^2 &= (\text{Re}\{Q\{y\}\} - \text{Re}\{y\})^2 + (\text{Im}\{Q\{y\}\} - \text{Im}\{y\})^2 = \\ &= \left\{ \text{Re}\{Q\{y\}\} - \left[\sum_{k=0}^{L-1} [\text{Re}\{W_k\}\text{Re}\{r_k\} - \text{Im}\{W_k\}\text{Im}\{r_k\}] + \sum_{k=0}^{L-1} [\text{Re}\{V_k\}\text{Re}\{r_k\} - \text{Im}\{V_k\}\text{Im}\{r_k\}] \right] \right\}^2 + \\ &+ \left\{ \text{Im}\{Q\{y\}\} - \left[\sum_{k=0}^{L-1} [\text{Re}\{W_k\}\text{Im}\{r_k\} + \text{Im}\{W_k\}\text{Re}\{r_k\}] + \sum_{k=0}^{L-1} [\text{Re}\{V_k\}\text{Im}\{r_k\} + \text{Im}\{V_k\}\text{Re}\{r_k\}] \right] \right\}^2. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Com a equação (3.20) pode-se reescrever em (3.19):

$$\frac{\partial |Q\{y\} - y|^2}{\partial \text{Re}\{W_p\}} = 2 \left(\begin{aligned} &\left[\text{Re}\{Q\{y\}\} - \text{Re}\{y\} \right] \left[\frac{\partial \text{Re}\{Q\{y\}\}}{\partial \text{Re}\{W_p\}} - \text{Re}\{r_p\} \right] + \\ &\left[\text{Im}\{Q\{y\}\} - \text{Im}\{y\} \right] \left[\frac{\partial \text{Im}\{Q\{y\}\}}{\partial \text{Re}\{W_p\}} - \text{Im}\{r_p\} \right] \end{aligned} \right), \quad (3.21)$$

$$\frac{\partial |Q\{y\} - y|^2}{\partial \text{Im}\{W_p\}} = 2 \left(\begin{array}{l} [\text{Re}\{Q\{y\}\} - \text{Re}\{y\}] \left[\frac{\partial \text{Re}\{Q\{y\}\}}{\partial \text{Im}\{W_p\}} + \text{Im}\{r_p\} \right] + \\ [\text{Im}\{Q\{y\}\} - \text{Im}\{y\}] \left[\frac{\partial \text{Im}\{Q\{y\}\}}{\partial \text{Im}\{W_p\}} - \text{Re}\{r_p\} \right] \end{array} \right). \quad (3.22)$$

Como $Q\{y\}$ não é uma função contínua pode-se trocar o operador diferencial $\partial\{\}$ pelo operador diferença $\Delta\{\}$, o que, após a substituição de (3.21) e (3.22) em (3.19) implica em (3.23) representar uma aproximação:

$$-\nabla_p J_{DD} \approx \left(\begin{array}{l} [\text{Re}\{Q\{y\}\} - \text{Re}\{y\}] \left[\text{Re}\{r_p\} - \frac{\Delta \text{Re}\{Q\{y\}\}}{\Delta \text{Re}\{W_p\}} \right] + \\ [\text{Im}\{Q\{y\}\} - \text{Im}\{y\}] \left[\text{Im}\{r_p\} - \frac{\Delta \text{Im}\{Q\{y\}\}}{\Delta \text{Re}\{W_p\}} \right] \end{array} \right) + \quad (3.23)$$

$$j \left(\begin{array}{l} [\text{Im}\{Q\{y\}\} - \text{Im}\{y\}] \left[\text{Re}\{r_p\} - \frac{\Delta \text{Im}\{Q\{y\}\}}{\Delta \text{Im}\{W_p\}} \right] + \\ - [\text{Re}\{Q\{y\}\} - \text{Re}\{y\}] \left[\text{Im}\{r_p\} + \frac{\Delta \text{Re}\{Q\{y\}\}}{\Delta \text{Im}\{W_p\}} \right] \end{array} \right).$$

O termo $\frac{\Delta \text{Re}\{Q\{y\}\}}{\Delta \text{Re}\{W_p\}}$ em (3.23) pode ser expresso como

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \text{Re}\{Q\{y\}\}}{\Delta \text{Re}\{W_p\}} &= \frac{\text{Re}\{\Delta Q\{y\}\}}{\Delta \text{Re}\{W_p\}} = \text{Re} \left\{ \frac{\Delta Q\{y\}}{\Delta \text{Re}\{W_p\}} \right\} = \text{Re} \left\{ \frac{\Delta Q\{y\}}{\Delta y} \cdot \frac{\Delta y}{\Delta \text{Re}\{W_p\}} \right\} = \\ &= \text{Re} \left\{ \frac{\Delta Q\{y\}}{\Delta y} \cdot \frac{\partial y}{\partial \text{Re}\{W_p\}} \right\} = \text{Re} \left\{ \frac{\Delta Q\{y\}}{\Delta y} \cdot [\text{Re}\{r_p\} + j \text{Im}\{r_p\}] \right\}. \end{aligned} \quad (3.24)$$

O termo $\frac{\Delta Q\{y(n)\}}{\Delta y(n)}$ em (3.24) expressa a sensibilidade do quantizador quanto à variação na saída do equalizador no instante n . Para computar esta sensibilidade deve-se perturbar de alguma forma o sistema no instante n , medir as resultantes variações $\Delta y(n)$ e $\Delta Q\{y(n)\}$, e computar a seguinte razão:

$$\frac{\Delta Q\{y(n)\}}{\Delta y(n)} = \frac{Q\{y(n)\} - Q\{\tilde{y}(n)\}}{y(n) - \tilde{y}(n)}, \quad (3.25)$$

onde $y(n)$ é a saída do equalizador e $\tilde{y}(n)$ é a saída do equalizador resultante da imposição de uma perturbação δ ao sistema, no instante n .

Existem infinitas possíveis definições para a perturbação δ . Entretanto, de maneira a minimizar a falta de precisão na equação (3.23) deve-se ligar δ à dinâmica do sistema [5]. Dessa maneira considera-se δ como sendo a perturbação imposta ao sistema tal que a saída perturbada $\tilde{y}(n)$ é dada por

$$\tilde{y}(n) = [\underline{V}(n) + \Delta \underline{V}(n)]^T \cdot \underline{r}(n) + \underline{W}^T(n) \cdot \underline{r}(n) = \underline{V}^T(n+1) \cdot \underline{r}(n) + \underline{W}^T(n) \cdot \underline{r}(n), \quad (3.26)$$

onde $\Delta \underline{V}(n)$ é a perturbação δ dada por

$$\Delta \underline{V}(n) = \underline{V}(n+1) - \underline{V}(n). \quad (3.27)$$

Desta maneira definida, a perturbação δ é gerada como consequência da atualização do vetor \underline{V} no instante n , na equação (3.6). Isto significa, para propósitos de implementação, que apenas o vetor \underline{W} deve ser atualizado após o vetor \underline{V} . Portanto, δ implicitamente depende do estado *a priori* do sistema.

Na avaliação quantitativa da equação (3.25), obtêm-se, de acordo com De Castro em [9], as seguintes relações:

$$\frac{\Delta Q\{y(n)\}}{\Delta y(n)} = 0 \text{ para } Q\{y(n)\} = Q\{\tilde{y}(n)\}, \quad (3.28)$$

$$\frac{\Delta Q\{y(n)\}}{\Delta y(n)} = 1 \text{ para } Q\{y(n)\} \neq Q\{\tilde{y}(n)\}. \quad (3.29)$$

Portanto, a equação (3.25) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$D_Q(n) = \frac{\Delta Q\{y(n)\}}{\Delta y(n)} = \begin{cases} 0, & Q\{y(n)\} = Q\{\tilde{y}(n)\} \\ 1, & Q\{y(n)\} \neq Q\{\tilde{y}(n)\} \end{cases}. \quad (3.30)$$

De (3.24) e (3.30) tem-se:

$$\frac{\Delta \text{Re}\{Q\{y(n)\}\}}{\Delta \text{Re}\{W_p(n)\}} = \text{Re}\{D_Q(n) \cdot [\text{Re}\{r_p(n)\} + j\text{Im}\{r_p(n)\}]\} = D_Q(n) \text{Re}\{r_p(n)\}. \quad (3.31)$$

De maneira semelhante as demais razões entre diferenças em (3.23) podem ser obtidas:

$$\frac{\Delta \text{Im}\{Q\{y(n)\}\}}{\Delta \text{Re}\{W_p(n)\}} = D_Q(n) \text{Im}\{r_p(n)\}, \quad (3.32)$$

$$\frac{\Delta \text{Im}\{Q\{y(n)\}\}}{\Delta \text{Im}\{W_p(n)\}} = D_Q(n) \text{Re}\{r_p(n)\}, \quad (3.33)$$

$$\frac{\Delta \text{Re}\{Q\{y(n)\}\}}{\Delta \text{Im}\{W_p(n)\}} = -D_Q(n) \text{Im}\{r_p(n)\}. \quad (3.34)$$

Finalmente, de (3.17), (3.23) e (3.31) a (3.34), obtém-se a equação de atualização do vetor \underline{W} para a minimização da função de custo J_{DD} através do Gradiente Estocástico, de modo concorrente com a minimização da função de custo J_{CMA} :

$$\underline{W}(n+1) = \underline{W}(n) + \eta_w \cdot [1 - D_Q(n)] \cdot [Q\{y(n)\} - y(n)] \cdot \underline{r}^*(n). \quad (3.35)$$

Analisando a equação acima nota-se que o vetor \underline{W} é atualizado apenas se a atualização do vetor \underline{V} mantém a saída y no mesmo nível de quantização Q , isto é, $Q\{y(n)\} = Q\{\tilde{y}(n)\}$. Uma atualização em \underline{V} que não modifica Q implicitamente indica uma provável atualização bem sucedida, já que esta é a condição esperada após a convergência do equalizador. Ainda, o fator $[1 - D_Q]$ pode ser visto com uma chave controladora da atualização de \underline{W} , de acordo com a operação concorrente do sistema. A minimização de J_{DD} é ativada apenas se a minimização de J_{CMA} simultaneamente minimiza J_{DD} . A chave $[1 - D_Q]$ evita qualquer interferência não-cooperativa no processo de minimização de J_{DD} que possa desequilibrar o processo de minimização de J_{CMA} [9] [24].

A tabela 3.1 apresenta o procedimento adotado no Equalizador Concorrente quando aplicado à equalização de canal:

Tabela 3.1: Sumário do algoritmo utilizado no Equalizador Concorrente aplicado à equalização por amostragem fracionária do canal.

Etapa	Descrição
1	<p>Inicialização dos vetores de pesos \underline{W} e \underline{V}:</p> $\underline{W} = 0 + j0$ <p>e</p> $V_k = \begin{cases} 0 + j0, & k = 0, 1, \dots, L-1, \quad k \neq \xi \\ 1 + j0, & k = \xi \end{cases},$

	onde $j = \sqrt{-1}$, L é a dimensão dos vetores \underline{V} e \underline{W} (dimensão do equalizador) e ξ , $0 < \xi < L-1$, é o índice do único peso do vetor de pesos \underline{V} a ser inicializado com o valor $1+j0$.
2	Inicialização do indexador de amostras recebidas por amostragem fracionária do canal: $i = 1$.
3	Inicialização do indexador de regressor do canal: $n = 0$.
4	Obtenção do n -ésimo regressor do canal $\underline{r}(n)$: $r_k(n) = u(L-1-k+i)$, $k = 0,1,\dots,L-1$. Ver seção 2.3.2.
5	Obtenção da saída do equalizador no instante n : $y(n) = \underline{W}^T(n) \cdot \underline{r}(n) + \underline{V}^T(n) \cdot \underline{r}(n)$.
6	Atualização do vetor de pesos \underline{V} : $\underline{V}(n+1) = \underline{V}(n) + \eta_v \cdot y(n) \cdot (\gamma - y(n) ^2) \cdot \underline{r}^*(n)$, onde η_v é o passo de adaptação do vetor \underline{V} , $\eta_v > 0$.
7	Atualização do vetor de pesos \underline{W} : $\underline{W}(n+1) = \underline{W}(n) + \eta_w \cdot [1 - D_Q(n)] \cdot [Q\{y(n)\} - y(n)] \cdot \underline{r}^*(n)$, onde η_w é o passo de adaptação do vetor \underline{W} , $\eta_w > 0$, e $D_Q(n) = \begin{cases} 0, & Q\{y(n)\} = Q\{\tilde{y}(n)\} \\ 1, & Q\{y(n)\} \neq Q\{\tilde{y}(n)\} \end{cases}$ sendo $\tilde{y}(n) = \underline{V}^T(n+1) \cdot \underline{r}(n) + \underline{W}^T(n) \cdot \underline{r}(n)$.
8	Incremento de indexadores : $i = i+2$, $n = n+1$.
9	Testar fim do laço: Se $L+i > N_a \rightarrow$ FIM, caso contrário repetir etapas 4 a 9.

3.2 O Equalizador Concorrente como um caso particular do Aprendizado Competitivo em Redes Neurais

Após a descrição do Equalizador Concorrente é possível estabelecer o paralelo entre o funcionamento de seus dois vetores de pesos e a operação de dois neurônios A e B em um aprendizado competitivo. O aprendizado competitivo é um processo de aprendizado clássico em teoria de Redes Neurais Artificiais [45], ou RNA.

As RNA's são baseadas nos estudos de como o cérebro processa informações e, em sua forma mais geral, são máquinas projetadas para modelar a maneira como o cérebro realiza uma tarefa particular ou função de interesse. Para alcançar um bom desempenho as redes neurais empregam uma interligação de células computacionais simples denominadas de neurônios ou unidades de processamento.

O modelo básico do neurônio foi proposto inicialmente pelo psiquiatra e neuroanatomista McCulloch e pelo matemático Pitts em 1943 [45]. A figura 3.2 detalha o modelo não-linear de um neurônio.

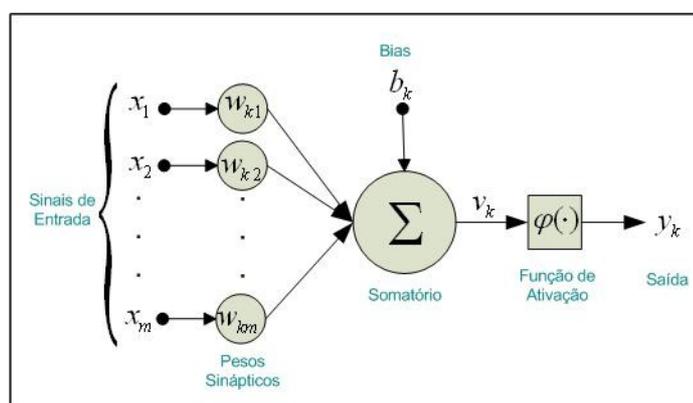


Figura 3.2: Modelo não-linear de um neurônio.

No modelo da figura 3.2 o neurônio k possui m entradas x_1, x_2, \dots, x_m , cada uma com um peso característico $w_{k1}, w_{k2}, \dots, w_{km}$ cujos valores podem ser positivos ou negativos. Os pesos têm como finalidade armazenar o conhecimento e determinar a intensidade com que cada entrada contribuirá no resultado. Logo após os sinais de entrada são somados através de um combinador linear, originando v_k . A função de ativação $\varphi(\cdot)$ tem a finalidade de limitar a amplitude da saída do neurônio a algum valor finito, originando y_k .

O modelo da figura 3.2 apresenta ainda uma polarização externa (*bias*) indicada por b_k , a qual tem o efeito de aumentar ou diminuir o argumento da função de ativação, caso seja positivo ou negativo, respectivamente.

Uma das características das redes neurais é a habilidade de aprender a partir dos seus ambientes e de melhorar o seu desempenho através do treinamento. Haykin [45] define aprendizagem como um processo pelo qual os parâmetros livres de uma rede neural são adaptados através de um processo de estimulação pelo ambiente no qual a rede está inserida. O tipo de aprendizagem é determinado pela forma através da qual é efetuada a mudança nos parâmetros. As duas formas básicas de aprendizagem são: o aprendizado supervisionado (através de um tutor) e o não-supervisionado (sem um tutor).

O aprendizado competitivo faz parte da forma não-supervisionada, e é chamado dessa maneira pois os neurônios da camada de saída da rede competem entre si para serem ativados. Neste tipo de aprendizado somente um neurônio é ativo a qualquer tempo, o que o torna altamente apropriado para descobrir características estatísticas salientes que podem ser usadas para classificar um conjunto de padrões de entrada [45]. Os três elementos básicos para uma regra de aprendizado competitivo são:

- um conjunto de neurônios que são todos iguais entre si, exceto pelos pesos sinápticos distribuídos aleatoriamente, e que por isso respondem diferentemente aos padrões de entrada;
- um limite imposto sobre a força de cada neurônio;
- um mecanismo que permite que os neurônios compitam, de forma que somente um neurônio de saída esteja ativo em um determinado instante.

A figura 3.3 mostra a arquitetura de uma rede neural com aprendizado competitivo.

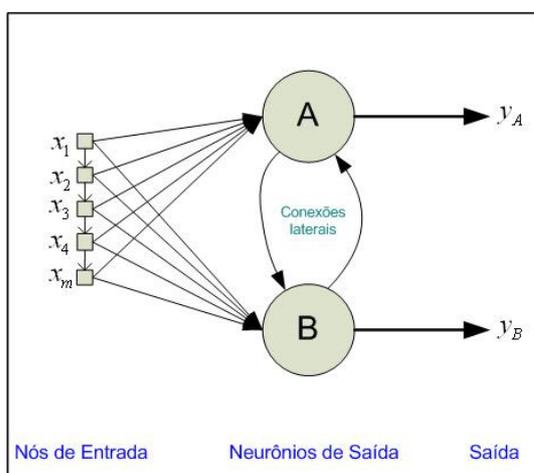


Figura 3.3: Arquitetura de uma rede neural com aprendizado competitivo.

De acordo com a figura 3.3 acima os dois neurônios estão completamente conectados aos nós de entrada e as conexões de realimentação desempenham inibição lateral, em que cada neurônio tende a inibir o outro. Apenas uma das saídas y_A e y_B é ativada a cada momento. Analisando a figura é possível relacionar as arquiteturas de uma rede neural com aprendizado competitivo e do Equalizador Concorrente. O conjunto dos nós de entrada x_1, x_2, \dots, x_m forma o vetor regressor de canal e os neurônios A e B representam o CMA e o DD respectivamente.

A diferença principal entre as duas arquiteturas está no fato de que no Equalizador Concorrente os dois neurônios podem estar ativos ao mesmo tempo, devido ao fato de a regra de aprendizado do CMA estar condicionada ao aprendizado do DD através do elo não-linear estabelecido entre eles. Por esse motivo existe apenas uma conexão lateral de A para B e apenas uma saída y do sistema, que pode ter ou não contribuições de B.

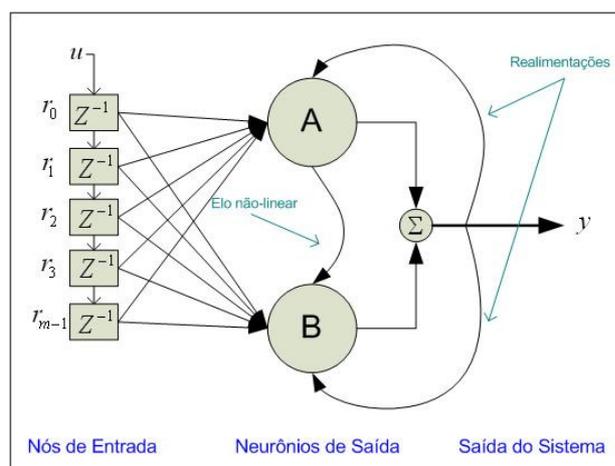


Figura 3.4: Arquitetura do Equalizador Concorrente como um caso particular do Aprendizado Competitivo.

4 A Técnica de Transmissão OFDM

4.1 A História do OFDM

A idéia de se utilizar transmissão paralela de dados através de *FDM* (*Frequency Division Multiplexing* - Multiplexação por Divisão de Frequência) foi publicada inicialmente em meados dos anos 60 [46] [47]. Alguns desenvolvimentos anteriores podem ser datados da década de 50 e uma patente americana foi especificada e publicada em janeiro de 1970. A idéia era utilizar uma particular sobreposição espectral de subportadoras ao invés de bandas de guarda para a separação das mesmas na recepção do sinal, como ocorria na técnica *FDM*. Com isto era possível evitar o uso de equalizadores de alta velocidade e combater o ruído impulsivo e distorções por multipercurso do sinal, bem como utilizar totalmente a banda de frequências disponível [48]. Essa nova técnica foi então chamada de *OFDM* - Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais. As aplicações iniciais do *OFDM* foram na área de comunicações militares.

A figura 4.1 mostra uma comparação entre o aproveitamento da banda de frequências dos sistemas *FDM* e *OFDM*. Analisando a figura percebe-se claramente que para transmitir as mesmas quatro subportadoras do sinal *FDM* é utilizada apenas metade da banda de frequências no sinal *OFDM*, graças à sobreposição espectral entre essas subportadoras [48].

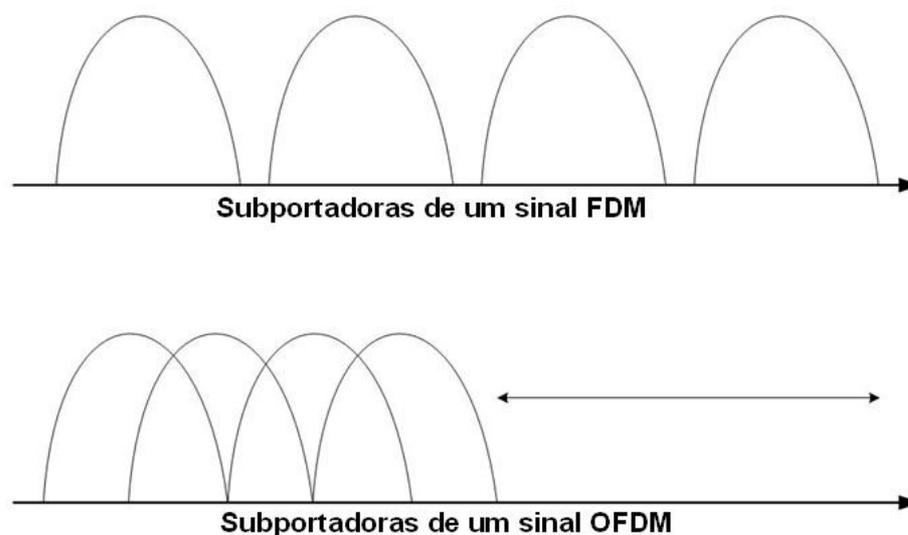


Figura 4.1: Comparação entre o aproveitamento da banda de frequências dos sistemas *FDM* e *OFDM*.

Na área das telecomunicações termos como Modulação Multicanal (*MCM - Multichannel Modulation*) e Modulação Multiportadora são extremamente utilizados e algumas vezes estão ligados ao termo *OFDM*. Na técnica *OFDM*, cada uma das subportadoras transmitidas é ortogonal a todas as outras, entretanto, essa condição não é sempre mantida em uma transmissão que utiliza *MCM*. O termo “ortogonal” indica que há uma precisa relação matemática entre as frequências das subportadoras do sistema. Para resumir, a técnica *OFDM* pode ser considerada como uma versão otimizada dos esquemas de transmissão multiportadora [48].

Para que o *OFDM* apresente vantagens relevantes sobre um sistema de portadora simples, é necessário que o número de portadoras seja elevado. Como exemplo pode-se citar o padrão japonês de televisão digital terrestre, o *ISDB-T - Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial*, onde é previsto o uso de 2048, 4096 ou 8192 subportadoras [49]. Como os vários geradores senoidais e demoduladores coerentes necessários para essa transmissão paralela se tornam extremamente caros e complexos, fica inviável uma implementação deste tipo para fins comerciais. Weinstein e Ebert, no início da década de 70, resolveram este problema descobrindo que o sinal *OFDM* poderia ser visto com uma série de Fourier, e gerado de uma maneira mais simples, aplicando a Transformada Discreta de Fourier (*DFT - Discrete Fourier Transform*) como parte do processo de modulação e demodulação [50]. Com isso foi possível eliminar bancos de osciladores em sincronismo e demoduladores coerentes requeridos até então e, posteriormente, implementações digitais completas puderam ser desenvolvidas utilizando a *FFT*.

Na década de 80 o sinal *OFDM* foi estudado para utilização em modems de alta velocidade e comunicações digitais móveis, sendo que em 1985 foi apresentada a primeira avaliação da técnica para comunicações móveis [51]. Na década de 90 foi explorado em comunicações de dados de banda larga, como *HDSL - High-bit-rate Digital Subscriber Lines*, *ADSL - Asymmetric Digital Subscriber Lines* e *VHDSL - Very High-speed Digital Subscriber Lines*. Atualmente, o *OFDM* é a interface aérea de diversos padrões de transmissão digital de banda larga como os padrões de áudio digital *DAB - Digital Audio Broadcasting* [52], de televisão digital *DVB-T - Digital Video Broadcasting Terrestrial* [53] e *ISDB-T* [49] e também dos padrões de rede sem fio *Wi-Fi* [54] e *Wi-Max* [55].

4.2 Concepção Básica da Técnica OFDM

Em um sistema convencional de Modulação em Portadora Única (*SCM - Single Carrier Modulation*) os símbolos são enviados serialmente através de uma única portadora modulada na taxa de símbolos da fonte de informação cujo espectro ocupa toda a banda de frequência disponível. Isso significa que a janela temporal associada a cada símbolo é muito pequena para altas taxas de transmissão de dados. As propostas atuais de *HDTV*, que usam taxas de aproximadamente 20Mbits/seg , colocam problemas técnicos difíceis, principalmente para a radiodifusão de canais de TV, onde são inevitáveis os ecos e outros fenômenos de multipercurso [56]. Em um sistema *OFDM* vários dados podem ser enviados ao mesmo tempo paralelamente em subportadoras do sistema, moduladas em *QAM* ou *PSK* e com taxas de transmissão tão baixas quanto maior o número destas utilizadas. Isso é possível pois a técnica traz a vantagem de se trabalhar com uma segunda dimensão, o domínio da frequência, o qual também permite obter ganhos adicionais em técnicas de melhoria do sinal, como entrelaçadores e códigos corretores de erro, relativamente aos obtidos pela utilização destas técnicas no domínio do tempo [57].

Em um canal de comunicação é possível que réplicas atrasadas do sinal transmitido cheguem ao receptor provenientes de percursos distintos. Essa versão atrasada do sinal, causada por multipercursos, introduz nulos no espectro do sinal. A figura 4.2 ilustra este caso.

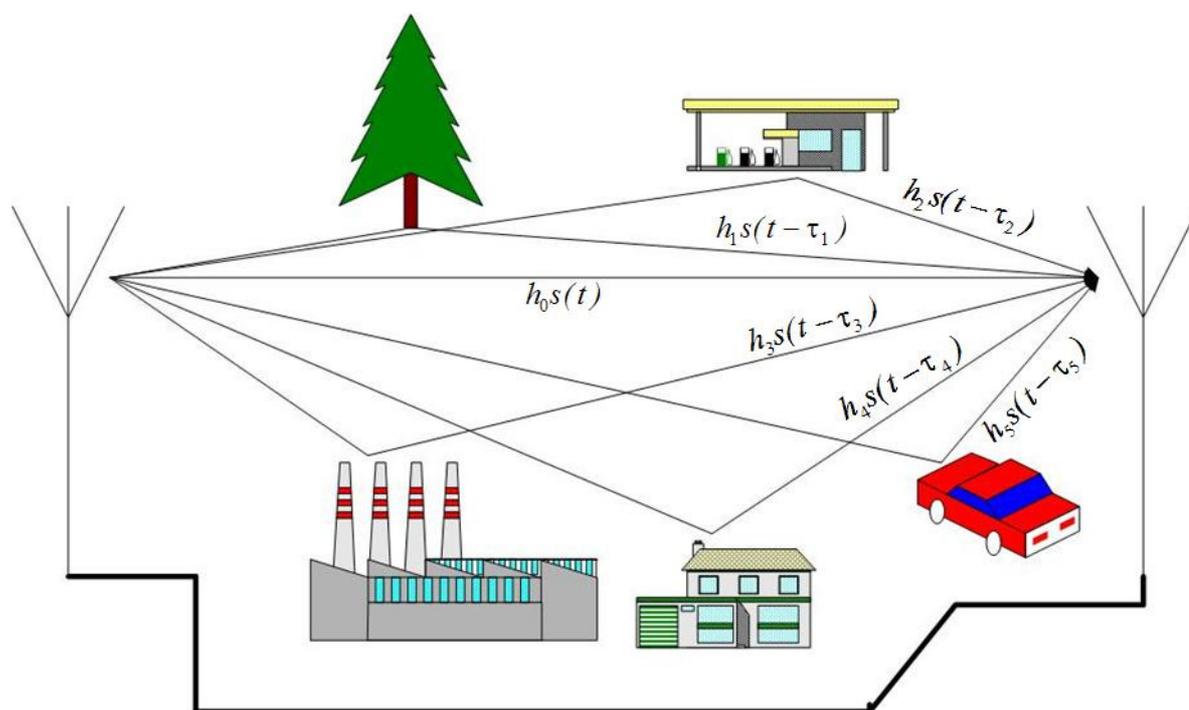


Figura 4.2: Canal de comunicação com múltiplos percursos.

Seja a resposta ao impulso do canal dada pela seguinte equação:

$$h(t) = \sum_{k=0}^{K-1} h_k \delta(t - \tau_k), \quad (4.1)$$

onde h_k indica a atenuação do multipercurso k , τ_k representa o atraso do mesmo multipercurso k e K é o número de percursos entre a antena transmissora e a receptora. A resposta em frequência deste canal é dada pela Transformada de Fourier de (4.1):

$$h(j\omega) = \sum_{k=0}^{K-1} h_k e^{j\omega\tau_k}. \quad (4.2)$$

Ao se modelar um canal de comunicação radiomóvel não é possível analisar a sua resposta em frequência para cada variação, pois este canal varia aleatoriamente no tempo, muito embora existam parâmetros que permitem realizar sua análise estatística. A banda de coerência do canal, calculada a partir do perfil de potências que permite uma estimativa da largura de faixa em que a resposta em frequência do canal é altamente correlacionada, é um destes parâmetros [58]. A banda de coerência do canal é dada por

$$\Delta f_c = \frac{1}{2\pi\bar{\tau}}, \quad (4.3)$$

onde $\bar{\tau}$ representa o *Delay Spread* médio do sinal.

A relação entre a largura de banda do sinal transmitido e a banda de coerência do canal determina a distorção imposta pelo canal ao sinal transmitido. Um sinal em banda passante modulado digitalmente em fase e quadratura tem sua largura de banda dada por [59]:

$$\Delta f_s = R_s (1 + \alpha) \quad (4.4)$$

onde a taxa de símbolos na saída do modulador é $R_s = \frac{R_b}{\log_2(M)}$, com R_b sendo a taxa de bits

do sistema e M a ordem da modulação empregada. O termo α representa o fator de decaimento do filtro cosseno levantado utilizado [60].

Analisando a equação (4.4) percebe-se que a única solução para diminuir significativamente a largura de banda do sinal é aumentar a ordem da modulação empregada. Mas o aumento na ordem da modulação implica em técnicas muitas vezes inviáveis de codificação e equalização robustas, necessárias para manter a taxa de Taxa de Erro de Bit (*BER - Bit Error Rate*) do sistema em um nível aceitável, logo, em muitos casos, essa medida não pode ser aplicada e, como consequência, caso a banda de coerência do canal seja menor do que a largura de banda do sinal, este sofrerá distorções por multipercurso [57]. O equalizador, utilizado para diminuir e corrigir estas distorções causadas por *ISI* e já

comentado anteriormente no capítulo dois, pode se tornar muito caro e complexo quando o canal de comunicação apresenta alta seletividade em frequência [61].

Para solucionar esses problemas surgiu o conceito de transmissão multiportadora, que utiliza como princípio básico a divisão da taxa de dados de entrada operando a uma taxa de R_s símbolos por segundo em N *sub-streams* paralelos operando cada um a uma taxa de $\frac{R_s}{N}$ símbolos por segundo. Cada *sub-stream* modula uma subportadora, e seu conjunto é multiplexado no domínio da frequência [62].

A figura 4.3 mostra um esquema de transmissão paralela simplificado onde vários sub-canais são utilizados, cada um compreendendo um *sub-stream* que modula uma subportadora.

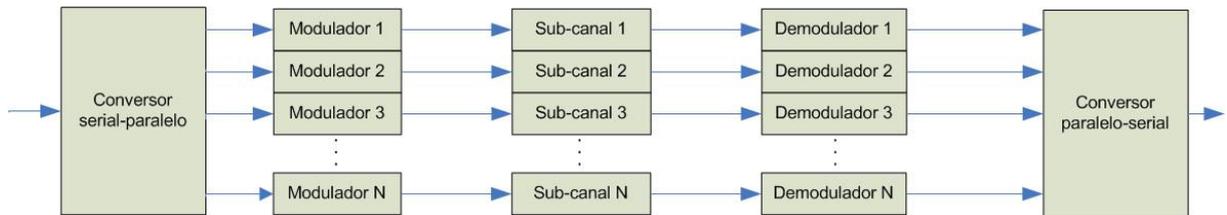


Figura 4.3: Transmissão paralela através de vários sub-canais com taxas reduzidas.

Em geral, o espaçamento entre as subportadoras deve ser maior que a largura de banda de cada uma, como segue:

$$\Delta f > \Delta f_{SP}, \quad (4.5)$$

$$\Delta f > \frac{\Delta f_s}{N}, \quad (4.6)$$

$$\Delta f > \frac{R_s(1+\alpha)}{N} = R_m(1+\alpha), \quad (4.7)$$

onde Δf_{SP} é a largura de banda ocupada por uma subportadora e R_m é a sua taxa de transmissão [62].

Realizar o espaçamento indicado pelas equações acima representa uma largura de banda total muito maior do que a largura ocupada por uma transmissão em portadora simples. Para evitar esse problema deve-se utilizar sobreposição espectral entre as subportadoras sem causar Interferência Interportadora (*ICI - Intercarrier Interference*), garantindo a ortogonalidade numérica entre elas. Para isso, a seguinte relação deve ser atendida:

$$\int_0^T \cos(\omega_i t) \cos(\omega_j t) dt = 0 \text{ para todo } i, j \text{ com } i \neq j, \quad (4.8)$$

onde $T = \frac{1}{R_m}$ é a taxa de símbolos de cada subportadora.

Vários espaçamentos em frequência garantem a ortogonalidade entre subportadoras, porém o menor espaçamento possível é $\Delta f = R_m$. Utilizar esse espaçamento garante ao esquema uma largura de banda total igual à largura de banda ocupada por um sinal de portadora simples.

Este espaçamento de frequência empregado produz a chamada ortogonalidade entre as subportadoras e, embora exista sobreposição espectral entre elas, a informação conduzida por cada uma pode ser recuperada através do uso de um filtro casado ou correlator adequado. A saída de cada correlator utilizado corresponderá à projeção do sinal *OFDM* recebido na subportadora a ele associada, desde que haja sincronismo total entre transmissor e receptor.

Ainda, como já foi dito anteriormente, esta sobreposição espectral produz uma economia significativa de banda (pode chegar a 50%) se comparada com a técnica *FDM* tradicional, que utiliza bandas de guarda entre subportadoras.

A redução na taxa de transmissão em cada subportadora, ou seja, o aumento na duração dos símbolos transmitidos em cada uma, proporciona uma maior robustez do sistema frente ao multipercurso do canal, pois ocasiona uma diminuição da sensibilidade à seletividade em frequência. Quanto maior o número de subportadoras utilizadas, menor será a largura de banda ocupada pelo sinal modulado em cada uma delas, logo, a influência do canal em cada subportadora pode ser considerada como a de um canal plano, ou seja, a interferência intersimbólica afetará apenas uma pequena porcentagem de cada símbolo transmitido, o que possibilita o uso de equalizadores não tão complexos no receptor [63].

A figura 4.4 mostra as subportadoras de um sinal *OFDM* arranjadas com sobreposição espectral. Pode-se notar que o espaçamento entre cada subportadora é cuidadosamente selecionado de forma que o sinal de uma seja nulo nas frequências das demais

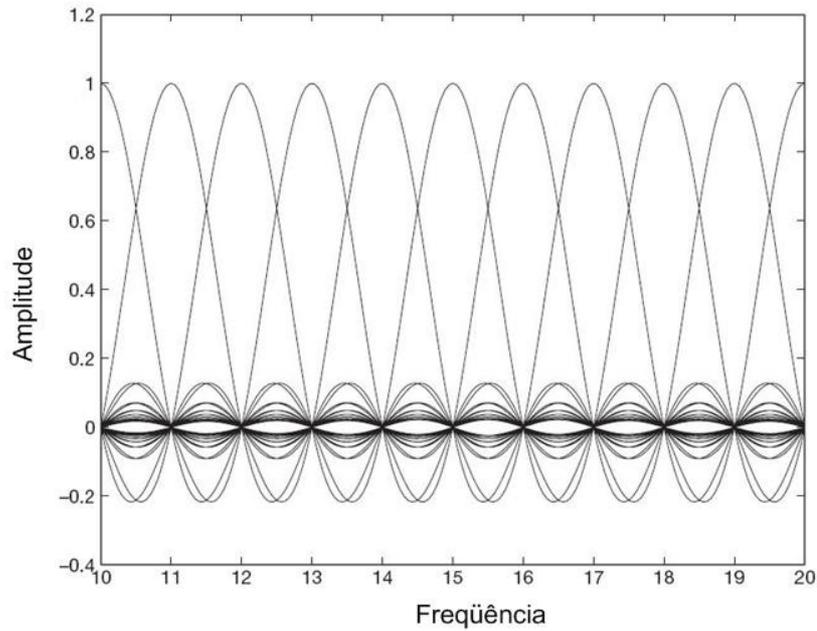


Figura 4.4: Espectro das subportadoras de um sinal *OFDM*.

A figura 4.5 ilustra o efeito da ortogonalidade entre 4 subportadoras no domínio do tempo, onde se pode notar que duas subportadoras quaisquer diferem exatamente de um número inteiro de ciclos durante um intervalo T_s de um símbolo *OFDM*, já que estão separadas em frequência por um valor múltiplo de $\frac{1}{T_s}$.

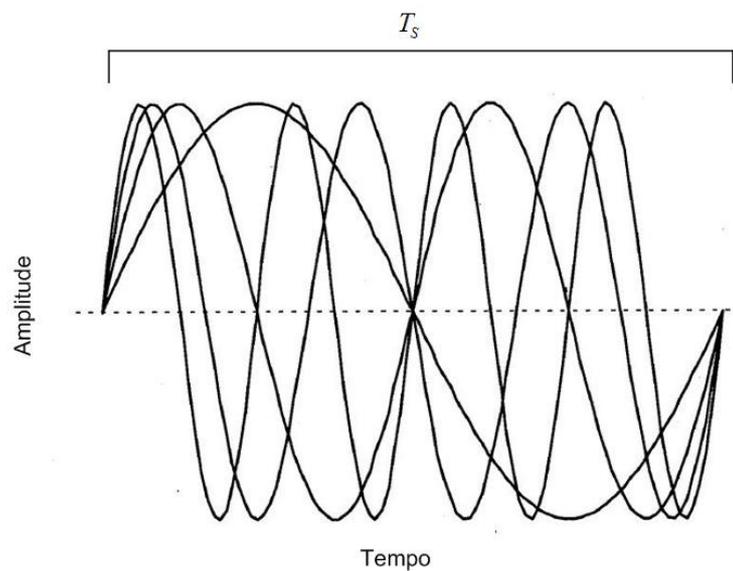


Figura 4.5: Subportadoras no domínio do tempo.

4.3 Geração e Recepção de Sinais OFDM

A figura 4.6 abaixo mostra um diagrama em blocos de um transmissor utilizado na primeira abordagem de geração de sinais *OFDM*, com a utilização de um conversor serial-paralelo para separar o *stream* de dados de entrada em N *sub-streams*, cada um modulando uma subportadora complexa, com seno e cosseno na mesma frequência. O sinal *OFDM* então é formado pela soma de todas as formas de onda moduladas.

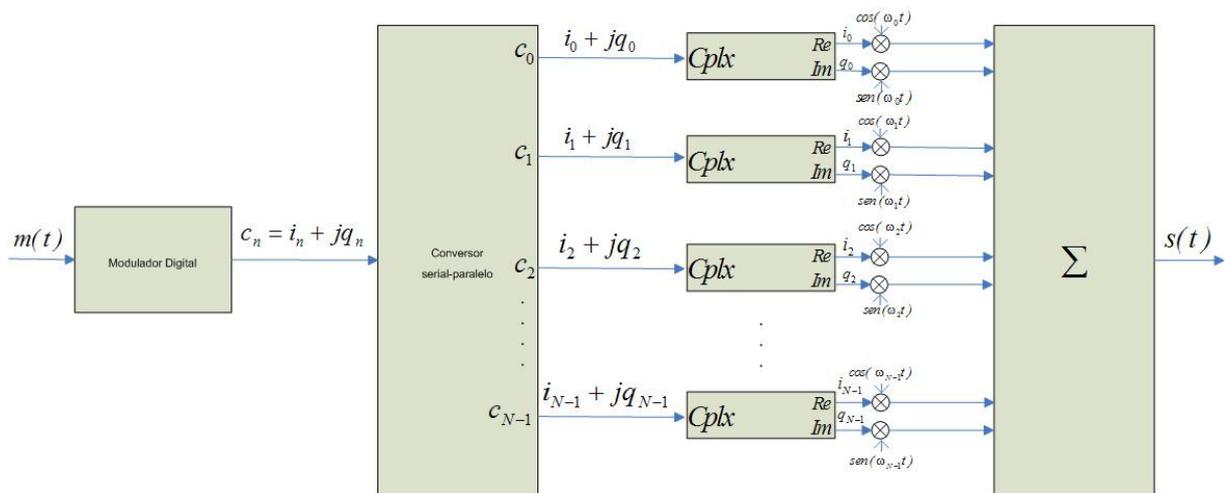


Figura 4.6: Diagrama em blocos de um transmissor *OFDM*.

A seqüência binária de entrada $m(t)$ é mapeada em fase e quadratura em uma seqüência de símbolos complexos $c_k = i_k + jq_k$, onde o módulo de c_k representa a amplitude do sinal de RF e o ângulo de c_k representa sua fase. Logo, o símbolo *OFDM* pode ser representado por

$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} i_k \cos(\omega_k t) + q_k \text{sen}(\omega_k t). \quad (4.9)$$

Para que as subportadoras não interfiram entre si, todos os osciladores mostrados na figura 4.6 devem estar perfeitamente espaçados de $\Delta\omega = 2\pi R_m$, sendo necessário o mesmo espaçamento no receptor e, além disso, o sincronismo entre transmissor e receptor deve ser preciso.

A figura 4.7 mostra o diagrama em blocos de um receptor *OFDM* que utiliza um banco de $2N$ correlatores para detectar o sinal.

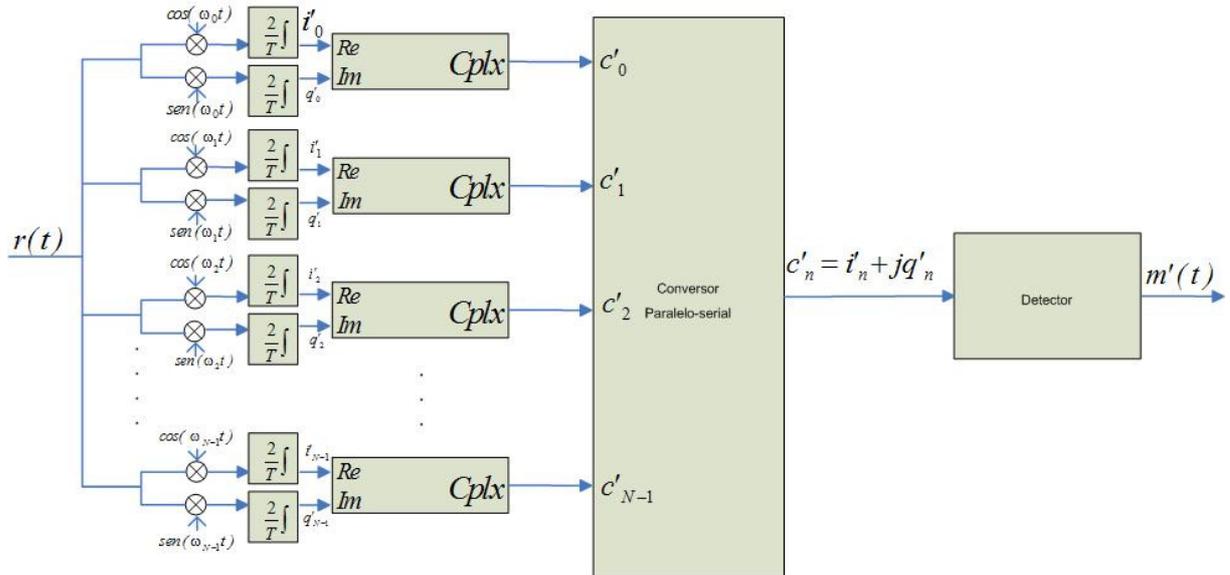


Figura 4.7: Diagrama em blocos de um receptor *OFDM*.

Para que um sistema *OFDM* apresente vantagens significativas sobre um sistema de portadora simples é necessário um número elevado de subportadoras. Para se ter um parâmetro, valores como 2048, 4096 ou 8192 subportadoras são utilizados em padrões de televisão digital da atualidade, como o *ISDB-T* e o *DVB-T* [53]. O problema é que a implementação de tantos osciladores em sincronismo para se transmitir essas quantidades de subportadoras é inviável para fins comerciais. Entretanto, utilizando-se da teoria de processamento digital de sinais, é possível gerar o sinal *OFDM* [63] [64].

A equação (4.8) permite concluir que o sinal *OFDM* pode ser visto como uma série de Fourier truncada de N elementos, com os coeficientes da série sendo representados pelas componentes em fase e quadratura. Pode-se reescrever (4.8) da seguinte forma:

$$s(t) = \Re \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} (i_k + jq_k) e^{-j\omega_k t} \right\}. \quad (4.10)$$

Ao assumir que os valores de ω_k sejam muito maiores que a largura de banda ocupada pelo sinal, pode-se reescrever a equação (4.10) da seguinte maneira:

$$s(t) = \Re \left\{ \left[\sum_{k=0}^{K-1} (i_k + jq_k) e^{-j2\pi R_n k t} \right] e^{-j\omega_0 t} \right\}. \quad (4.11)$$

Analisando apenas o termo entre colchetes da equação (4.11) é possível notar que este é um sinal complexo com espectro definido apenas nas frequências positivas, e pode ser amostrado a uma taxa igual a NR_m , resultando em

$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} c_k e^{\left(\frac{-j2\pi k}{N}m\right)}, \quad (4.12)$$

onde m é o índice temporal das amostras do sinal *OFDM*.

A equação (4.12) permite concluir que o sinal *OFDM* pode ser amostrado realizando a Transformada Discreta de Fourier Inversa (*IDFT - Inverse Discrete Fourier Transform*) dos símbolos c_k [57].

O tempo disponível para que o processador digital realize a *IDFT* na transmissão e a *DFT* na recepção é de $T = \frac{1}{R_m}$. Com o aumento do número de portadoras o tempo necessário para realizar as operações envolvidas na *IDFT* e na *DFT* aumenta exponencialmente [63], logo, para um elevado número de portadoras no sistema, a taxa de processamento requerida pode inviabilizar a geração e recepção do sinal *OFDM*.

A maneira encontrada para minimizar este tempo de processamento foi a utilização da *FFT*. Uma *FFT* de N pontos necessita apenas da ordem de $N \log N$ multiplicações, ao invés de N^2 multiplicações do caso anterior. A eficiência da *FFT* é particularmente boa quando N é uma potência de 2, embora não seja estritamente necessário [63] [64].

As figuras 4.8 e 4.9 mostram, respectivamente, os diagramas em blocos do modulador *OFDM* utilizando a *IFFT* e do receptor utilizando a *FFT*.

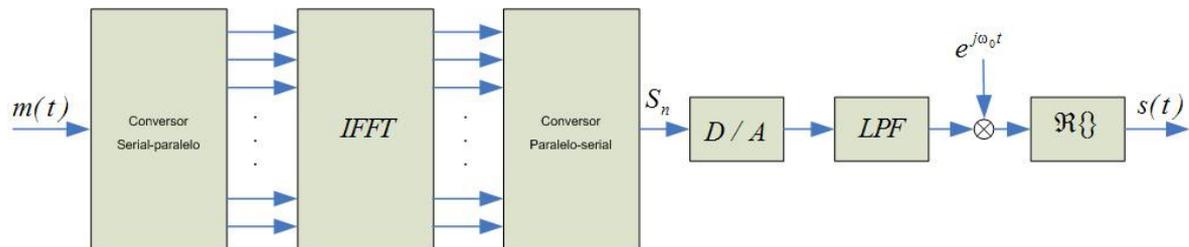


Figura 4.8: Diagrama em blocos de um transmissor *OFDM* utilizando *IFFT*.

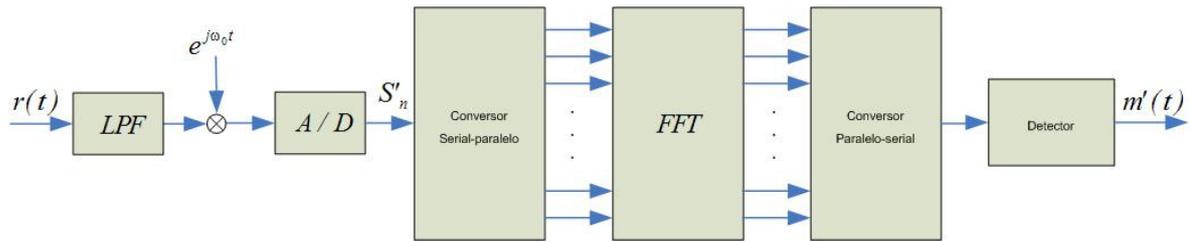


Figura 4.9: Diagrama em blocos de um receptor OFDM utilizando FFT.

Um conjunto de símbolos *OFDM* adjacentes cujas informações transmitidas permanecem agrupadas devido à codificação e/ou aos espalhamentos nas direções do tempo e da frequência forma o chamado *Frame OFDM*. Um *frame OFDM* possui N_s símbolos, sendo que cada símbolo apresenta N_c subportadoras [65].

A duração total de um *frame* é dada por

$$T_{fr} = N_s T_s, \quad (4.13)$$

onde N_s representa o número de símbolos e T_s a duração de cada símbolo.

A largura de banda ocupada por um símbolo do *frame* é obtida através da seguinte fórmula:

$$\Delta f_s = N_c \Delta f_{sp}, \quad (4.14)$$

onde N_c indica o número de portadoras e Δf_{sp} o espaçamento em frequência das subportadoras [65].

A figura 4.10 mostra um *frame OFDM*.

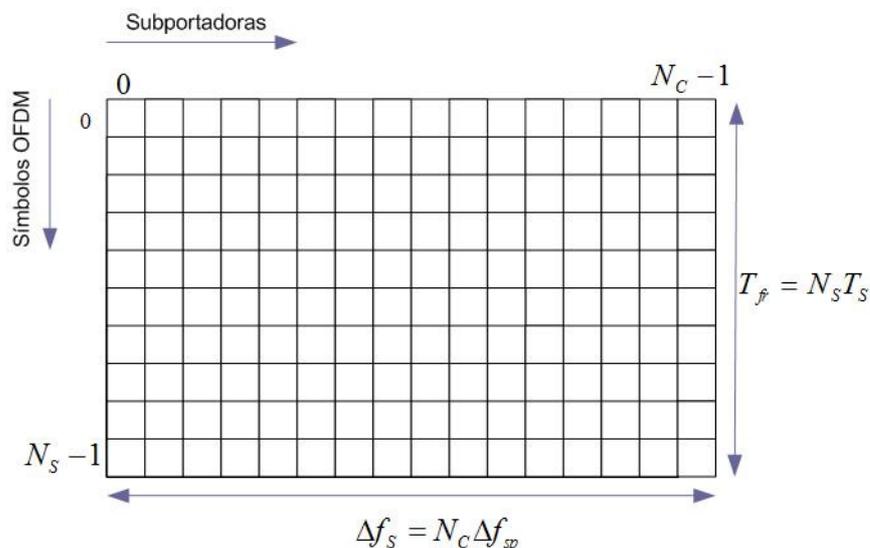


Figura 4.10: Representação tempo/frequência de um *frame OFDM*.

4.4 Intervalo de Guarda

Ao aumentar o número de subportadoras, a duração T_s do símbolo transmitido, se comparada com a duração do *Delay Spread* máximo do canal τ_{max} , torna-se maior, logo, a *ISI* é reduzida. Como o símbolo recebido é composto de várias amostras transmitidas serialmente, pode-se separar a *ISI* em duas partes, uma pertencente ao símbolo *OFDM* previamente transmitido e outra pertencente a versões atrasadas do próprio símbolo, chamada de *ISI* auto-interferente.

A parte auto-interferente ocasiona uma seletividade em frequência dentro da banda total utilizada. Como a banda foi subdividida em vários sub-canais planos, estes podem ser equalizados com um único coeficiente multiplicativo no domínio da frequência para restaurar a fase e a amplitude, mas a *ISI* introduzida pelas amostras pertencentes ao símbolo anteriormente transmitido pode degradar significativamente a transmissão devido à quebra de ortogonalidade do sinal [66], o que irá ocasionar *ICI*.

Assim, para reduzir ou até mesmo eliminar os efeitos da *ISI* e da *ICI* e manter a ortogonalidade entre as subportadoras, um intervalo de guarda é inserido antes do símbolo resultante da *IFFT*, obedecendo a seguinte relação:

$$T_G \geq \tau_{max} . \quad (4.15)$$

De maneira geral, T_G deve ser de duas a quatro vezes maior que o *delay spread* do canal $\bar{\tau}$ [61]. A sua definição precisa dependerá do tipo de codificação e modulação utilizados. A equação (4.15) segue [67], onde T_G é projetado como tendo um valor maior ou igual que o *Delay Spread* máximo do canal τ_{max} .

Dessa maneira, a duração total T_s do símbolo *OFDM* se torna a soma da duração do símbolo útil T_u com a duração do intervalo de guarda T_G [68]:

$$T_s = T_u + T_G . \quad (4.16)$$

Para minimizar a perda na *SNR* devido à introdução do intervalo de guarda é desejável que se tenha $T_s \gg T_G$. Uma escolha prática de projeto é fazer T_s no mínimo cinco vezes maior que T_G , o que implica em uma perda de aproximadamente *1dB* na *SNR* devido à T_G [64].

Entretanto, esse parâmetro não pode ser arbitrariamente elevado, pois a aumento de T_S implica em maior complexidade de implementação, maior sensibilidade ao ruído de fase e ao deslocamento de frequência e no aumento da relação entre a potência de pico e a potência média do sinal.

O intervalo de guarda poderia ser criado apenas pela ausência de sinal, porém, as subportadoras deixariam de ser ortogonais dando origem ao problema da *ICI*. Pelo fato do símbolo ser formado por senos e cossenos com frequências ortogonais, o mesmo se torna periódico a cada T_u segundos, o que significa que o valor da primeira amostra do símbolo *OFDM* é sempre igual ao valor da última amostra. Portanto, para introduzir um intervalo de guarda sem gerar descontinuidade temporal basta copiar o final do símbolo para o início do mesmo. Devido à manutenção da periodicidade, o intervalo de guarda é também chamado de prefixo cíclico [69].

A figura 4.11 mostra o procedimento de inserção do intervalo de guarda.

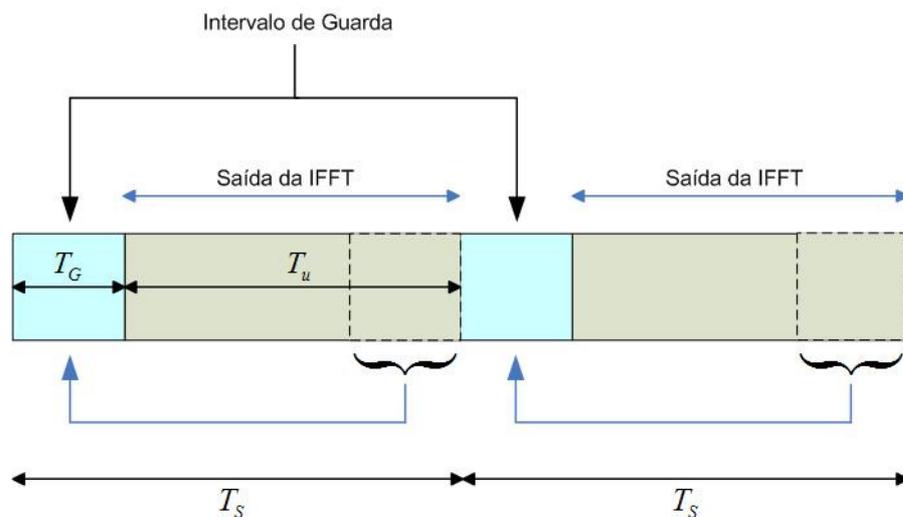


Figura 4.11: Inserção do Intervalo de Guarda.

4.5 Fontes de Degradação de Desempenho de um Sistema OFDM

Um dos problemas relacionados à técnica *OFDM* é o chamado Ruído de Fase, que faz com que as frequências das subportadoras do sinal recebido não coincidam com as frequências dos osciladores locais, ocasionando o surgimento da *ICI*. O ruído de fase produz um efeito comum a todas as subportadoras que pode ser chamada de Erro de Fase Comum. Esta rotação na fase das subportadoras pode ser eliminada, por exemplo, medindo-se a variação na fase de uma subportadora piloto e subtraindo esta rotação de todas as subportadoras [57].

Osciladores de melhor qualidade e, conseqüentemente, maior custo, apresentam menos ruído de fase que osciladores mais baratos. Em sistemas *wireless*, portanto, deve-se esperar um efeito maior do ruído de fase nos terminais móveis do que na estação rádio-base. Em princípio, os ruídos de fase de ambos osciladores deveriam ser levados em conta para se projetar um sistema *OFDM* mas, na prática, o oscilador da estação rádio-base é suficientemente estável para se desconsiderar seu ruído de fase [57].

Um outro problema relacionado aos sistemas *OFDM* é o desvio de frequência devido à imprecisão do oscilador. A margem de erro com que é especificado o valor de frequência de um oscilador pode causar uma diferença significativa entre transmissor e receptor, implicando também em *ICI* na recepção do sinal.

Em sistemas de portadora simples, o ruído de fase e os desvios de frequência ocasionam apenas degradações na *SNR*, ao invés de introduzirem interferências. Entretanto, deve-se notar que embora os sistemas *OFDM* sejam mais suscetíveis à ocorrência desses dois fatores, essas degradações podem ser mantidas em níveis admissíveis.

Uma outra fonte de degradação de desempenho de um sistema *OFDM* refere-se ao erro de temporização do símbolo transmitido. Embora cause mais danos na recepção do sinal em sistemas de portadora simples, em um sistema *OFDM* também ocorre, mas com menor expressão. Para uma determinada taxa de transmissão os símbolos de um sistema de portadora simples são de duração muito menor que os símbolos de um sistema *OFDM*, estando, portanto, mais sujeitos a imprecisões dos mecanismos de detecção de sincronismo na recepção. A inserção do intervalo de guarda no sistema *OFDM* ameniza ainda mais os erros de temporização dos símbolos [63].

O erro de temporização dos símbolos τ_{erro} implicará em um deslocamento de fase ϕ_k proporcional à frequência de cada subportadora f_k , e é dado pela seguinte equação:

$$\varphi_k = 2\pi f_k \tau_{erro}. \quad (4.17)$$

Estes deslocamentos de fase, juntamente com os desvios de fase, podem ser estimados e compensados com a utilização de símbolos pilotos na transmissão.

4.6 Algumas Aplicações da Técnica OFDM

Nesta seção serão apresentados de maneira simplificada alguns exemplos de sistemas que utilizam a técnica *OFDM*. Primeiramente será apresentado o padrão de áudio digital *DAB*, que foi na verdade o primeiro padrão baseado na tecnologia *OFDM*. Em seguida, será mostrado o padrão de televisão digital terrestre europeu *DVB-T*. Ambos os sistemas trabalham com Redes de Frequência Única (*SFN - Single Frequency Networks*).

Logo após será apresentado o padrão *IEEE 802.11a Wireless Lan* que pode trafegar com taxas de transmissão de até *54 Mbps*, relativamente aos *11 Mbps* do padrão *IEEE 802.11b*. Por fim mostrar-se-á o sistema *ADSL* como exemplo de aplicação *wireline* [57].

4.6.1 Radiodifusão de Áudio Digital – DAB

O *DAB* representa uma sucessão da radiodifusão analógica baseada em AM e FM. Foi padronizado em 1995 pelo Instituto de Padronização de Telecomunicações Europeu – *ETSI* [52]. Existem quatro modos de transmissão para o *DAB*, especificados de acordo com o conjunto de parâmetros *OFDM* empregados. A tabela 4.1 mostra os principais parâmetros *OFDM* do sistema *DAB*.

Tabela 4.1: Principais parâmetros *OFDM* do sistema *DAB*.

Parâmetros	Modo 1	Modo 2	Modo 3	Modo 4
N_c	1536	384	192	768
Δf_{sp}	1 kHz	4 kHz	8 kHz	2 kHz
T_u	1.0 ms	250.0 μ s	125.0 μ s	500.0 μ s
T_G	246 μ s	61.5 μ s	30.8 μ s	123 μ s
Separação entre transmissores	< 96 km	< 24 km	< 12 km	< 48 km

Na tabela acima N_c representa o número de subportadoras; Δf_{sp} indica o espaçamento em frequência entre subportadoras; T_u a duração do símbolo útil e T_G a duração do intervalo de guarda.

O uso do *OFDM* no sistema *DAB* possibilita o uso de redes de frequência única, podendo-se cobrir distintas áreas geográficas com transmissores enviando o mesmo sinal sem que uma recepção proveniente de mais de um desses transmissores sofra *ISI*. Dessa forma essas redes proporcionam um método de aumento na eficiência espectral [52].

Nas redes de frequência única um usuário recebe o mesmo sinal de diferentes transmissores simultaneamente, mas, devido às diferentes condições de propagação entre os transmissores, existe retardo entre a chegada destes sinais. Esse retardo não acarretará em *ISI* nem em *ICI* desde que a diferença de propagação entre os sinais seja menor que o intervalo de guarda do símbolo *OFDM*.

A vantagem de um usuário receber dois sinais deslocados no tempo com correção de atraso entre eles é de que a probabilidade de a soma de ambos ter uma potência muito baixa, que cause desvanecimento plano, é muito pequena. Em compensação, em um sinal individual a possibilidade é muito maior.

No sistema *DAB* as subportadoras são moduladas em *DQPSK*, de modo que, para recuperar a informação no receptor, a fase de cada uma é comparada com a fase da mesma no símbolo previamente transmitido [52].

4.6.2 Radiodifusão de Vídeo Digital Terrestre – DVB-T

O sistema *DVB-T* utiliza dois modos de transmissão em sua concepção, um com 1705 subportadoras, chamado de Modo 2K por utilizar uma *IFFT* de 2048 pontos, e outro com 6817 subportadoras, chamado de modo 8K por utilizar uma *IFFT* de 8192 pontos [53]. Basicamente, o Modo 2K é uma versão simplificada do Modo 8K, que requer uma *IFFT* de dimensão igual a um quarto da necessária ao Modo 8K. Devido ao intervalo de guarda ser também quatro vezes menor, o Modo 2K pode lidar com menor *delay spread* do canal e com uma menor diferença de retardos de propagação entre transmissores dentro de uma SFN.

A tabela 4.2 mostra os principais parâmetros do sistema *DVB-T*.

Tabela 4.2: Principais parâmetros do sistema *DVB-T*.

Parâmetros	Modo 2K	Modo 8K
N_c	1705	6817
Δf_{sp}	4464 Hz	1116 Hz
T_u	224 μs	896 μs
T_G	56 μs (1/4)	224 μs (1/4)
	28 μs (1/8)	112 μs (1/8)
	14 μs (1/16)	56 μs (1/16)
	7 μs (1/32)	28 μs (1/32)

O intervalo de guarda pode assumir quatro valores distintos para cada um dos modos de transmissão e as subportadoras do sistema podem ser moduladas em *QPSK*, *16-QAM* ou *64-QAM* [53].

4.6.3 IEEE 802.11a Wireless Lan Standard

A técnica *OFDM* foi selecionada para integrar o grupo de padronização IEEE 802.11 em julho de 1998, como base para o novo padrão em 5 GHz, objetivando transmissão de dados na faixa de 6 a 54 Mbps [70] [71]. Esse padrão é o primeiro a utilizar a técnica *OFDM* em comunicações baseadas em pacotes pois, até então, a técnica estava limitada somente a sistemas de transmissão contínua, como o *DAB* e o *DVB-T*.

Os principais parâmetros *OFDM* do padrão IEEE 802.11a estão na tabela 4.3.

Tabela 4.3: Principais parâmetros *OFDM* do padrão IEEE 802.11a.

Parâmetros	IEEE 802.11a
N_c	52
Δf_{sp}	312.5 kHz
T_u	3.2 μs
T_G	800 ns

O valor de 800 ns do intervalo de guarda foi fundamental para a escolha dos outros parâmetros do sistema, e ele proporciona uma robustez ao *delay spread* do canal da ordem de centenas de nano segundos, dependendo da taxa de codificação e da modulação empregada. Com isso o padrão se torna robusto o suficiente para ser empregado em ambientes *indoor*. Para ser aplicado em ambientes *outdoor* é necessário o uso de antenas diretivas para reduzir o *delay spread* do canal [71].

São utilizados códigos corretores de erro com diferentes taxas de codificação, fornecendo taxas de transmissão de 6 a 54 Mbps , de acordo com a tabela 4.4 abaixo.

Tabela 4.4: Modulações e taxas de codificação do padrão IEEE 802.11a.

Taxa de Transmissão	Modulação	Taxa de Codificação
6 Mbps	BPSK	1/2
9 Mbps	BPSK	3/4
12 Mbps	QPSK	1/2
18 Mbps	QPSK	3/4
24 Mbps	16-QAM	1/2
36 Mbps	16-QAM	3/4
48 Mbps	64-QAM	2/3
54 Mbps	64-QAM	3/4

4.6.4 Linha de Assinante Digital Assimétrica – ADSL

Duas classes de *ADSL* foram padronizadas: a classe *Full Rate ADSL* que pode oferecer uma taxa de transmissão de dados de até aproximadamente 8 Mbps para *download* e 800 Kbps para *upload*; e a classe mais simples chamada de *ADSL Lite* que pode oferecer uma taxa de aproximadamente 1.5 Mbps para *download* e 500 Kbps para *upload* [72].

Nas duas classes as subportadoras apresentam um espaçamento de 43.125 Hz e a taxa de transmissão pode ser ajustada para qualquer valor em passos de 32 Kbps . A probabilidade de erro de bits é de 10^{-7} [73].

Na classe *Full Rate ADSL* os subcanais de *download* e *upload* podem ser sobrepostos. Para *download* são utilizados 255 subcanais com inserção de um intervalo de guarda de 32

amostras ao símbolo útil. Para *upload* são utilizados 31 subcanais com inserção de intervalo de guarda de 4 amostras ao símbolo útil.

A classe *ADSL Lite* representa um sistema mais simples e de custo menor. Utiliza 127 subcanais para *download* e 31 subcanais para *upload*, sendo os seis primeiros nulos [72].

5 Caracterização e Simulação de Canais *Wireless*

Todo sistema digital *wireless*, ao transmitir informação através do canal de transmissão, tem seu desempenho comprometido pela degradação do sinal ocasionada por ruídos e multipercurso que, dependendo da sua intensidade, podem inviabilizar uma transmissão. Com o objetivo de representar fielmente essas e outras condições adversas que estão presentes em um meio de comunicação *wireless*, foram modelados canais que hoje são utilizados mundialmente como padrões para testes de sistemas de comunicação sem fio.

Neste capítulo serão detalhados os chamados *Canais Brazil* - utilizados para avaliação de sistemas de transmissão de televisão digital terrestre - que reproduzem as condições de operação de uma transmissão *wireless* sob os mais variados cenários. Esses canais foram modelados pelo Laboratório Mackenzie no Brasil, sugeridos pela ITU [74] e utilizados como *benchmark* pelo CRC - *Communications Research Center* do Canadá [21] [75] [76]. Os canais são chamados de *Brazil A*, *Brazil B*, *Brazil C*, *Brazil D* e *Brazil E*.

A necessidade de se emular o meio de propagação do sinal em laboratório para testes dos algoritmos implementados em ambiente de *software*, fez com que pesquisadores do Centro de Pesquisa em Tecnologias *Wireless* – CPTW da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul – PUCRS desenvolvessem um simulador de canal em linguagem ansi C, que possui como algumas de suas características funções que implementam a geração de multipercurso, ruído Gaussiano, também chamado de *AWGN* - *Additive White Gaussian Noise*, ruído impulsivo, não-linearidades de segunda e terceira ordem, entre outros.

5.1 Modelos de *Canais Brazil*

Um canal de comunicação *wireless* pode ser caracterizado essencialmente como um canal dispersivo no tempo, resultado da propagação do sinal transmitido por múltiplos percursos. O desvanecimento por multipercurso resultante dessa forma de propagação degrada a comunicação, pois pode causar seletividade temporal e em frequência no sinal.

Embora essa propagação por multipercurso possa ser caracterizada em uma infinidade de ambientes, a *ITU* sugere alguns perfis que podem ser utilizados para projeto e testes de sistemas de transmissão de TV [74]. Entre esses perfis encontram-se os *Canais Brazil*, caracterizados por cinco canais com características distintas e que serão brevemente analisados nesta seção, através de gráficos e tabelas.

Os cinco canais foram utilizados para testes de desempenho da nova técnica de estimação e compensação de canal proposta nesta dissertação. Para os testes com espalhamento *Doppler*, simulando condições de recepção móvel, os canais serão chamados de *Brazil Special A*, *Brazil Special B*, *Brazil Special C*, *Brazil Special D* e *Brazil Special E*.

5.1.1 Canal *Brazil A*

O canal *Brazil A* simula um sinal com ecos fracos e atrasos pequenos. Ele apresenta seis percursos distintos de acordo com a tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros dos percursos do canal *Brazil A*.

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

A figura 5.1 apresenta a magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil A* no domínio do tempo.

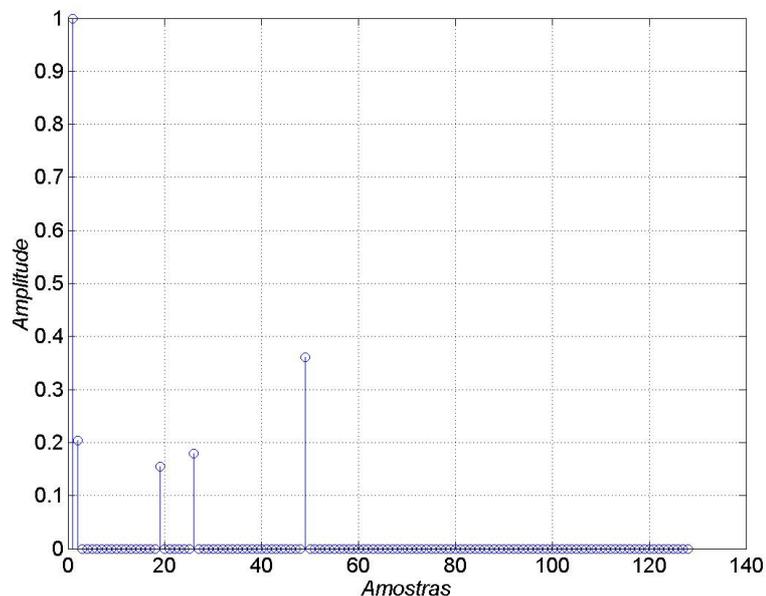


Figura 5.1: Magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil A* no domínio do tempo.

As figuras 5.2 e 5.3 apresentam, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta em frequência do canal *Brazil A*, utilizando uma *FFT* de 4096 pontos e uma frequência de amostragem de 8.12698 MHz , baseada naquela utilizada no padrão japonês de televisão digital [49].

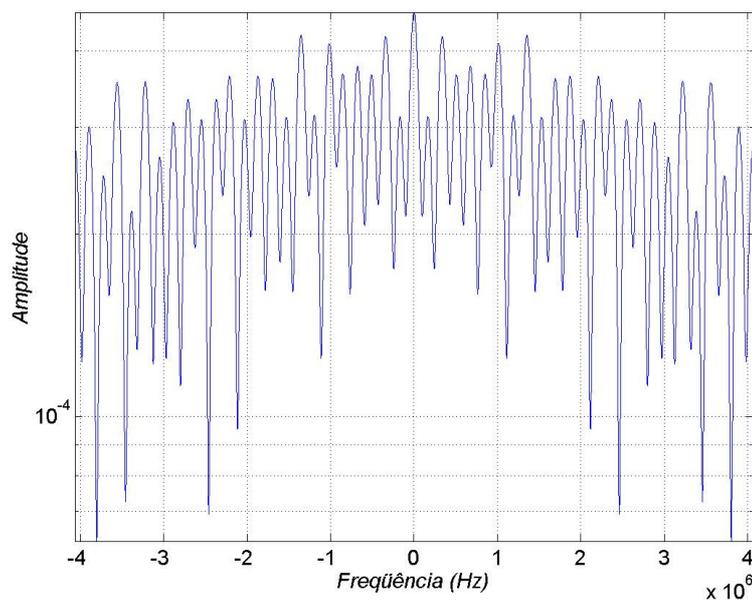


Figura 5.2: Magnitude da resposta em frequência do canal *Brazil A*.

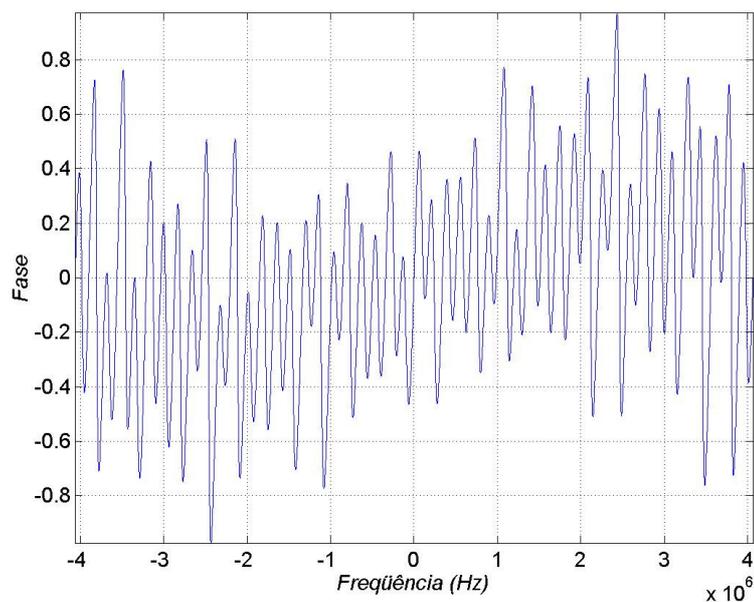


Figura 5.3: Fase da resposta em frequência do canal *Brazil A*.

5.1.2 Canal *Brazil B*

O canal *Brazil B* apresenta uma situação de ecos de grande atraso relativo - até $12.7\mu s$ - e moderadamente fortes, com uma atenuação de apenas 4 dB . Pode ser considerado como representativo de uma situação com recepção externa debilitada. Apresenta seis percursos distintos de acordo com a tabela 5.2.

Tabela 5.2: Parâmetros dos percursos do canal *Brazil B*.

<i>Brazil B</i>	Atraso	Atenuação	Espalhamento Doppler
Percurso 1	$0.0\mu s$	0.0 dB	0.0 Hz
Percurso 2	$0.3\mu s$	12.0 dB	0.0 Hz
Percurso 3	$3.5\mu s$	4.0 dB	0.0 Hz
Percurso 4	$4.4\mu s$	7.0 dB	0.0 Hz
Percurso 5	$9.5\mu s$	15.0 dB	0.0 Hz
Percurso 6	$12.7\mu s$	22.0 dB	0.0 Hz

A figura 5.4 apresenta a magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil B* no domínio do tempo.

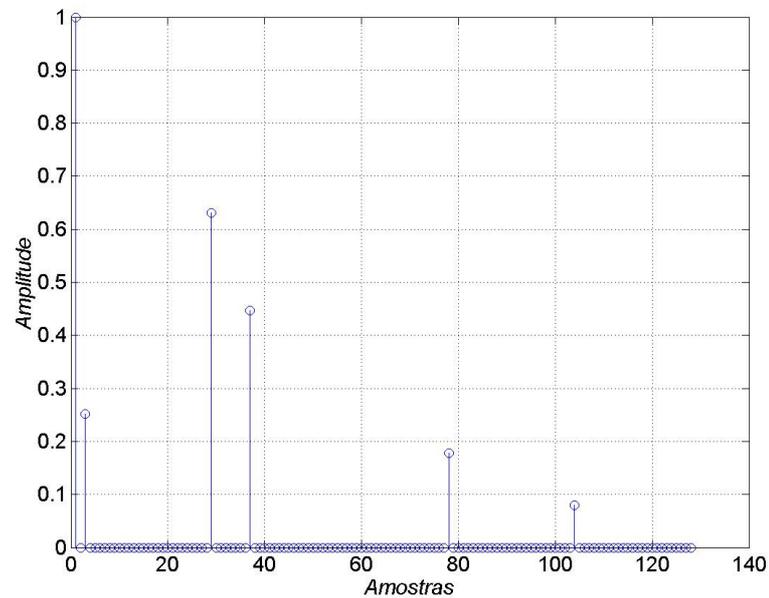


Figura 5.4: Magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil B* no domínio do tempo.

As figuras 5.5 e 5.6 apresentam, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta em frequência do canal *Brazil B*, utilizando uma *FFT* de 4096 pontos e uma frequência de amostragem de 8.12698 *MHz*.

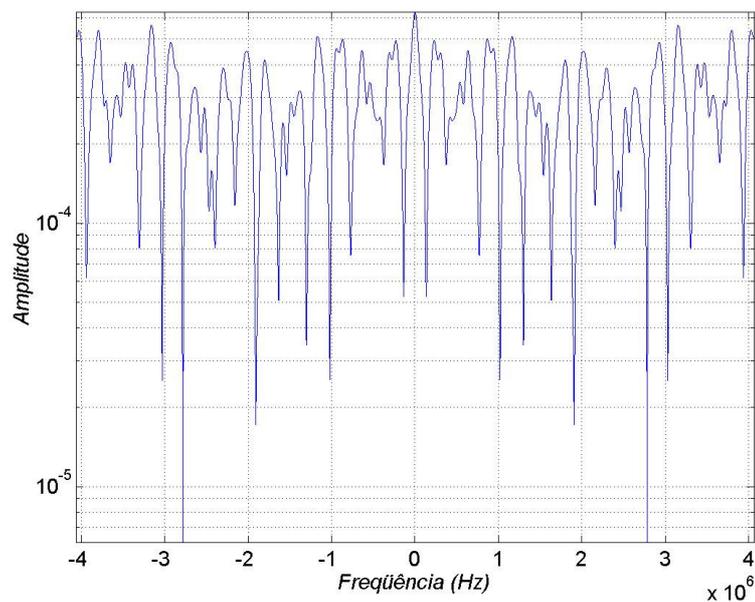


Figura 5.5: Magnitude da resposta em frequência do canal *Brazil B*.

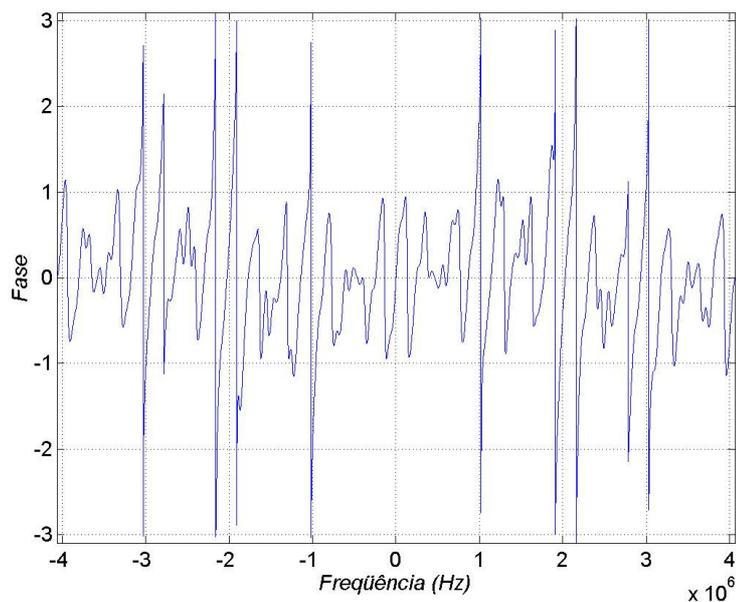


Figura 5.6: Fase da resposta em frequência do canal *Brazil B*.

5.1.3 Canal *Brazil C*

O canal *Brazil C* apresenta ecos de atraso relativo muito pequeno, porém de grande intensidade. Pode simular uma propagação em ambiente montanhoso sem visada direta com o transmissor. Apresenta seis percursos distintos de acordo com a tabela 5.3.

Tabela 5.3: Parâmetros dos percursos do canal *Brazil C*.

<i>Brazil C</i>	Atraso	Atenuação	Espalhamento Doppler
Percurso 1	0.0 μs	2.8 dB	0.0 Hz
Percurso 2	0.089 μs	0.0 dB	0.0 Hz
Percurso 3	0.419 μs	3.8 dB	0.0 Hz
Percurso 4	1.506 μs	0.1 dB	0.0 Hz
Percurso 5	2.322 μs	2.5 dB	0.0 Hz
Percurso 6	2.799 μs	1.3 dB	0.0 Hz

A figura 5.7 apresenta a magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil C* no domínio do tempo.

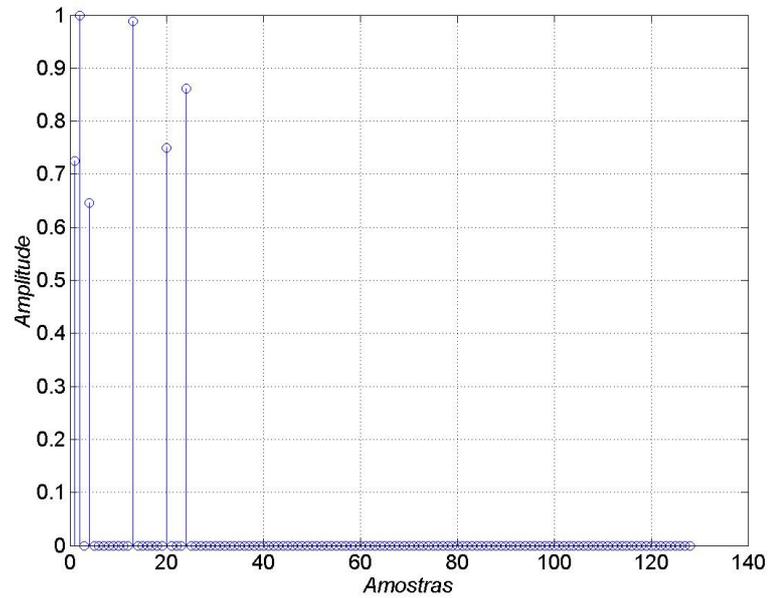


Figura 5.7: Magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil C* no domínio do tempo.

As figuras 5.8 e 5.9 apresentam, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta em frequência do canal *Brazil C*, utilizando uma *FFT* de 4096 pontos e uma frequência de amostragem de 8.12698 *MHz*.

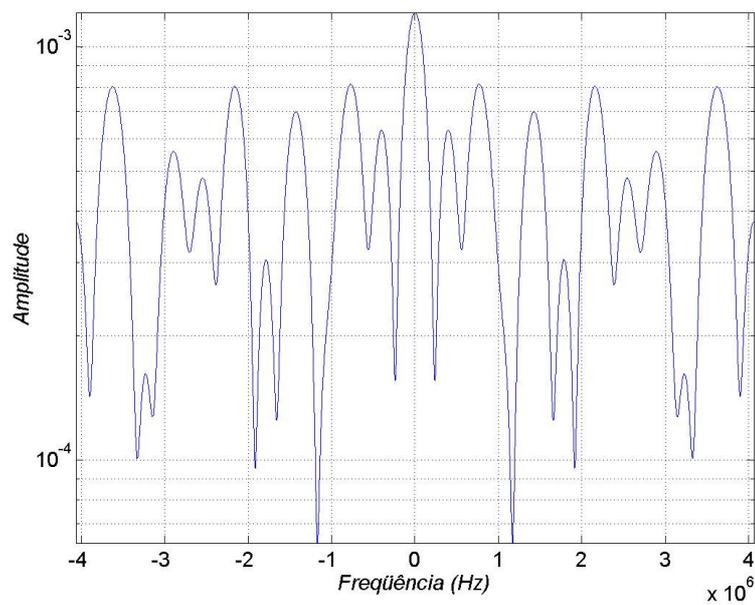


Figura 5.8: Magnitude da resposta em frequência do canal *Brazil C*.

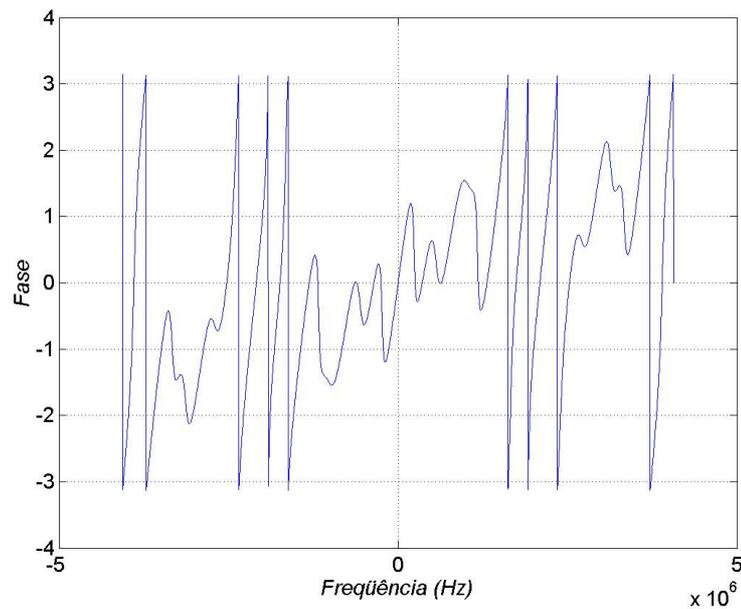


Figura 5.9: Fase da resposta em frequência do canal *Brazil C*.

5.1.4 Canal *Brazil D*

O canal *Brazil D* apresenta uma configuração semelhante à do canal *Brazil C* em termos de ecos, porém estes são deslocados no tempo se tornando pré-ecos. Pode ser considerado com uma situação de recepção interna debilitada. Apresenta seis percursos distintos de acordo com a tabela 5.4.

Tabela 5.4: Parâmetros dos percursos do canal *Brazil D*.

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

A figura 5.10 apresenta a magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil D* no domínio do tempo.

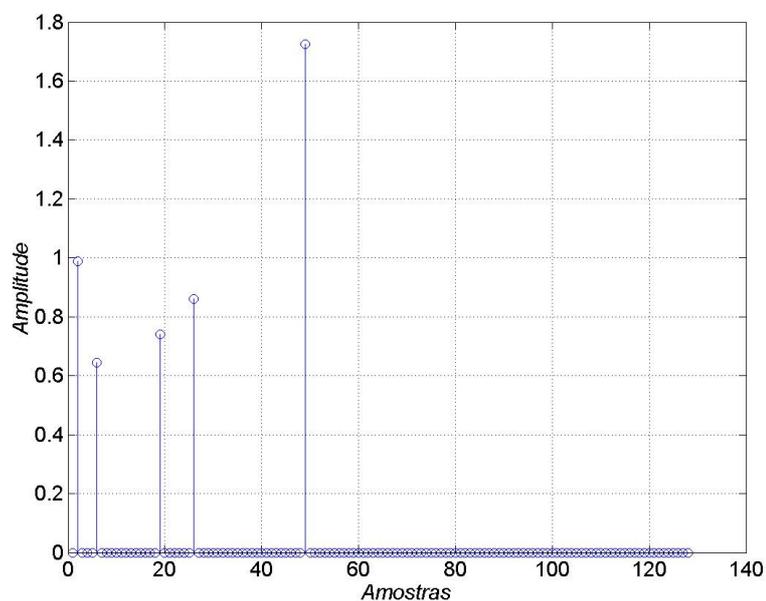


Figura 5.10: Magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil D* no domínio do tempo.

As figuras 5.11 e 5.12 apresentam, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta em frequência do canal *Brazil D*, utilizando uma *FFT* de 4096 pontos e uma frequência de amostragem de 8.12698 *MHz*.

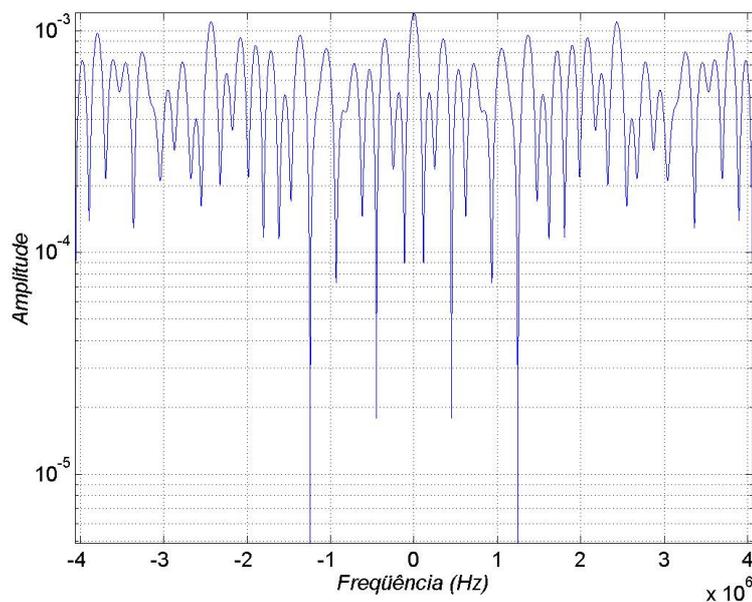


Figura 5.11: Magnitude da resposta em frequência do canal *Brazil D*.

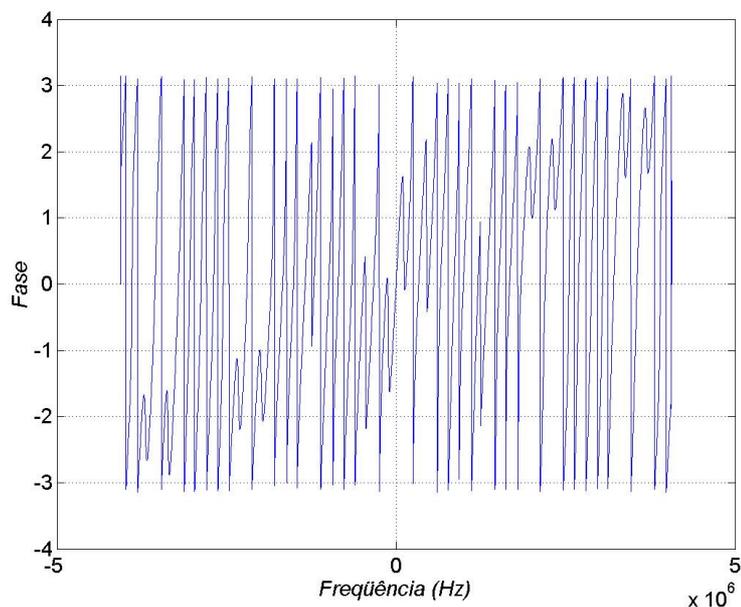


Figura 5.12: Fase da resposta em frequência do canal *Brazil D*.

5.1.5 Canal *Brazil E*

No canal *Brazil E* tem-se a possibilidade de avaliação de um cenário com rede de frequência única – *SFN*, pois o receptor recebe três sinais de mesma amplitude e com atrasos distintos. Este canal simula a recepção em um ponto localizado entre três transmissores em *SFN*. Apresenta três percursos distintos de acordo com a tabela 5.5.

Tabela 5.5: Parâmetros dos percursos do canal *Brazil E*.

<i>Brazil E</i>	Atraso	Atenuação	Espalhamento Doppler
Percurso 1	0.0 μs	0.0 dB	0.0 Hz
Percurso 2	1.0 μs	0.0 dB	0.0 Hz
Percurso 3	2.0 μs	0.0 dB	0.0 Hz

A figura 5.13 apresenta a magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil E* no domínio do tempo.

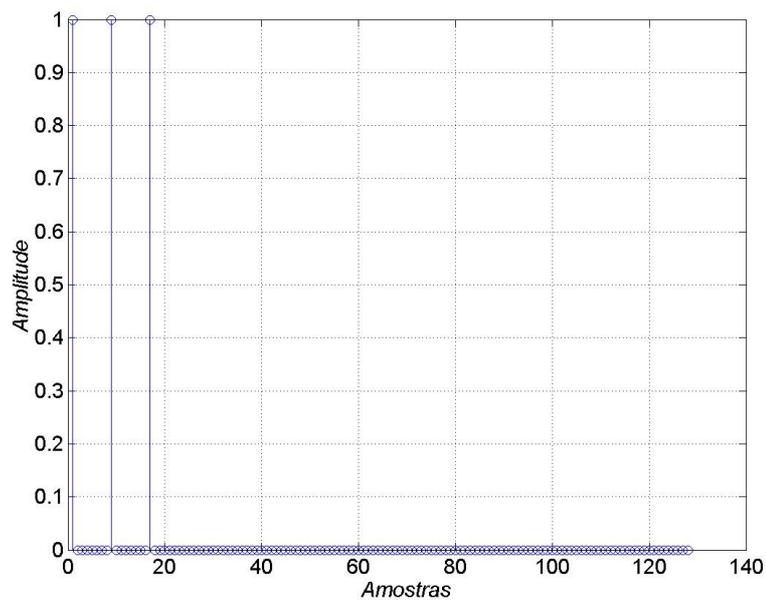


Figura 5.13: Magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil E* no domínio do tempo.

As figuras 5.14 e 5.15 apresentam, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta em frequência do canal *Brazil E*, utilizando uma *FFT* de 4096 pontos e uma frequência de amostragem de 8.12698 MHz .

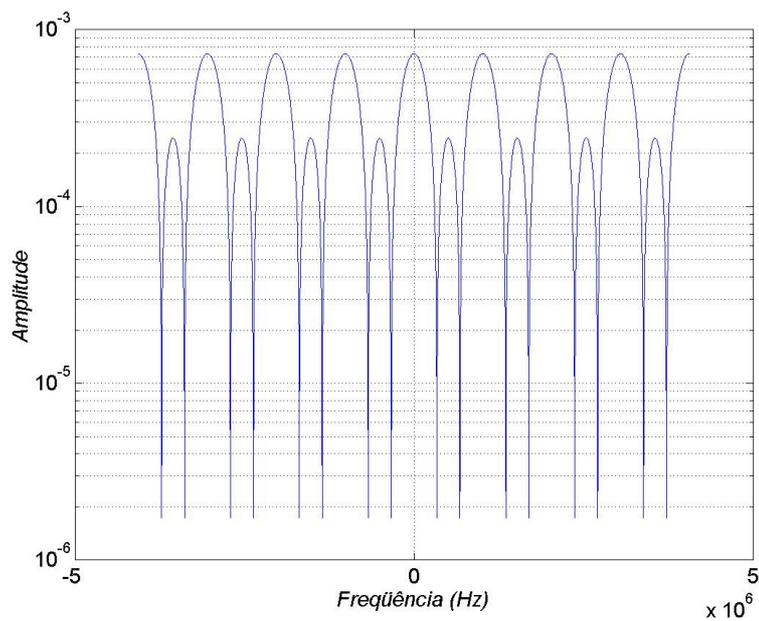


Figura 5.14: Magnitude da resposta em frequência do canal *Brazil E*.

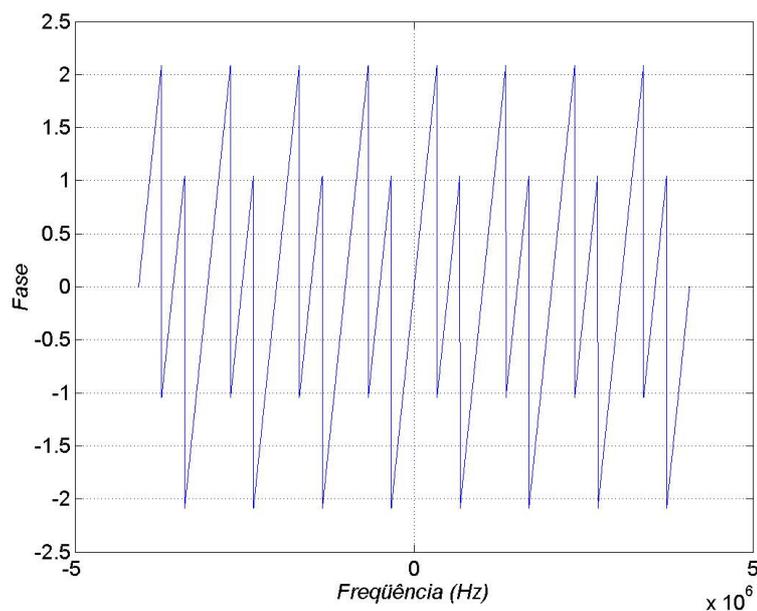


Figura 5.15: Fase da resposta em frequência do canal *Brazil E*.

5.1.6 Canal *Brazil Special A*

O canal *Brazil Special A* é um canal dinâmico, com parâmetros idênticos ao *Brazil A*, com exceção da aplicação de um espalhamento *Doppler* de 100 Hz no sexto percurso, simulando recepção móvel. A tabela 5.6 mostra seus parâmetros de configuração.

Tabela 5.6: Parâmetros dos percursos do canal *Brazil Special A*.

<i>Brazil Special A</i>	Atraso	Atenuação	Espalhamento <i>Doppler</i>
Percurso 1	0.0 μs	0.0 dB	0.0 Hz
Percurso 2	0.15 μs	13.8 dB	0.0 Hz
Percurso 3	2.22 μs	16.2 dB	0.0 Hz
Percurso 4	3.05 μs	14.9 dB	0.0 Hz
Percurso 5	5.86 μs	13.6 dB	0.0 Hz
Percurso 6	5.93 μs	16.4 dB	100.0 Hz

A figura 5.16 apresenta a magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil Special A* no domínio do tempo.

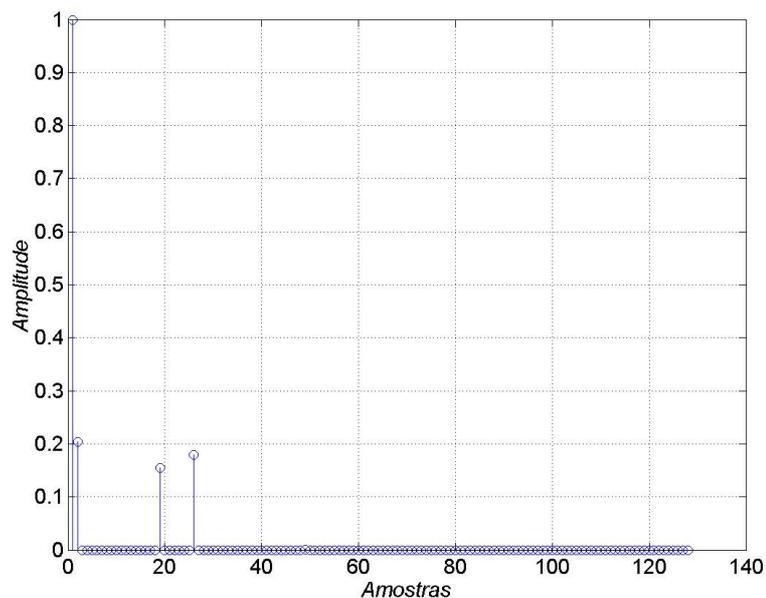


Figura 5.16: Magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil Special A* no domínio do tempo.

As figuras 5.17 e 5.18 apresentam, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta em frequência do canal *Brazil Special A*, utilizando uma *FFT* de 4096 pontos e uma frequência de amostragem de 8.12698 MHz .

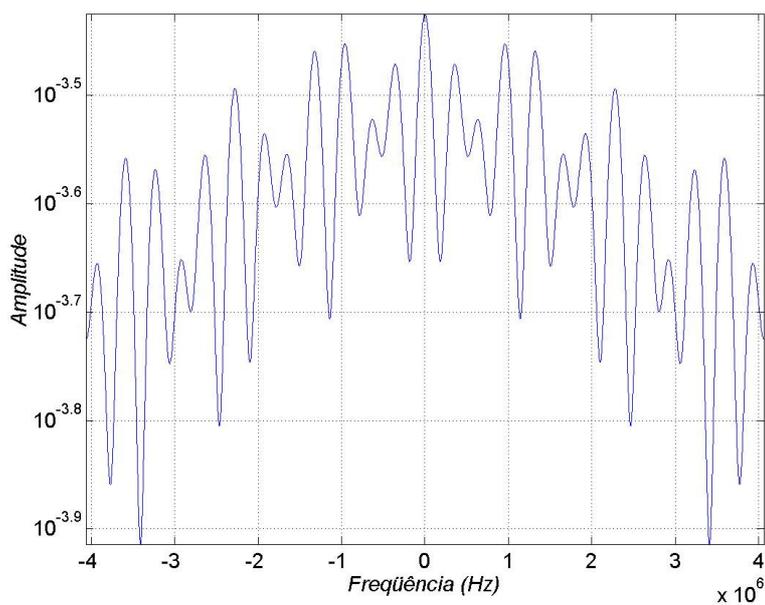


Figura 5.17: Magnitude da resposta em frequência do canal *Brazil Special A*.

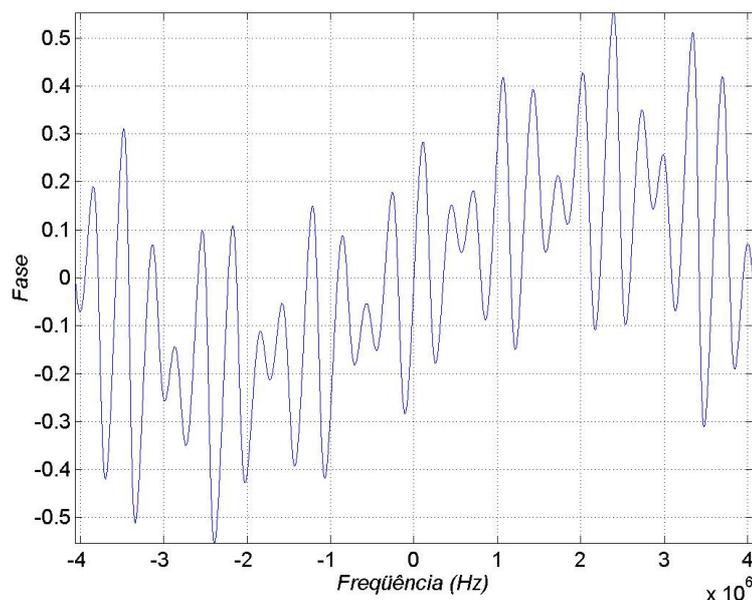


Figura 5.18: Fase da resposta em frequência do canal *Brazil Special A*.

5.1.7 Canal *Brazil Special B*

O canal *Brazil Special B* é um canal dinâmico, com parâmetros idênticos ao *Brazil B*, com exceção da aplicação de um espalhamento *Doppler* de 10 Hz no terceiro percurso, simulando recepção móvel. A tabela 5.7 mostra seus parâmetros de configuração.

Tabela 5.7: Parâmetros dos percursos do canal *Brazil Special B*.

<i>Brazil Special B</i>	Atraso	Atenuação	Espalhamento <i>Doppler</i>
Percurso 1	0.0 μs	0.0 dB	0.0 Hz
Percurso 2	0.3 μs	12.0 dB	0.0 Hz
Percurso 3	3.5 μs	4.0 dB	10.0 Hz
Percurso 4	4.4 μs	7.0 dB	0.0 Hz
Percurso 5	9.5 μs	15.0 dB	0.0 Hz
Percurso 6	12.7 μs	22.0 dB	0.0 Hz

A figura 5.19 apresenta a magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil Special B* no domínio do tempo.

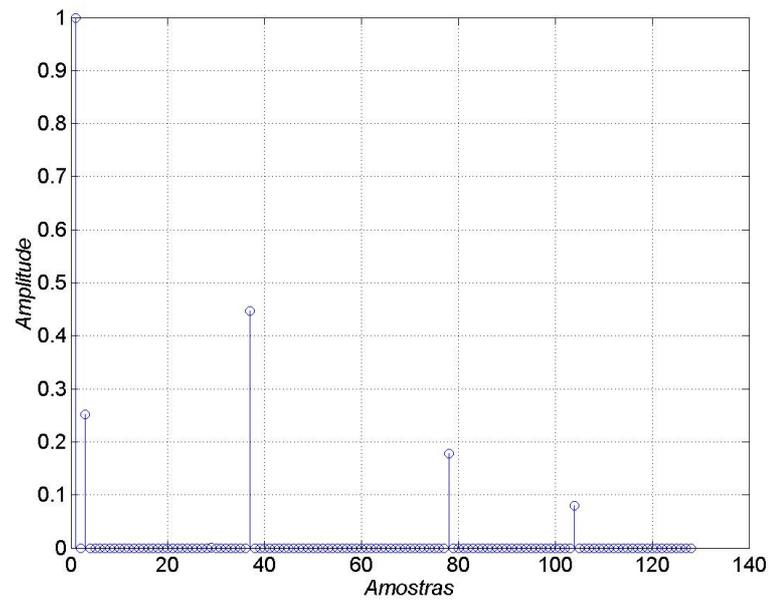


Figura 5.19: Magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil Special B* no domínio do tempo.

As figuras 5.20 e 5.21 apresentam, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta em frequência do canal *Brazil Special B*, utilizando uma *FFT* de 4096 pontos e uma frequência de amostragem de 8.12698 MHz .

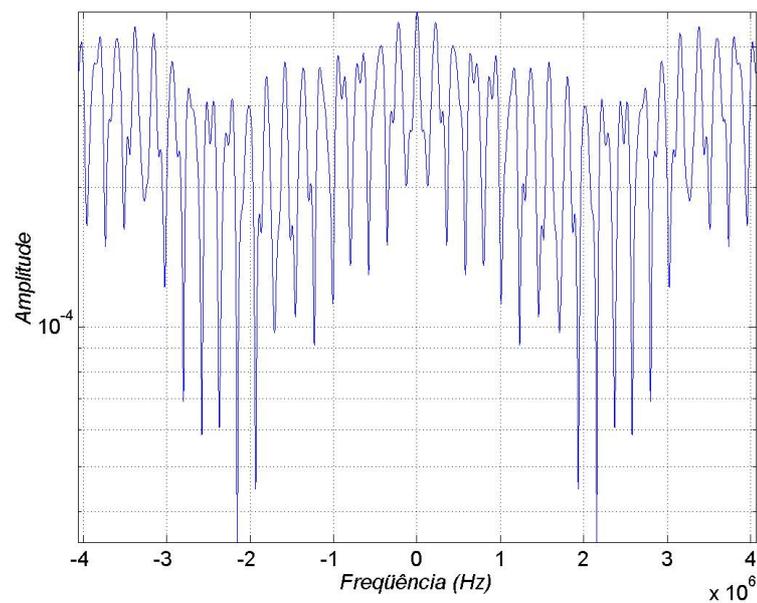


Figura 5.20: Magnitude da resposta em frequência do canal *Brazil Special B*.

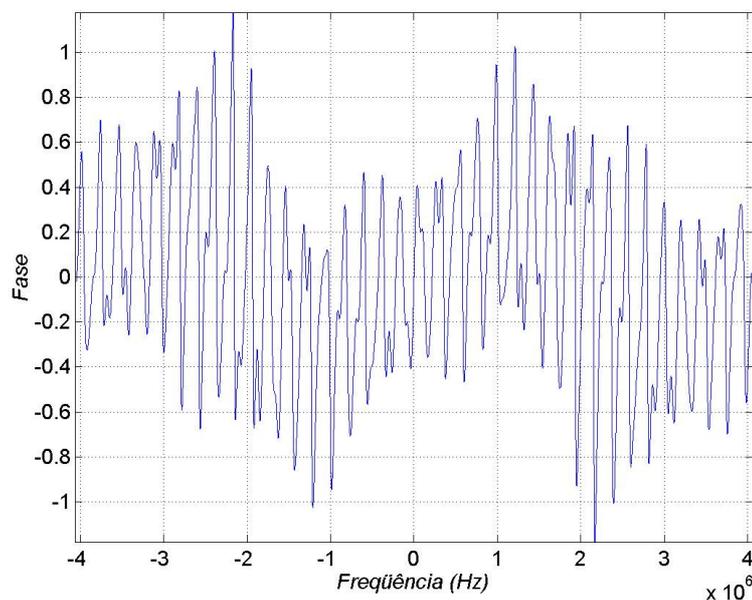


Figura 5.21: Fase da resposta em frequência do canal *Brazil Special B*.

5.1.8 Canal *Brazil Special C*

O canal *Brazil Special C* é um canal dinâmico, com parâmetros idênticos ao *Brazil C*, com exceção da aplicação de um espalhamento *Doppler* de 10 Hz no quarto percurso, simulando recepção móvel. A tabela 5.8 mostra seus parâmetros de configuração.

Tabela 5.8: Parâmetros dos percursos do canal *Brazil Special C*.

<i>Brazil Special C</i>	Atraso	Atenuação	Espalhamento <i>Doppler</i>
Percurso 1	0.0 μ s	2.8 dB	0.0 Hz
Percurso 2	0.089 μ s	0.0 dB	0.0 Hz
Percurso 3	0.419 μ s	3.8 dB	0.0 Hz
Percurso 4	1.506 μ s	0.1 dB	10.0 Hz
Percurso 5	2.322 μ s	2.5 dB	0.0 Hz
Percurso 6	2.799 μ s	1.3 dB	0.0 Hz

A figura 5.22 apresenta a magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil Special C* no domínio do tempo.

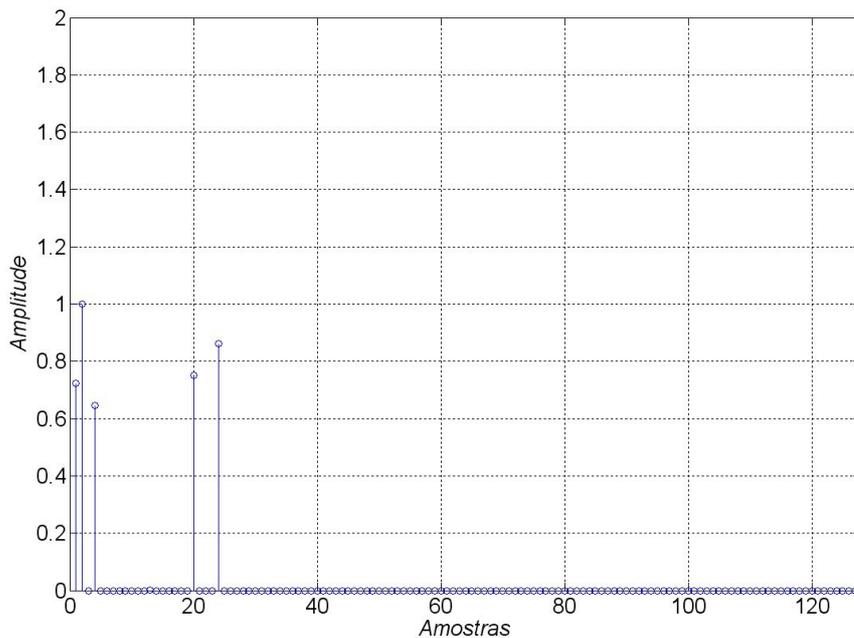


Figura 5.22: Magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil Special C* no domínio do tempo.

As figuras 5.23 e 5.24 apresentam, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta em frequência do canal *Brazil Special C*, utilizando uma *FFT* de 4096 pontos e uma frequência de amostragem de 8.12698 MHz.

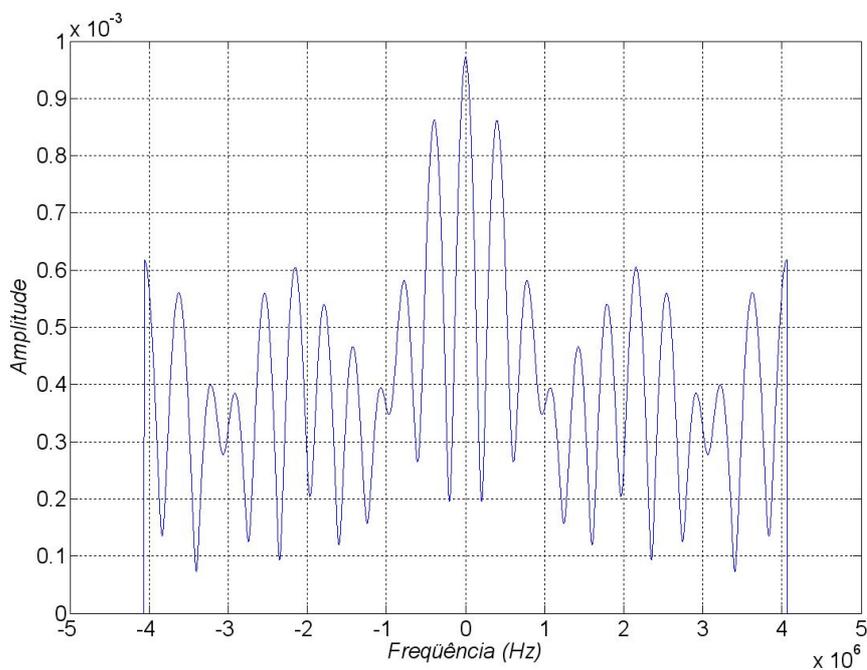


Figura 5.23: Magnitude da resposta em frequência do canal *Brazil Special C*.

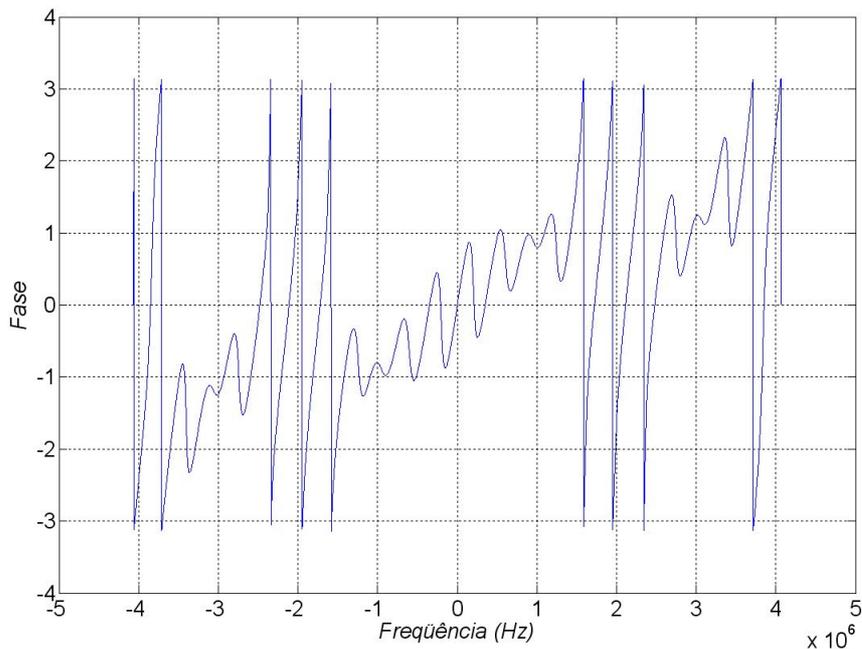


Figura 5.24: Fase da resposta em frequência do canal *Brazil Special C*.

5.1.9 Canal *Brazil Special D*

O canal *Brazil Special D* é um canal dinâmico, com parâmetros idênticos ao *Brazil D*, com exceção da aplicação de um espalhamento *Doppler* de 10 Hz no primeiro percurso, simulando recepção móvel. A tabela 5.9 mostra seus parâmetros de configuração.

Tabela 5.9: Parâmetros dos percursos do canal *Brazil Special D*.

<i>Brazil Special D</i>	Atraso	Atenuação	Espalhamento <i>Doppler</i>
Percurso 1	0.15 μs	0.1 dB	10.0 Hz
Percurso 2	0.63 μs	3.8 dB	0.0 Hz
Percurso 3	2.22 μs	2.6 dB	0.0 Hz
Percurso 4	3.05 μs	1.3 dB	0.0 Hz
Percurso 5	5.86 μs	0.0 dB	0.0 Hz
Percurso 6	5.93 μs	2.8 dB	0.0 Hz

A figura 5.25 apresenta a magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil Special D* no domínio do tempo.

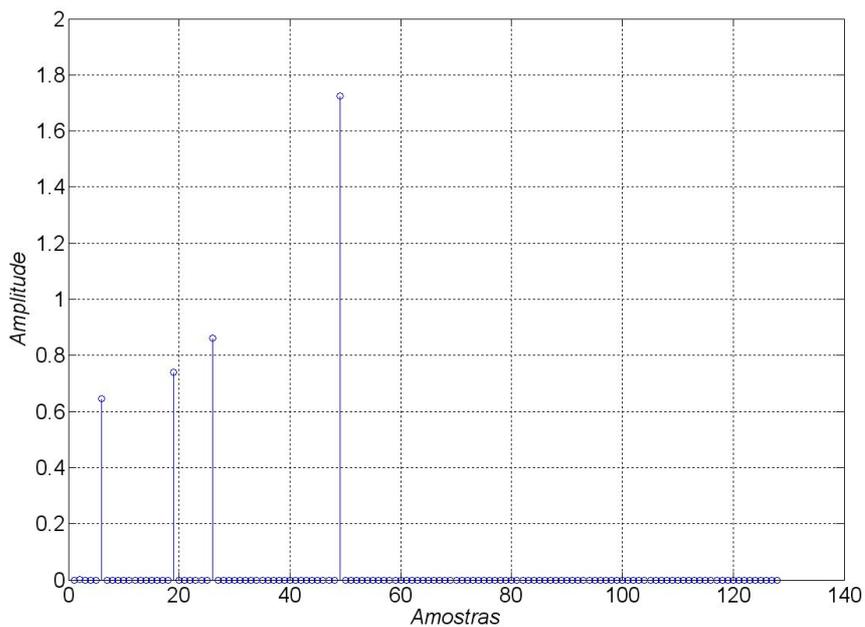


Figura 5.25: Magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil Special D* no domínio do tempo.

As figuras 5.26 e 5.27 apresentam, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta em frequência do canal *Brazil Special D*, utilizando uma *FFT* de 4096 pontos e uma frequência de amostragem de 8.12698 MHz .

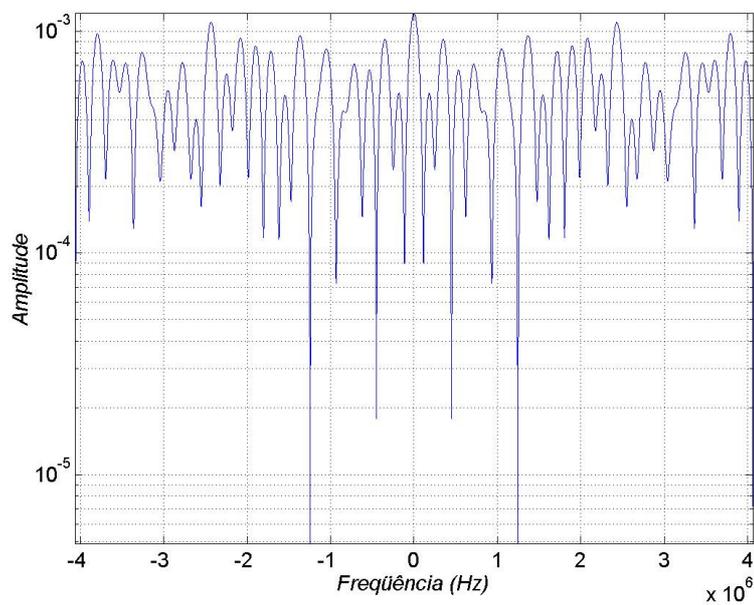


Figura 5.26: Magnitude da resposta em frequência do canal *Brazil Special D*.

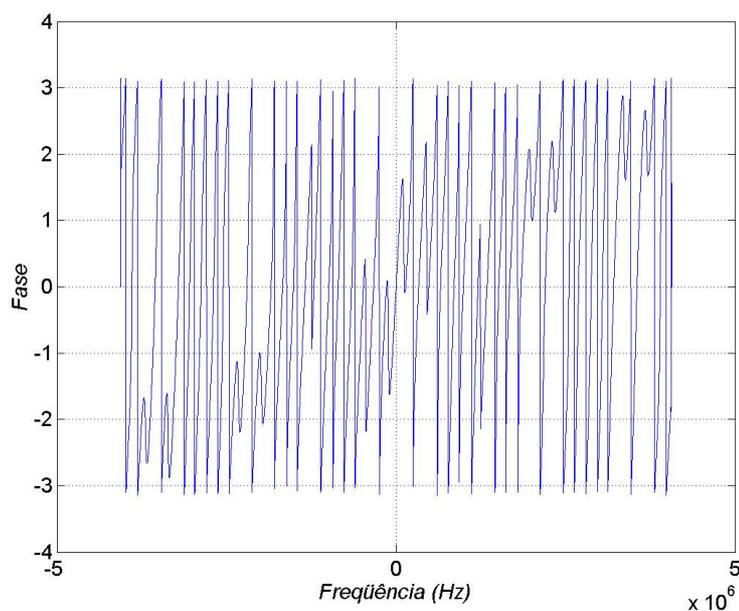


Figura 5.27: Fase da resposta em frequência do canal *Brazil Special D*.

5.1.10 Canal *Brazil Special E*

O canal *Brazil Special E* é um canal dinâmico, com parâmetros idênticos ao *Brazil E*, com exceção da aplicação de um espalhamento *Doppler* de 10 Hz no terceiro percurso, simulando recepção móvel. A tabela 5.10 mostra seus parâmetros de configuração.

Tabela 5.10: Parâmetros dos percursos do canal *Brazil Special E*.

<i>Brazil Special E</i>	Atraso	Atenuação	Espalhamento <i>Doppler</i>
Percurso 1	0.0 μ s	0.0 dB	0.0 Hz
Percurso 2	1.0 μ s	0.0 dB	0.0 Hz
Percurso 3	2.0 μ s	0.0 dB	10.0 Hz

A figura 5.28 apresenta a magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil Special E* no domínio do tempo.

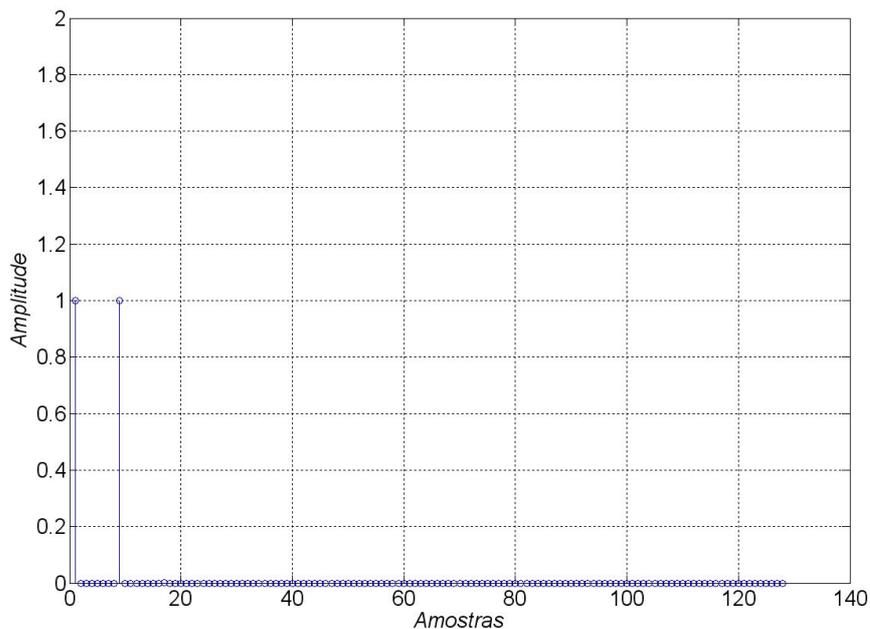


Figura 5.28: Magnitude da resposta ao impulso do canal *Brazil Special E* no domínio do tempo.

As figuras 5.29 e 5.30 apresentam, respectivamente, a magnitude e a fase da resposta em frequência do canal *Brazil Special E*, utilizando uma *FFT* de 4096 pontos e uma frequência de amostragem de 8.12698 MHz .

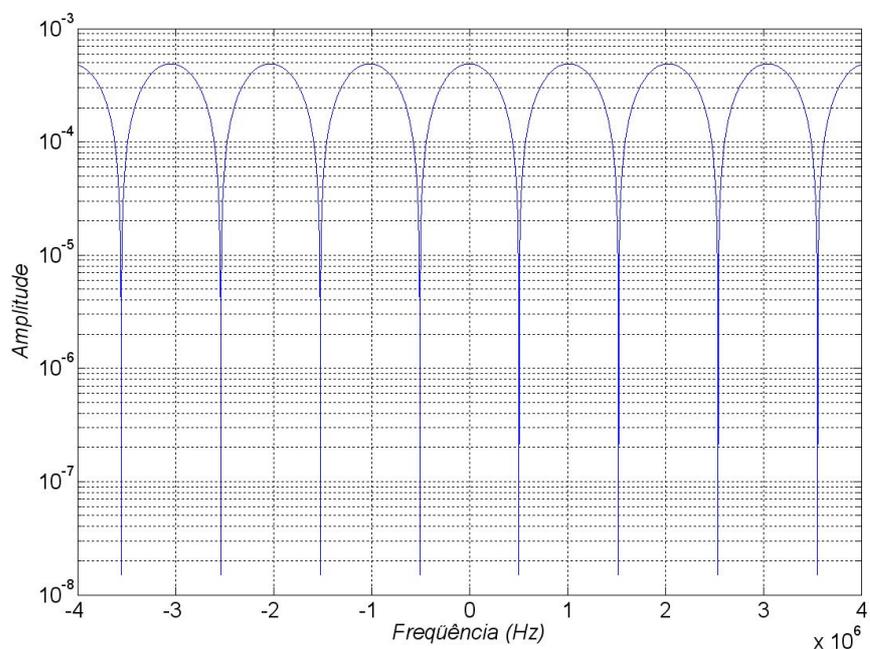


Figura 5.29: Magnitude da resposta em frequência do canal *Brazil Special E*.

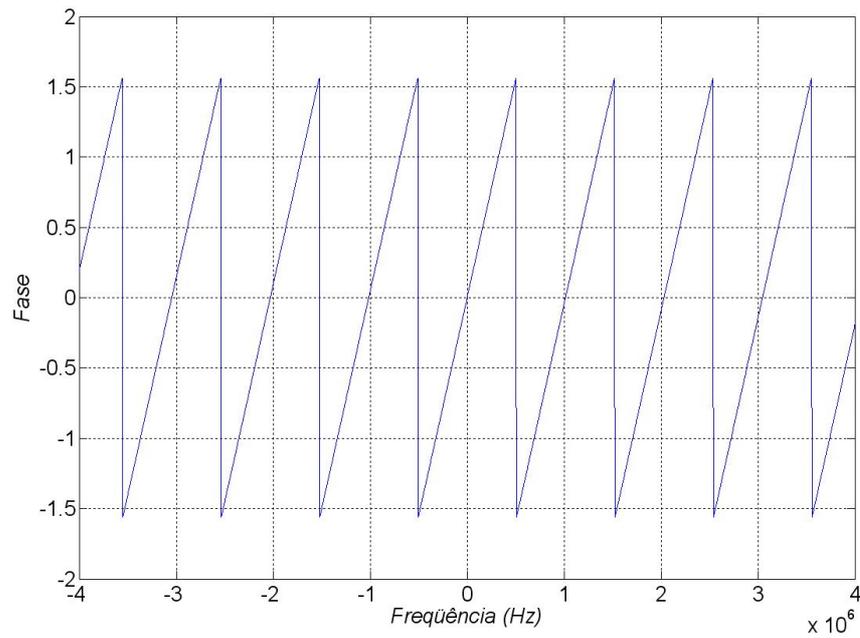


Figura 5.30: Fase da resposta em freqüência do canal *Brazil Special E*.

No apêndice A se encontram duas tabelas com os perfis de multipercurso recomendados pelo ITU para testes com recepção fixa e recepção móvel.

6 A Nova Técnica de Estimação e Compensação de Canal

6.1 Introdução

As técnicas atualmente utilizadas para estimar e compensar o canal de transmissão baseiam-se, basicamente, em interpolações entre subportadoras pilotos enviadas pelo transmissor e conhecidas no receptor. Estas subportadoras pilotos podem ser dispersas dentro do *frame OFDM* tanto na direção do tempo quanto na direção da frequência e devem ter um distanciamento apropriado, coerente à largura de banda do canal e suficientemente pequeno para que, através da interpolação, possam ser estimados os valores das subportadoras intermediárias. Entre as técnicas de interpolação mais utilizadas podem-se citar a Interpolação Linear e a Interpolação por Wiener [65].

A figura 6.1 abaixo mostra um arranjo regular de subportadoras pilotos dentro de um *frame OFDM*, onde N_T e N_F representam, respectivamente, o espaçamento entre pilotos no tempo e na frequência.

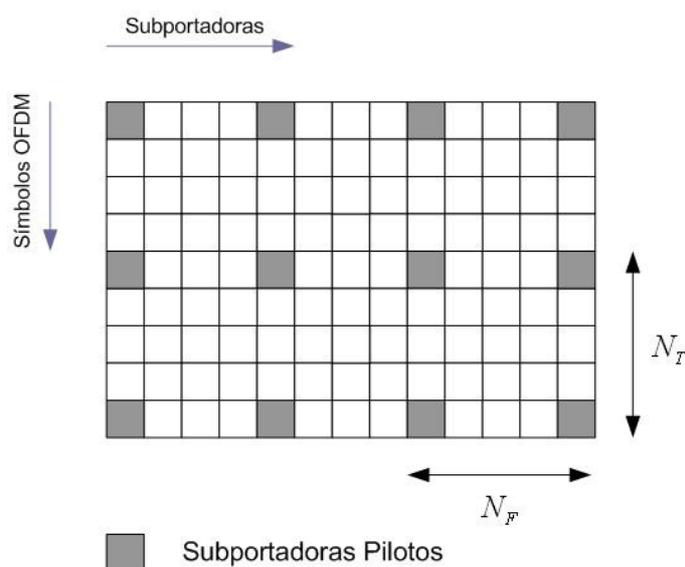


Figura 6.1: Arranjo regular de subportadoras pilotos no *frame OFDM*.

Na maioria dos sistemas *OFDM* atuais o arranjo de pilotos utilizado é o chamado *scattered pilots*, ou seja, pilotos espalhados, distribuídos dessa maneira a fim de manter a uniformidade espectral [6][59][77]. Como exemplo de sistemas que utilizam esse arranjo pode-se citar o *ISDB-T* e o *DVB-T*.

A figura 6.2 mostra o arranjo de pilotos espalhados.

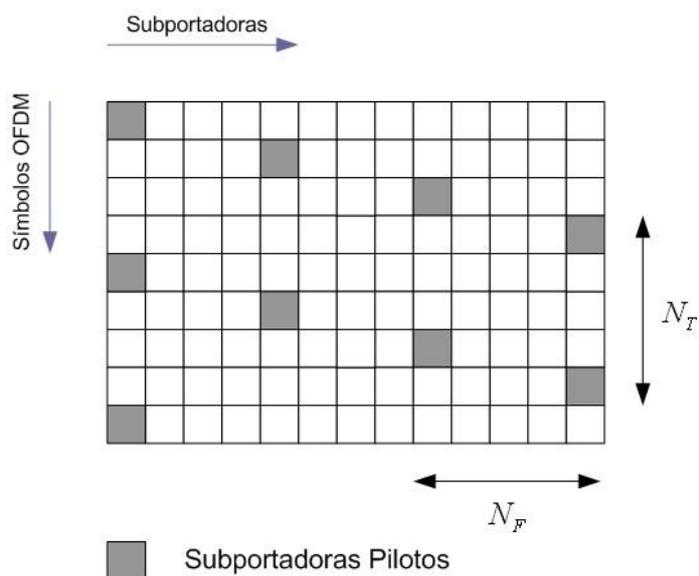


Figura 6.2: Arranjo de pilotos espalhados no *frame OFDM*.

Para obter as funções de transferência de todas subportadoras que não representam pilotos, são realizadas duas interpolações, uma na direção do tempo e outra na direção da frequência, de acordo com a figura 6.3 abaixo.

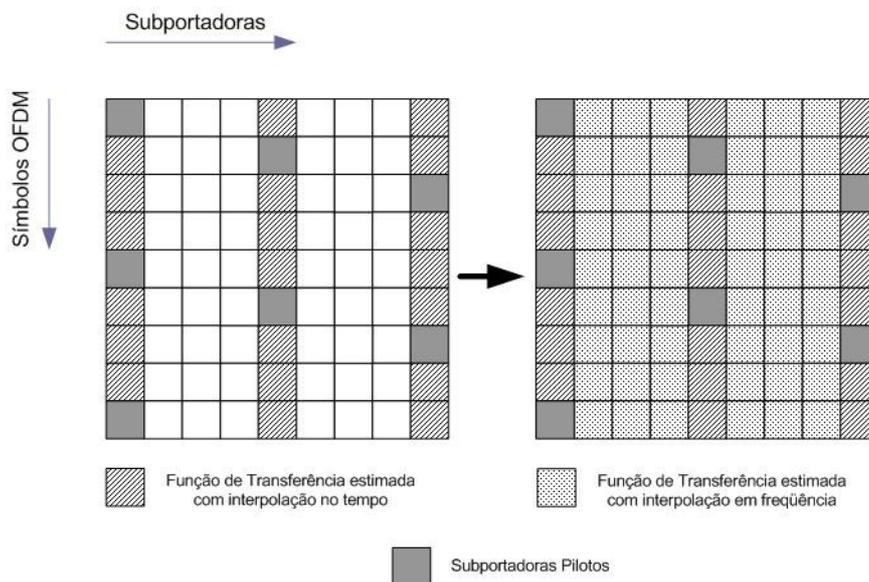


Figura 6.3: Interpolações na direção do tempo e da frequência.

Entretanto, quando o sistema enfrenta características de multipercurso dinâmico, o que é típico em receptores móveis, as funções de transferência na direção da frequência podem apresentar *notches* que variam bruscamente no tempo, o que pode ocasionar uma estimação incorreta, devido ao processo de interpolação não ser capaz de acompanhar o comportamento altamente dinâmico do canal.

A nova técnica de estimação e compensação de canal proposta nessa dissertação surgiu como uma solução para minimizar os efeitos nocivos do multipercurso dinâmico, tornando o sistema altamente imune às inúmeras reflexões do sinal, compreendendo duas etapas: o método de transmissão - com um arranjo particular de subportadoras pilotos e símbolos *OFDM* no *frame* transmitido, não sendo necessária a utilização de técnicas de interpolação; e o método de equalização autodidata - com uma particular utilização do equalizador concorrente previamente descrito em conjunto com um equalizador baseado no algoritmo *DD*.

6.2 Descrição da Técnica

O método de transmissão *OFDM* em que se baseia a nova técnica foi desenvolvido para compensar a pouca eficiência dos sistemas que utilizam a interpolação entre subportadoras pilotos para estimar o *frame OFDM* quando submetidos a canais com intenso cenário de multipercurso e *Doppler*. Para resolver esse problema foi proposta uma nova arquitetura de *frame OFDM* com o objetivo de compensar todas as variações em frequência no espectro do sinal. O novo *frame* não utiliza pilotos espalhados como nos sistemas *ISDB-T* e *DVB-T* [49] [53] mostrados anteriormente, ao invés disso, utiliza o chamado “símbolo *OFDM* piloto” onde todas as suas subportadoras são pilotos.

A nova arquitetura de transmissão proposta é mostrada na figura 6.4 abaixo. A técnica de estimação adotada será chamada a partir de agora de *MICC* (Matriz de Identificação e Compensação de Canal).

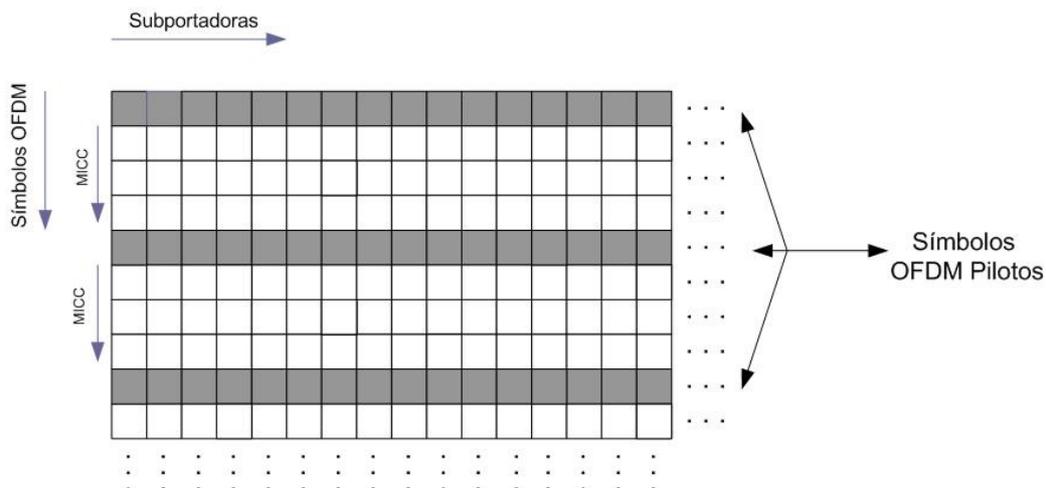


Figura 6.4: Estrutura do sinal transmitido.

De acordo com a figura 6.4 percebe-se que a cada três símbolos *OFDM* de dados válidos um piloto é transmitido, permitindo ao receptor determinar nesse momento a função de transferência do canal em todas as subportadoras. Com essa distribuição de pilotos não é realizada a interpolação em frequência, e a interpolação no tempo é substituída pela nova técnica de estimação, com o Equalizador Concorrente e o *DD* atuando nos símbolos *OFDM* onde não há pilotos.

A figura 6.5 mostra o diagrama da Matriz de Identificação e Compensação de Canal.

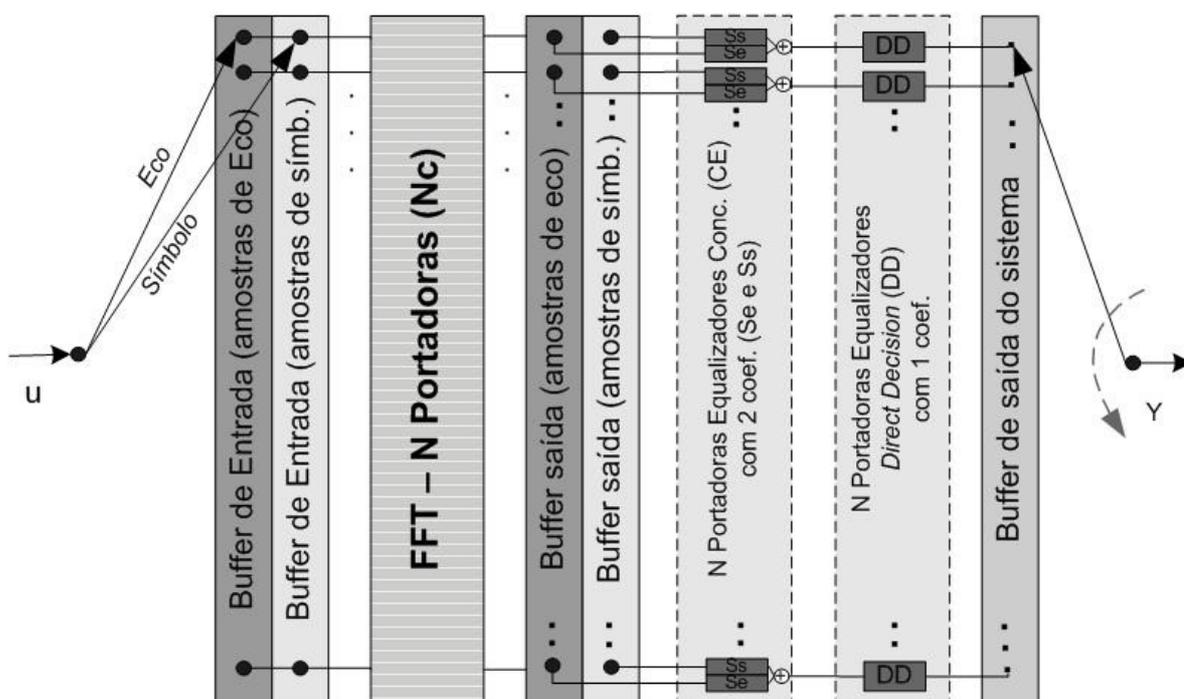


Figura 6.5: Matriz de Identificação e Compensação de Canal.

A saída do sistema de equalização é indicada por Y e funciona como uma chave rotativa que recebe o resultado da equalização em cada subportadora ($CE + DD$), armazenado no *buffer* de saída do sistema. N_c representa o número de subportadoras do sistema e, conseqüentemente, o número de equalizadores utilizados.

A *MICC* utiliza amostragem fracionária do canal, logo, sendo T o intervalo de amostragem do transmissor, a seqüência u de símbolos complexos recebida do canal é amostrada a intervalos de $\frac{T}{2}$ segundos. Com essa superamostragem no transmissor são geradas duas amostras complexas a cada intervalo T , para cada portadora c do símbolo *OFDM*; uma amostra de eco (S_e) e uma amostra de símbolo (S_s). As amostras são então submetidas à *FFT* no receptor, que realiza a transformação dos sinais do domínio tempo para o domínio freqüência, e armazenadas em dois *buffers* distintos, um para amostras S_e e outro para amostras S_s , para então serem submetidas ao banco de equalizadores. Este procedimento é realizado para todos os N_s símbolos *OFDM* do *frame*.

A entrada de cada um dos equalizadores *CE* é formada por um vetor de valores complexos $\underline{r} \in \mathbb{C}$, chamado de regressor de canal, de dimensão dois, dado por

$$\underline{r} = [r_0 \ r_1]^T. \quad (6.1)$$

A cada intervalo entre dois símbolos complexos, r_0 recebe a amostra de símbolo S_s e r_1 recebe a amostra de eco S_e . Vale salientar que, para efeitos de simulação, foi assumido sincronismo perfeito entre freqüência de portadoras e temporização de símbolos.

Considerando $y'(n)$ a saída do equalizador concorrente *CE* para cada subportadora do sistema em um instante n , sua equação pode ser escrita da seguinte maneira:

$$y'(n) = [\underline{V}(n) + \underline{W}(n)]^T \cdot \underline{r}(n), \quad (6.2)$$

onde $\underline{V}(n)$ representa o vetor de pesos do *CMA* e $\underline{W}(n)$ representa o vetor de pesos do *DD*.

Definindo $\underline{B}(n)$ como

$$\underline{B}(n) = \underline{V}(n) + \underline{W}(n), \quad (6.3)$$

obtem-se

$$y'(n) = \underline{B}^T(n) \cdot \underline{r}(n), \quad (6.4)$$

onde $\underline{B} \in C$ é o vetor $\underline{B} = [B_0 \ B_1]^T$ que representa os coeficientes do filtro *FIR* transversal [1], e é chamado de vetor de pesos do equalizador. Dessa maneira elimina-se a necessidade de se utilizar dois vetores de pesos como no equalizador concorrente original [78]. A cada três símbolos *OFDM* o vetor \underline{B} é inicializado com a Função de Transferência inversa do canal de transmissão em cada subportadora. A Função de Transferência do canal (*FTC*) é obtida através da divisão da seqüência dos símbolos recebidos no receptor por uma seqüência de referência conhecida armazenada em ROM. Para a simulação da nova técnica foi utilizada uma seqüência de treino pseudo-randômica chamada *PN511* [79], definida pelo polinômio gerador a seguir e transmitida a cada símbolo piloto do *frame OFDM*:

$$X^9 + X^7 + X^6 + X^4 + X^2 + X + 1. \quad (6.5)$$

Na figura 6.6 abaixo é mostrado o diagrama em blocos da seqüência *PN511* a qual é inicializada com o valor 010000000.

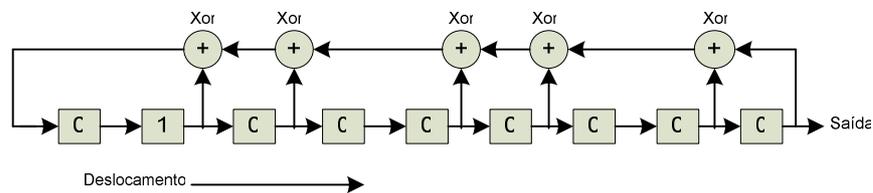


Figura 6.6: Seqüência *PN511*.

A inicialização de \underline{B} para cada símbolo piloto está mostrada abaixo:

$$B_k(s) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ FTC, & s = 0, 4, 8, \dots, N_s - 1, \\ 0 + j0, & k = 1 \end{cases} \quad (6.6)$$

onde $j = \sqrt{-1}$.

A figura 6.7 mostra o processo de obtenção da saída $y'(n)$ do equalizador concorrente para cada subportadora do símbolo *OFDM*.

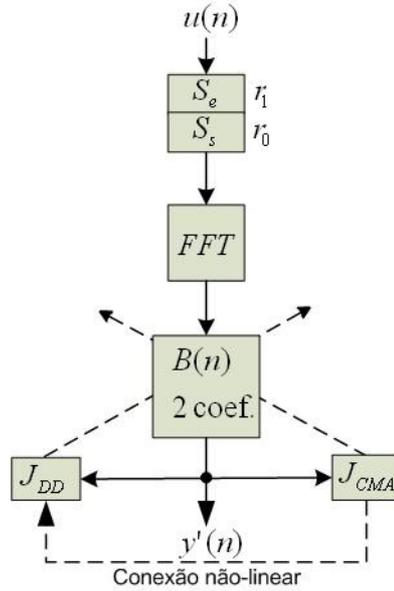


Figura 6.7: Diagrama do Equalizador Concorrente para cada subportadora do símbolo *OFDM*.

Após a inicialização do vetor $\underline{B}(n)$ com a função de transferência inversa do canal, ele passa a ser atualizado pelo algoritmo Gradiente Estocástico durante o período em que não ocorre um novo símbolo piloto, objetivando minimizar as duas funções de custo J_{CMA} e J_{DD} , dadas pelas seguintes equações:

$$J_{CMA} = \frac{1}{4} E \left\{ \left(|y'(n)|^2 - \gamma \right)^2 \right\}, \quad (6.7)$$

$$J_{DD} = \frac{1}{2} \left\{ Q\{y'(n)\} - y'(n) \right\}^2, \quad (6.8)$$

onde $Q\{y'(n)\} = \arg \min |y'(n) - S_k|^2, S_k \in A, k = 0, 1, \dots, M-1$, $A = \{S_0, S_1, \dots, S_{M-1}\}$ é o alfabeto

de símbolos $M-QAM$ e $\gamma = \frac{\sum_{k=0}^{M-1} |S_k|^4}{\sum_{k=0}^{M-1} |S_k|^2}$ representa a constante de dispersão do algoritmo de

Godard [4].

A partir das equações (3.14) e (3.35) do capítulo três pode-se escrever a seguinte equação para a adaptação do vetor $\underline{B}(n)$:

$$\begin{aligned} \underline{V}(n+1) + \underline{W}(n+1) &= \underline{V}(n) + \underline{W}(n) + \eta_v \cdot y'(n) \cdot \left(\gamma - |v(n)|^2 \right) \cdot \underline{r}^*(n) \\ &+ \eta_w \cdot [1 - D_Q(n)] \cdot [Q\{y'(n)\} - y'(n)] \cdot \underline{r}^*(n). \end{aligned} \quad (6.9)$$

Pode-se reescrever a equação acima pela substituição direta da equação (6.3):

$$\begin{aligned} \underline{B}(n+1) = & \underline{B}(n) + \eta_v \cdot y'(n) \cdot (\gamma - |v(n)|^2) \cdot \underline{r}^*(n) \\ & + \eta_w \cdot [1 - D_Q(n)] \cdot [Q\{y'(n)\} - y'(n)] \cdot \underline{r}^*(n). \end{aligned} \quad (6.10)$$

Como não há a possibilidade de calcular essa expressão em um único passo, pode-se dividi-la em três partes. Nas equações abaixo os índices ⁽¹⁾ e ⁽²⁾ representam, respectivamente, a primeira e segunda atualização do vetor de pesos $\underline{B}(n)$:

$$\underline{B}^{(1)}(n+1) = \underline{B}(n) + \eta_v \cdot y'(n) \cdot (\gamma - |y'(n)|^2) \cdot \underline{r}^*(n), \quad (6.11)$$

$$\tilde{y}'(n) = \underline{B}^{(1)T}(n+1) \cdot \underline{r}^*(n), \quad (6.12)$$

$$\underline{B}^{(2)}(n+1) = \underline{B}^{(1)}(n+1) + \eta_w \cdot [1 - D_Q(n)] \cdot [Q\{y'(n)\} - y'(n)] \cdot \underline{r}^*(n). \quad (6.13)$$

A variável $D_Q(n)$ é encontrada da seguinte maneira:

$$D_Q(n) = \begin{cases} 0, Q\{y'(n)\} = Q\{\tilde{y}'(n)\} \\ 1, Q\{y'(n)\} \neq Q\{\tilde{y}'(n)\} \end{cases}. \quad (6.14)$$

Pela análise das equações acima percebe-se que a segunda atualização do vetor de pesos $\underline{B}(n)$ só é efetuada se a sua primeira atualização manteve a saída $y'(n)$ no mesmo nível Q de quantização.

A figura 6.8 mostra o diagrama completo para a obtenção da saída $y(n)$ em cada subportadora do sistema.

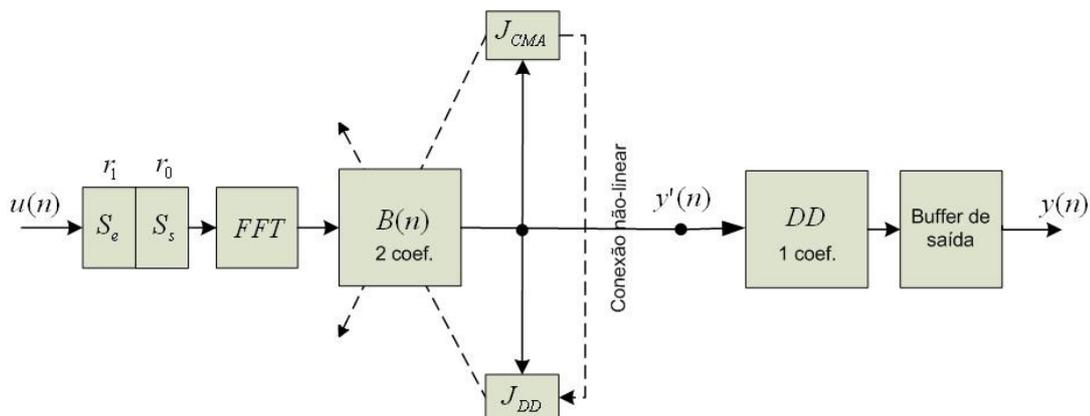


Figura 6.8: Diagrama da MICC para cada subportadora do sistema.

Após a etapa do Equalizador Concorrente Modificado, a saída $y'(n)$ é então utilizada como entrada do equalizador baseado no algoritmo *DD* de apenas um coeficiente, o qual é capaz de acompanhar lentas variações em $y'(n)$ sem a necessidade de se utilizar uma seqüência de treino.

A saída $y(n)$ é dada pela equação (6.15) onde se pode notar que apenas o valor de índice zero do vetor de pesos $\underline{B}(n)$ é utilizado, pois para o vetor de pesos do *DD* foi utilizado apenas um coeficiente. Os resultados obtidos com a utilização de apenas um coeficiente foram os mais satisfatórios para o sistema:

$$y(n) = B_0^{(2)}(n+1) \cdot y'(n). \quad (6.15)$$

Após o cálculo da saída $y(n)$ é realizada mais uma atualização para o índice 0 do vetor $\underline{B}(n)$, onde a saída do *DD* é aplicada a um quantizador Q , que é um dispositivo de decisão que estima a qual símbolo da constelação *M-QAM* utilizada mais próxima se encontra a saída $y(n)$:

$$B_0(n+1) = B_0^{(2)}(n+1) + \eta_{DD} \cdot [Q\{y(n)\} - y(n)] \cdot y'(n). \quad (6.16)$$

Na equação (6.16) acima, η_{DD} representa o passo de adaptação do algoritmo *DD*.

A utilização do *DD* após o Equalizador Concorrente na *MICC* foi resultado de várias simulações do algoritmo visando um melhor desempenho do sistema frente aos mais variados cenários de multipercurso. Com o *DD* foi possível obter um melhor resultado de *SER* na saída do sistema se comparado com a *MICC* sem o mesmo. Pode-se dizer que ele efetuou um “ajuste fino” nas amostras.

Na tabela 6.1 encontra-se o sumário do procedimento adotado em cada uma das subportadoras da Matriz de Identificação e Compensação de Canal proposta nesta dissertação.

Tabela 6.1: Sumário do procedimento adotado em cada uma das subportadoras da *MICC*.

Etapa	Descrição
1	Inicialização do vetor \underline{B} : $B_k = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ FTC, & k = 0 \\ 0 + j0, & k = 1 \end{cases},$

	onde $j = \sqrt{-1}$ e FTC é a função de transferência do canal.
2	Inicialização do indexador de regressor do canal: $n = 0$.
3	Obtenção do n -ésimo regressor do canal $\underline{r}(n)$: $r_k(n) = \begin{cases} S_s(n), k = 0 \\ S_e(n), k = 1 \end{cases}$ onde S_s representa a amostra de símbolo e S_e representa a amostra de eco, obtidas através da amostragem fracionária do canal.
4	Obtenção da saída do equalizador concorrente modificado no instante n : $y'(n) = \underline{B}^T(n) \cdot \underline{r}(n)$.
5	Primeira atualização do vetor de pesos \underline{B} : $\underline{B}^{(1)}(n+1) = \underline{B}(n) + \eta_v \cdot y'(n) \cdot (\gamma - y'(n) ^2) \cdot \underline{r}^*(n),$ onde η_v é o passo de adaptação do vetor \underline{B} relativo ao algoritmo CMA , $\eta_v > 0$.
6	Incremento do indexador do regressor de canal: $n = n + 1$.
7	Cálculo da saída perturbada: $\tilde{y}'(n) = \underline{B}^{(1)T}(n+1) \cdot \underline{r}^*(n)$.
8	Segunda atualização do vetor de pesos \underline{B} : $\underline{B}^{(2)}(n+1) = \underline{B}^{(1)}(n+1) + \eta_w \cdot [1 - D_Q(n)] \cdot [Q\{y'(n)\} - y'(n)] \cdot \underline{r}^*(n),$ onde $D_Q(n) = \begin{cases} 0, Q\{y'(n)\} = Q\{\tilde{y}'(n)\} \\ 1, Q\{y'(n)\} \neq Q\{\tilde{y}'(n)\} \end{cases}$.
9	Cálculo da saída $y(n)$: $y(n) = B_0^{(2)}(n+1) \cdot y'(n)$.
10	Nova atualização para o valor de índice 0 do vetor \underline{B} : $B_0(n+1) = B_0^{(2)}(n+1) + \eta_{DD} \cdot [Q\{y(n)\} - y(n)] \cdot y'(n)$.
11	Se for um novo símbolo piloto repete as etapas de 1 a 9, caso contrário, repete as etapas de 3 a 9.

A figura 6.9 mostra o fluxograma da *MICC*.

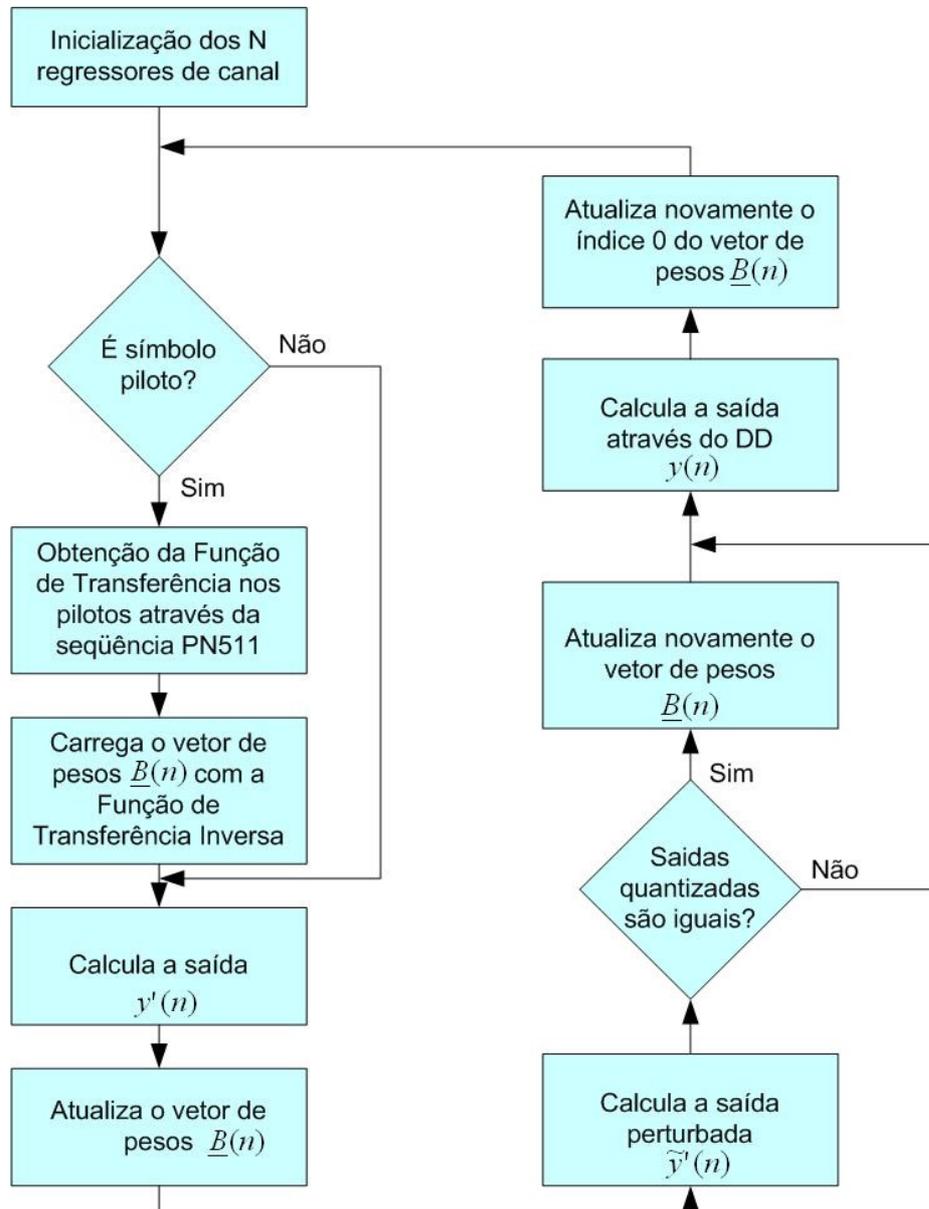


Figura 6.9: Fluxograma da *MICC*.

7 Resultados de Simulação

A avaliação da Matriz de Identificação e Compensação de Canal atuando no domínio da frequência foi realizada através de um ambiente de simulação desenvolvido em linguagem ansi C, que contempla um transmissor, um simulador de canal desenvolvido em laboratório e um receptor, de acordo com a figura 7.1 abaixo.

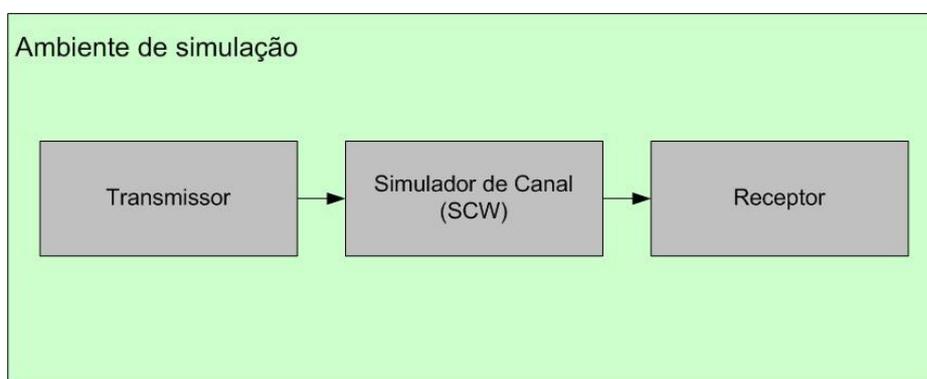


Figura 7.1: Ambiente de simulação em software.

7.1 Parâmetros para os dois modos do sistema de comparação

Para comparação dos resultados foi utilizado um simulador do sistema japonês de televisão digital terrestre - *ISDB-T* operando em dois modos de transmissão, um com 2048 portadoras (modo 2K) e outro com 8192 portadoras (modo 8K) [49]. A montagem do *frame OFDM* para o sistema foi mostrada na figura 6.2. Ambos os modos de transmissão do *ISDB-T* utilizam a técnica de interpolação por Wiener em duas dimensões para estimar suas amostras, com coeficientes representados por $Ntap_f$ para estimação em frequência e $Ntap_t$ para estimação no tempo [65]. Vale salientar que apenas a etapa de modulação foi avaliada, sendo descartados todos os blocos que fazem parte do codificador de canal [49].

As tabelas 7.1 e 7.2 detalham, respectivamente, os parâmetros utilizados para a configuração do modo 2K e do modo 8K do *ISDB-T*.

Tabela 7.1: Parâmetros de transmissão do modo 2K do *ISDB-T*.

Parâmetros	Especificações
Taxa de símbolos	8.127MHz
Número de subportadoras	2048
Número de subportadoras úteis	1405
Numero de símbolos por <i>frame</i>	204
Duração do símbolo <i>OFDM</i>	252 μ s
Modulação utilizada	64 – <i>QAM</i>
Taxa de Dados	19.915Mbits / s

Tabela 7.2: Parâmetros de transmissão do modo 8K do *ISDB-T*.

Parâmetros	Especificações
Taxa de símbolos	8.127MHz
Número de subportadoras	8192
Número de subportadoras úteis	5617
Numero de símbolos por <i>frame</i>	204
Duração do símbolo <i>OFDM</i>	1008 μ s
Modulação utilizada	64 – <i>QAM</i>
Taxa de Dados	19.915Mbits / s

7.2 Transmissor para o novo sistema

A estrutura de transmissão adotada para o novo sistema é baseada em símbolos *OFDM* pilotos, ou seja, todas as subportadoras de determinados símbolos são pilotos, conforme a figura 6.4. O número de subportadoras adotado foi 2048, sendo 1664 úteis, ou seja, que carregam informação. O restante do símbolo é preenchido com zeros para ser submetido à *IFFT*. O número de símbolos *OFDM* do *frame* é de 204 (51 de pilotos + 153 de dados); a cada três símbolos *OFDM* de dados é transmitido um símbolo piloto.

Após cada símbolo ser submetido à *IFFT*, que transforma o sinal do domínio frequência para o domínio tempo, é inserido um intervalo de guarda de 512 amostras, de acordo com a seção 4.4. O sinal agora está pronto para ser submetido às degradações impostas pelo canal.

7.3 Receptor para o novo sistema

A Matriz de Identificação e Compensação de Canal foi implementada na etapa de recepção. Para cada modelo de canal foram obtidos três passos de adaptação que resultaram no melhor desempenho do sistema. Os três passos são os seguintes: η_v para o *CMA* do equalizador concorrente; η_w para o *DD* do equalizador concorrente e η_{DD} para o *DD* que atua no “refinamento” das amostras ao final do processo.

7.4 Considerações finais e tabelas de parâmetros do novo sistema

Os arquivos binários para o transmissor foram gerados com amostras complexas referentes à constelação $64-QAM$. O número de amostras utilizado foi o referente à transmissão de dois *frames OFDM* para a *MICC*, ou seja, $2 \times 204 \times 1664 = 678912$ amostras. Após a inserção do intervalo de guarda pelo transmissor são obtidas $2 \times 204 \times (1664 + 512) = 887808$ amostras. Estas amostras são então intercaladas com zeros para simular o efeito da superamostragem e logo depois são submetidas ao simulador de canal.

Tabela 7.3: Parâmetros de transmissão da *MICC*.

Parâmetros	Especificações
Taxa de símbolos	10.2MHz
Número de subportadoras	2048
Número de subportadoras úteis	1664
Numero de símbolos de dados por <i>frame</i>	153
Numero de símbolos pilotos por <i>frame</i>	51
Numero total de símbolos por <i>frame</i>	204
Duração do símbolo <i>OFDM</i>	200.78 μ s
Modulação utilizada	64 – <i>QAM</i>
Taxa de Dados	24.701Mbits / s

7.5 Gráficos de desempenho comparativo entre os três sistemas

A seguir são apresentados os gráficos de $SE \times SNR$ dos três sistemas de transmissão. Para a avaliação do desempenho de cada um dos sistemas foi utilizado o chamado *Symbol Error Rate - SER* [6] que realiza uma comparação das amostras recebidas após o processo de estimação com as amostras originalmente transmitidas e apresenta uma porcentagem de amostras incorretas ao final do processo. Foram realizadas 19 medidas de *SER* - para *SNR* variando de 15 dB a 60 dB - com um passo de 2.5 dB entre elas. Essas 19 medidas são feitas para cada um dos três sistemas, mediante a utilização dos cinco canais *Brazil* já descritos, com e sem *Doppler*.

Nas figuras 7.2 e 7.3 são mostrados, respectivamente, os gráficos para o canal *Brazil Special A*, que possui *Doppler* de 100 Hz aplicado ao multipercurso 6 (atenuação de 16.4 dB e *delay* de $5.93\text{ }\mu\text{s}$) e para o canal *Brazil A* estático. Pode-se perceber pela análise das curvas de desempenho que a *MICC* supera os outros dois sistemas nos dois gráficos, salientando que para o canal *Brazil A* estático sua *SER* cai a zero em aproximadamente 30 dB , o que representa uma recepção perfeita.

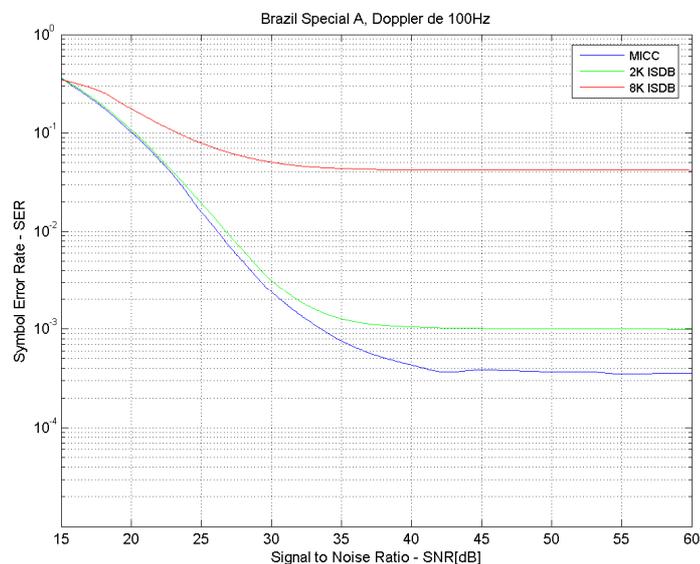


Figura 7.2: Resultados para o canal *Brazil Special A*. Parâmetros da *MICC*: $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.05$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros *ISDB-T*: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 3$.

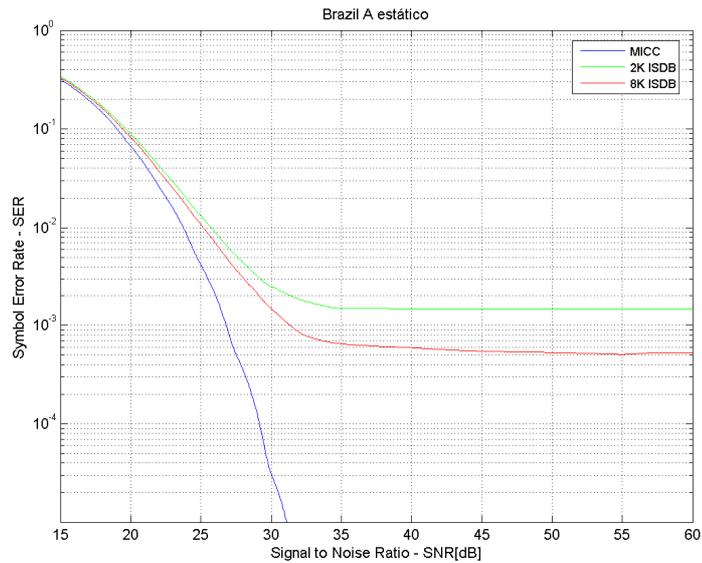


Figura 7.3: Resultados para o canal *Brazil A*. Parâmetros da MICC: $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.03$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 3$.

As figuras 7.4 e 7.5 mostram, respectivamente, os gráficos para o canal *Brazil Special B*, que possui *Doppler* de 10Hz aplicado ao multipercurso 3 (atenuação de 4 dB e *delay* de $3.5 \mu s$) e para o canal *Brazil B* estático. A MICC superou os outros dois sistemas nos dois gráficos, com $SER = 0$ em aproximadamente 35 dB.

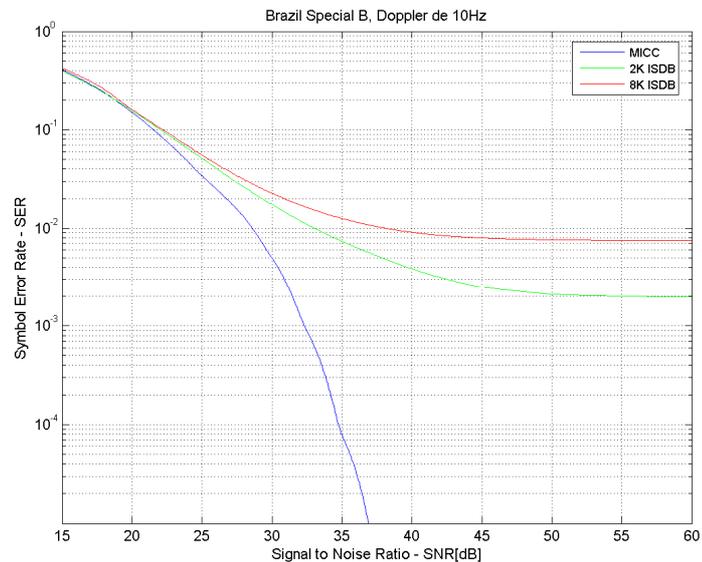


Figura 7.4: Resultados para o canal *Brazil Special B*. Parâmetros da MICC: $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0008$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 3$.

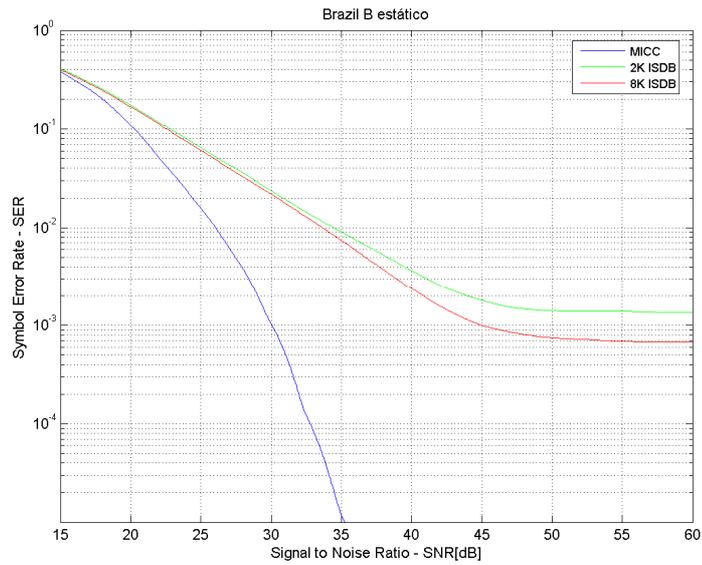


Figura 7.5: Resultados para o canal *Brazil B*. Parâmetros da *MICC*: $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros *ISDB-T*: $N_{tap_f} = 4, N_{tap_t} = 3$.

As figuras 7.6 e 7.7 mostram, respectivamente, os gráficos para o canal *Brazil Special C*, que possui *Doppler* de 10Hz aplicado ao multipercurso 4 (atenuação de 0.1 dB e *delay* de 1.506 μs) e para o canal *Brazil C* estático. Em ambos os gráficos a *MICC* atingiu $SER = 0$, mas apresentou um desempenho inferior em baixa *SNR* para o canal *Brazil Special C*.

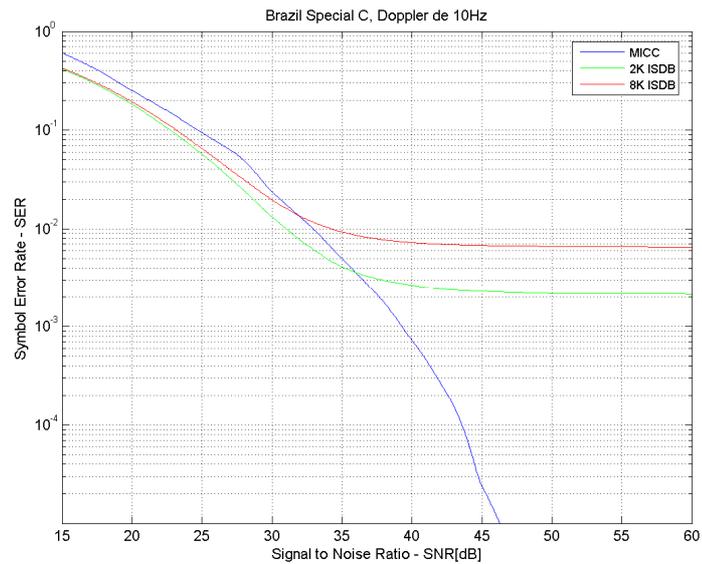


Figura 7.6: Resultados para o canal *Brazil Special C*. Parâmetros da *MICC*: $\eta_v = 0.02$, $\eta_w = 0.008$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros *ISDB-T*: $N_{tap_f} = 5, N_{tap_t} = 4$.

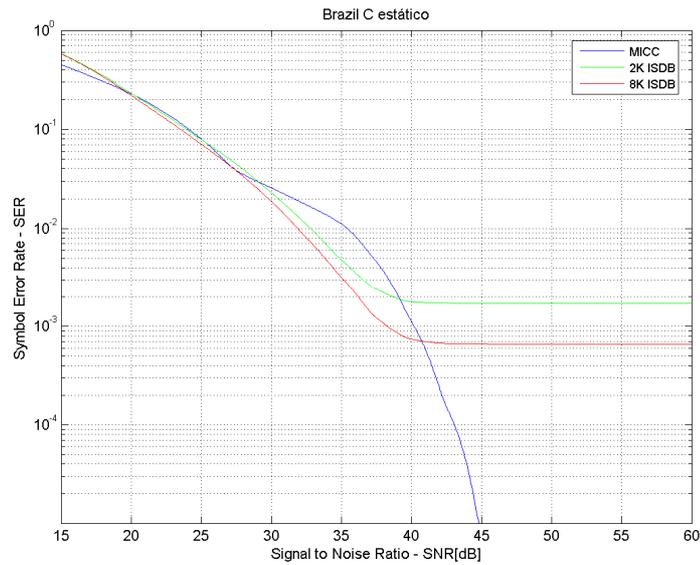


Figura 7.7: Resultados para o canal *Brazil C*. Parâmetros da *MICC*: $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$.
Parâmetros *ISDB-T*: $Ntap_f = 5$, $Ntap_t = 4$.

As figuras 7.8 e 7.9 mostram, respectivamente, os gráficos para o canal *Brazil Special D*, que possui *Doppler* de 10Hz aplicado ao multipercurso 1 (atenuação de 0.1 dB e *delay* de 0.15 μ s) e para o canal *Brazil D* estático. Em ambos os gráficos a *MICC* atinge $SER = 0$, enquanto os outros dois sistemas tendem a atingir um regime permanente que representa mais ou menos 3% de símbolos incorretos.

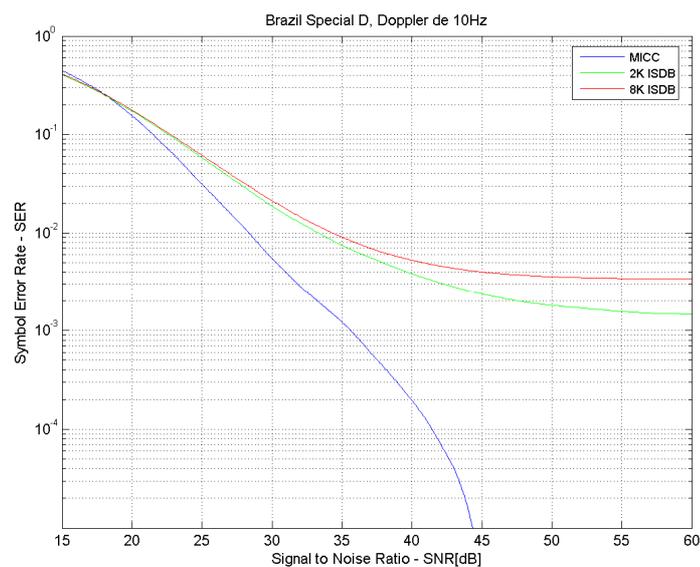


Figura 7.8: Resultados para o canal *Brazil Special D*. Parâmetros da *MICC*: $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0005$,
 $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros *ISDB-T*: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 3$.

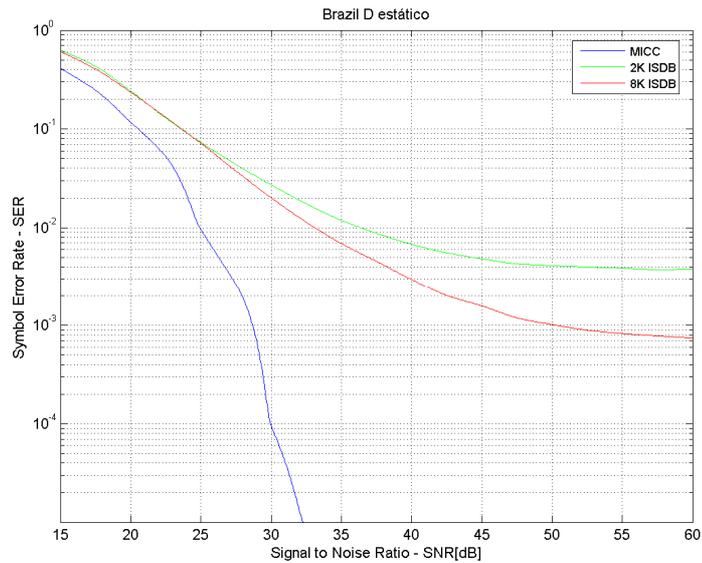


Figura 7.9: Resultados para o canal *Brazil D*. Parâmetros da *MICC*: $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros *ISDB-T*: $N_{tap_f} = 4, N_{tap_t} = 3$.

As figuras 7.10 e 7.11 mostram, respectivamente, os gráficos para o canal *Brazil Special E*, que possui *Doppler* de 10Hz aplicado ao multipercurso 3 (atenuação de 0.0 dB e *delay* de 2.0 μs) e para o canal *Brazil E* estático. Na figura 7.10 o sistema *ISDB-T 2K* teve um desempenho melhor que a *MICC* que, por sua vez, superou o *ISDB-T 8K*. Já na figura 7.11 a *MICC* atingiu $SER = 0$ em aproximadamente 37.5dB.

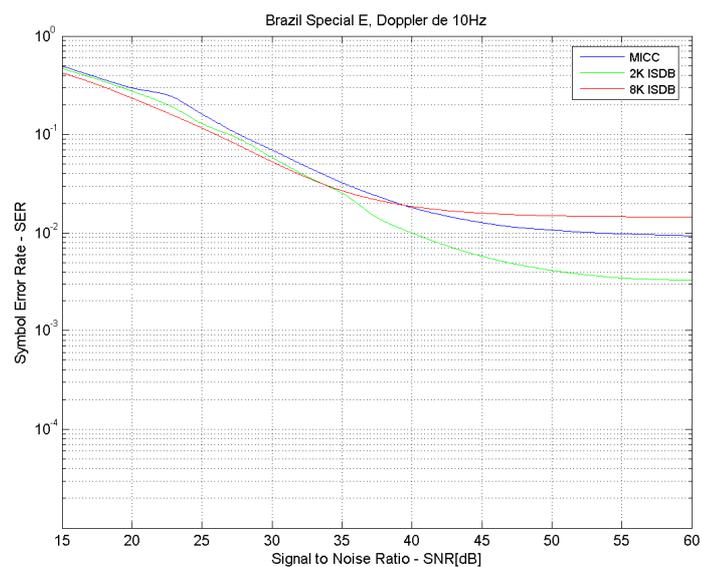


Figura 7.10: Resultados para o canal *Brazil Special E*. Parâmetros da *MICC*: $\eta_v = 0.0002$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros *ISDB-T*: $N_{tap_f} = 4, N_{tap_t} = 4$.

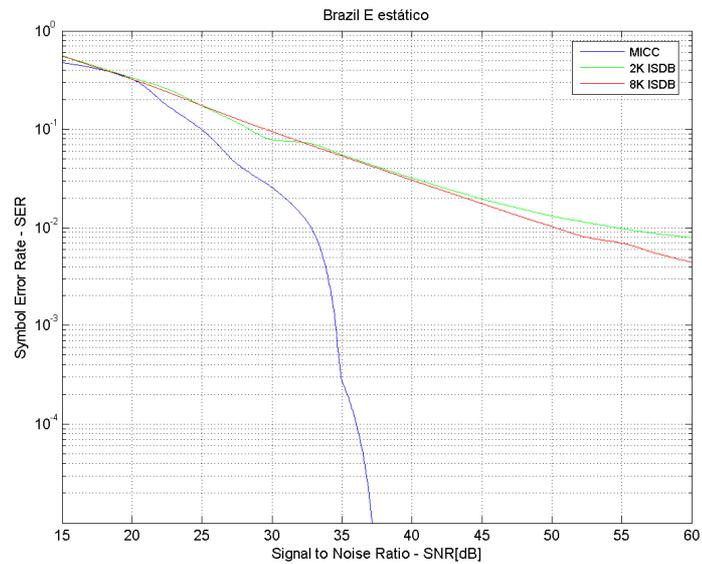


Figura 7.11: Resultados para o canal *Brazil E*. Parâmetros da *MICC*: $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros *ISDB-T*: $Ntap_f = 5$, $Ntap_i = 3$.

No apêndice B são apresentados os gráficos referentes às três constelações $64-QAM$ mais significativas de cada um dos sistemas avaliados.

8 Conclusão

A proposta desta dissertação foi a utilização de uma técnica de compensação e estimação de canal robusta baseada em inteligência artificial para utilização em sistemas *OFDM* no domínio da frequência. Em conjunto com essa técnica foi desenvolvido também um sistema inovador de transmissão, baseado em símbolos *OFDM* pilotos, onde todas as frequências do canal de transmissão são compensadas, pelo fato de não haver a necessidade de interpolação entre subportadoras pilotos, característica dos sistemas atuais de transmissão digital.

O novo algoritmo de estimação, chamado de Matriz de Identificação e Compensação de Canal, utilizou uma configuração particular do Equalizador Concorrente desenvolvido por F. C. C. De Castro et al. em conjunto com um algoritmo *DD*. É importante destacar que o Equalizador Concorrente foi proposto originalmente para sistemas de portadora simples no domínio do tempo, e que sua utilização em um sistema *OFDM* no domínio da frequência representa uma nova e importante abordagem, que se mostrou extremamente satisfatória se comparada aos outros sistemas mostrados neste trabalho. Ainda, a utilização de apenas um vetor de pesos ao invés dos dois vetores característicos, proporcionou uma economia de memória e de multiplicações na aplicação.

Quando avaliada mediante os cinco canais *Brazil*, com e sem *Doppler*, representando receptores estáticos e em movimento, a nova técnica apresentou, em quase toda a totalidade, resultados superiores aos dos dois modos de transmissão do sistema japonês de televisão digital terrestre avaliados – *ISDB-T 2K* e *ISDB-T 8K*. Vale destacar que para todos os canais estáticos a *MICC* atingiu $SER = 0$ entre 30 e 45 *dB*, mostrando a total capacidade de equalização da *MICC* no que se refere a este tipo de canal, mesmo em se tratando de canais repletos de multipercursos e considerados de difícil equalização. Para os mesmos canais *Brazil*, mas com espalhamento *Doppler* o resultado também foi expressivo, atingindo $SER = 0$ em quatro deles e tendo seu desempenho suplantado apenas no canal *Brazil Special E*, pelo *ISDB-T 2K*. Isso prova que a *MICC* também pode contribuir substancialmente para a recepção de sistemas digitais móveis.

Um dos fatores que proporcionam este desempenho bastante superior é o fato de a nova técnica compensar todas as frequências do canal, diferentemente do sistema *ISDB-T*, que, pelo fato de realizar interpolação entre pilotos, não consegue acompanhar variações

bruscas em frequência do sinal transmitido e, conseqüentemente, para canais dinâmicos principalmente, apresenta dificuldades na estimação.

Na realidade, ao analisarmos o princípio de operação da técnica MICC, observamos que esta transforma canais com multipercurso estático em canais AWGN. Isto é uma característica única, na medida em que as técnicas usuais sempre apresentam interferência intersimbólica residual devido à eliminação incompleta dos efeitos do multipercurso.

Como um possível trabalho futuro, sugere-se a utilização de passos de adaptação variáveis para a *MICC*, que levem em conta certas características do sinal recebido e adaptem automaticamente seus valores para o instante em questão. Assim será possível obter valores de adaptação que representem mais fielmente as variações que ocorrem no sinal devido ao multipercurso e *Doppler*, gerando resultados mais satisfatórios ao final do processo.

9 Referências Bibliográficas

- [1] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed., Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1996.
- [2] A. Benveniste and M. Goursat, “Blind Equalizers”, *IEEE Transactions on Communications*, COM-32, p. 871-883, Agosto 1984.
- [3] R. W. Lucky, “Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication Systems”, *Bell Systems Technical Journal*, vol. 45, no. 2, pp. 255-286, Fevereiro 1966.
- [4] D. N. Godard, “Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems”, *IEEE Transactions on Communications*, COM-28, pp. 1867-1875, novembro 1980.
- [5] M. T. M. da Silva, “Um Estudo sobre Técnicas de Equalização Autodidata”, Tese de Doutorado, Universidade de São Paulo - USP, SP, Brasil, 2005.
- [6] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [7] N. K. Jablon, “Joint Blind Equalization, Carrier Recovery, and Timing Recovery for high-order QAM Signal Constellations”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 40 (6), p. 1383-1398, Junho 1992.
- [8] J. R. Treichler and B. G. Agee, “A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals”, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, ASSP_31 (2), p. 459-472, Abril 1983.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] S. Chen, “Low complexity concurrent constant modulus algorithm and soft decision directed scheme for blind equalization”, *IEEE Proceedings – Vision, Image and Signal Processing*, 2003.
- [12] S. Chen, T. B. Cook and L. C. Anderson, “A comparative study of two blind FIR equalizers”, *Digital Signal Processing*, 2002.

- [13] S. Chen, T. B. Cook and L. C. Anderson, “Blind FIR equalization for high-order QAM signaling”, In Proceedings 6th Int. Conf. Signal Processing, pages 1299-1302, Beijing, China, 2002.
- [14] C. R. Nassar, B. Natarajan, Z. Wu, D. Wiegandt, S. A. Zekavat, S. Shattil, *Multi-Carrier Technologies For Wireless Communication*, Kluwer Academic Publishers, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow, 2002.
- [15] J. G. Proakis, D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications*, 3rd edition, Prentice-Hall International, 1996.
- [16] B. Widrow, S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1985.
- [17] Kofidis, E., *Blind Source Separation: Fundamentals and Recent Advances*. In: Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 19., 2001, Fortaleza. *Minicurso*.
- [18] P. A. Bello, “Characterization of Randomly Time-Invariant Linear Channels”, *IEEE Transactions on Communications Systems*, vol. CS-11 pp. 360-393, dezembro 1963.
- [19] R.D. Strum e D.E. Kirk, *First Principles of Discrete Systems and Digital Signal Processing*, Addison-Wesley, 1989.
- [20] *Results of the Laboratory Evaluation of an 8 MHz ADTB-T Television System for Terrestrial Broadcasting*, Final Report (Version 3.0), Prepared by the *Communications Research Centre Canada* for HDTV TEEG CHINA, January 15, 2003.
- [21] http://www.rthk.org.hk/about/digitalbroadcasting/DSBS/TEEG_REPORT_ADTB_T_3.pdf
- [22] B. Widrow, J. McCool e M. Ball, “The Complex LMS Algorithm”, *Proceedings of IEEE*, vol. 63, no. 4, pp. 719-720, Abril 1975.
- [23] M. S. de Castro, “Soluções Adaptativas para Equalização Autodidata Multicanal”, Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Campinas, SP, Brasil, agosto 2002.
- [24] F. C. C. De Castro, “Desconvolução Autodidata Concorrente para Equalização de Canais de Comunicação”, Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Campinas, SP, Brasil, março 2001.
- [25] O. Macchi e E. Eweda, “Convergence Analysis of Self-Adaptive Equalizers”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-30, no. 2, 1984.

- [26] G. D. Forney Jr., “Maximum Likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of inter symbol interference”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 18, no. 3, pp. 989-995, maio 1972.
- [27] E. Moulines, P. Duhamel, J. Cardoso and S. Mayrargue, “Subspace Methods for Blind Identification of Multichannel FIR Filters”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 43, no. 2, pp. 516-525, fevereiro 1995.
- [28] 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.
- [29] L. Tong, G. Xu, B. Hassibi and T. Kailath, “Blind Channel Identification Based on Second-Order Statistics: A Frequency Domain Approach”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 41, pp. 329-334, Janeiro 1995.
- [30] R. A. Casas, “Blind Adaptive Decision Feedback Equalization: A Class of BAD Channels”, *M.S. Thesis*, Cornell University, Ithaca, New York, USA, maio 1996.
- [31] R. A. Kennedy, “Operational Aspects of Decision Feedback Equalizers”, *Ph.D. Dissertation*, The Australian National University, Canberra, ACT, Australia, dezembro 1988.
- [32] T. J. Endres, “Equalizing with Fractionally-Spaced Constant Modulus and Second – Order Statistics Blind Receivers”, *Ph.D. Thesis*, Cornell University, Ithaca, New York, USA, maio 1997.
- [33] M. T. M. da Silva, “Equalização Não-Linear de Canais de Comunicação”, Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo - USP, SP, Brasil, 2001.
- [34] C. M. Panazio, “Utilização Conjunta de Equalização Adaptativa e Códigos Corretores de Erro em Processamento Espacial e Temporal”, Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Campinas, SP, Brasil, 2001.
- [35] S. Haykin, *Blind Deconvolution*, Prentice-Hall, 1994.
- [36] 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.
- [37] G. Ungerboeck, “Fractional Tap-Spacing Equalizer and Consequences for Clock Recovery in Data modems”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-24, no. 8, agosto 1976.

- [38] R. D. Gitlin and S. B. Weinstein, "Fractionally-Spaced Equalization: An Improved Digital Transversal Equalizer", *Bell Systems Technical Journal*, vol. 60, fevereiro 1981.
- [39] S. Haykin, *Unsupervised Adaptive Filtering*, Wiley, New York, 1999.
- [40] W. Chung, "Geometrical Understanding of The Constant Modulus Algorithm: Adaptive Blind Equalization and Cross-Polarized Source Separation", *M.S. Thesis*, Cornell University, Ithaca, New York, USA, maio 1999.
- [41] G. Picchi and G. Prati, "Blind Equalization and Carrier Recovery Using a Stop-and-Go Decision-Directed Algorithm", *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-35, no. 9, pp. 877-887, setembro 1987.
- [42] F. J. Ross and D. P. Taylor, "An Enhancement to Blind Equalization Algorithms", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, no. 5, pp. 636-639, maio 1991.
- [43] V. Weerackody and S. Kassam, "Dual-Mode Type Algorithms for Blind Equalization", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 1, pp. 22-28, janeiro 1994.
- [44] C. B. Papadias and D. T. M. Slock, "Normalized Sliding Window Constant Modulus and Decision-Directed Algorithms: A Link Between Blind Equalization and Classical Adaptive Filtering", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 1, pp. 231-235, Janeiro 1997.
- [45] S. Haykin, *Neural Networks*, 2nd ed., Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1999.
- [46] R. W. Chang, "Synthesis of band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission", *Bell Systems Technical Journal*, vol. 45, pp. 1775-1796, dezembro 1966.
- [47] B. R. Salzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system", *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-15, pp. 805-813, dezembro 1967.
- [48] D. Matiae, "OFDM as a possible modulation technique for multimedia applications in the range of mm waves", *Introduction to OFDM, II Edition*, outubro 1998.
- [49] Association of Radio Industries and Business - ARIB, "Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T)", *Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting*, ARIB STD-B31 Version 1.6, novembro 2005.
- [50] S.B. Weinstein e P.M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the Discrete Fourier Transform", *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-19, pp. 628-634, Outubro 1971.

- [51] L. J. Cimini, "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel using Orthogonal Frequency Division Multiplexing", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 33, no. 7, pp. 665-675, julho 1985.
- [52] ETSI ETS 300 401: "Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile, Portable and Fixed Receivers", v1.3.3, maio 2001.
- [53] European Broadcasting Union, *Digital Video Broadcasting (DVB), Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television*, ETSI EN 300 744 V1.5.1, junho 2004.
- [54] 51 K. Amundsen, "IEEE 802.11 Wireless LAN – Draft Standard", 2nd IEEE Workshop on Wireless LANs, outubro 1996.
- [55] H. Córdova, P. Boets, L. Van Biesen, "Insight Analysis into WI-MAX Standard and its trends", WWAN2005, 2005.
- [56] S. A. Fasolo, "Equalização em Receptores de Televisão Digital de Alta Definição utilizando Modulação 8VSB", Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Campinas, SP, Brasil, março 2001.
- [57] E. L. Pinto e C. P. de Albuquerque, *A Técnica de Transmissão OFDM*, Revista Científica Periódica – Telecomunicações, v. 5, n. 1, Instituto Militar de Engenharia – IME, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, junho 2002.
- [58] M. D. Yacoub, *Foundations of Mobile Radio Engineering*, CRC Press, 1993.
- [59] B. Sklar, *Digital Communications – Fundamental and Applications*, Prentice Hall, 1988.
- [60] S. Haykin, *Communication System*, 4th ed., John Wiley, 2001.
- [61] A. Antoniov, *Digital Filters*, McGraw-Hill, 1993.
- [62] S. A. Fechtel, "OFDM: From the Idea to Implementation", *Advances in Radio Science*, n. 3, p. 27-37, München, Germany, 2005.
- [63] A. R. Bahai and B. R. Saltzberg, *Multi-Carrier Digital Communications – Theory and Applications of OFDM*, Kluwer Academic, 1999.
- [64] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, Boston, 2000.
- [65] 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.
- [66] L. Mendes, Análise de Desempenho de Sistemas Multiportadoras em Canais com Ceifamento de Pico, Dissertação de Mestrado, INATEL, 2003.

- [67] O. Edfors, M. Sandell, J. J. V. Beek, D. Landström and F. Sjöberg, *An Introduction to Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, setembro 1996.
- [68] S. Nakahara, *Technologies and Services of Digital Broadcasting (9) – Modulation Systems (part 2)*, Broadcast Technology, n. 16, NHK STRL, Autumn 2003.
- [69] H. Schulze and C. Lüders, *Theory and Applications of OFDM and CDMA*, John Wiley & Sons Ltd., The Atrium, Southern Gate, Chichester, England, 2005.
- [70] H. Takanashi and R. van Nee, *Merged Physical Layer Specification for the 5Ghz Band*. IEEE p802.11-98/72-r1, março 1998.
- [71] IEEE, *Supplement to Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems – LAN/MAN Specific Requirements – Part 11: Wireless MAC and PHY Specifications: High Speed Physical Layer in the 5GHz Band*, p802.11a/D7.0, julho 1999.
- [72] P. J. Kyees, R. C. McConnell and K. Sistanizadeh, “ADSL: A New Twisted Pair Access to the Information Highway”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, pp. 52-59, abril 1995.
- [73] M. Barton, L. Chang and T. R. Hsing, “Performance Study of High Speed Asymmetric Digital Subscriber Line Technology”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, pp. 156-157, fevereiro 1996.
- [74] ITU Radiocommunication Study Groups: Document 6E/TEMP/131-E, *Guidelines and Techniques for The Evaluation of DTTB Systems*, março 2003.
- [75] *Results of the Laboratory Evaluation of an 8 MHz ADTB-T Television System for Terrestrial Broadcasting for HDTV Teeg China*, Final Report (Version 3.0), Prepared by the *Communications Research Centre Canada* for HDTV TEEG CHINA, January 15, 2003.
- [76] http://crc.ca/en/html/crc/home/research/broadcast/television_systems
- [77] 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.
- [78] F. A. C. M. Cardoso, “Aplicação de Antenas Inteligentes e Equalização em Sistemas WCDMA/HSDPA”, Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Campinas, SP, Brasil, dezembro 2004.
- [79] ATSC Digital Television Standard, ATSC Standard A/53C with Amendment No. 1 and Corrigendum No. 1, Annex D, 2005.

Apêndice A

Perfis de Multipercurso recomendados pelo ITU

A tabela A.1 apresenta os perfis de multipercurso recomendados pelo *ITU* para testes com recepção fixa, enquanto que a tabela A.2 apresenta os perfis recomendados para recepção móvel.

Tabela A.1: Perfis de Multipercurso para testes com recepção fixa.

<i>Name</i>	<i>Description</i>	<i>Path 1</i>	<i>Path 2</i>	<i>Path 3</i>	<i>Path 4</i>	<i>Path 5</i>	<i>Path 6</i>
<i>UK Short Delay</i>	Delay (μs)	0	0.05	0.4	1.45	2.3	2.8
	Atten. (<i>dB</i>)	2.8	0	3.8	0.1	2.6	1.3
	Phase	0°	0°	0°	0°	0°	0°
<i>UK Long Delay</i>	Delay (μs)	0	5	14	35	54	75
	Atten. (<i>dB</i>)	0	9	22	25	27	28
	Phase	0°	0°	0°	0°	0°	0°
<i>DVB-T (portable reception)</i>	Delay (μs)	0.5	1.95	3.25	2.75	0.45	0.85
	Atten. (<i>dB</i>)	0	0.1	0.6	1.3	1.4	1.9
	Phase	336°	9°	175°	127°	340°	36°
<i>CRC</i>	Delay (μs)	0	-1.8	0.15	1.8	5.7	35
	Atten. (<i>dB</i>)	0	11	11	1	Var	9
	Phase	0°	125°	80°	45°	5 Hz	90°
<i>Brazil A</i>	Delay (μs)	0	0.15	2.22	3.05	5.86	5.93
	Atten. (<i>dB</i>)	0	13.8	16.2	14.9	13.6	16.4
	Phase	0°	0°	0°	0°	0°	0°
<i>Brazil B</i>	Delay (μs)	0	0.3	3.5	4.4	9.5	12.7
	Atten. (<i>dB</i>)	0	12	4	7	15	22
	Phase	0°	0°	0°	0°	0°	0°
<i>Brazil C</i>	Delay (μs)	0	0.089	0.419	1.506	2.322	2.799

	Atten. (dB)	2.8	0	3.8	0.1	2.5	1.3
	Phase	0°	0°	0°	0°	0°	0°
Brazil D	Delay (μs)	0.15	0.63	2.22	3.05	5.86	5.93
	Atten. (dB)	0.1	3.8	2.6	1.3	0	2.8
	Phase	0°	0°	0°	0°	0°	0°
Brazil E	Delay (μs)	0	1	2	-	-	-
	Atten. (dB)	0	0	0	-	-	-
	Phase	0°	0°	0°	-	-	-

Tabela A.2: Perfis de Multipercorso para testes com recepção móvel.

Name	Description	Path 1	Path 2	Path 3	Path 4	Path 5	Path 6
Typical Urban GSM	Delay (μs)	0	0.2	0.5	1.7	2.3	5.0
	Atten. (dB)	13	10	12	16	18	20
	Fading	Rayleigh					

Apêndice B

Constelações 64-QAM para ISDB-T 2K, ISDB-T 8K e MICC

A seguir são apresentados os gráficos referentes à constelação 64-QAM para os três sistemas discutidos anteriormente. Os gráficos mostrados compreendem todos os tipos de canais *Brazil*, e para cada modelo de canal são mostradas as três constelações mais significativas dos gráficos de $SER \times SNR$ apresentados no capítulo sete.

Cada constelação representa dois *frames OFDM* da *MICC*, ou seja, $1664 \times 204 \times 2 = 678912$ amostras no arquivo binário transmitido. Para os dois modos do *ISDB-T* foi utilizado o mesmo número de amostras para comparação, descartando amostras excedentes.

Canal *Brazil Special A*, Doppler de 100Hz aplicado ao multipercurso 6, SNR = 30dB, 35dB e 40dB.

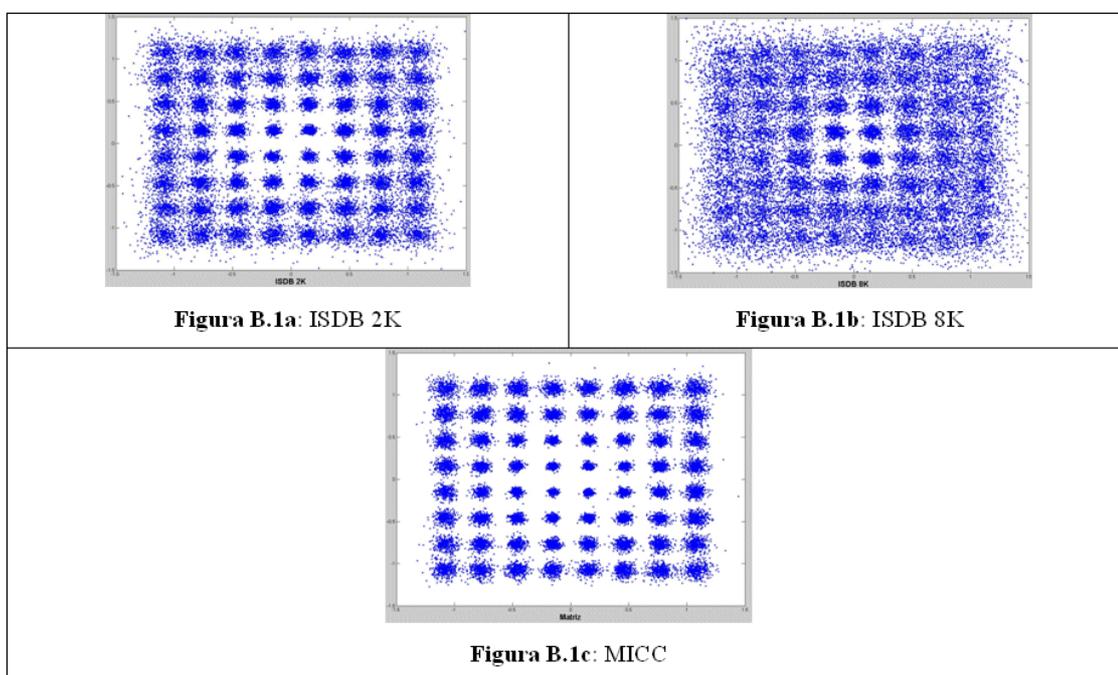


Figura B.1: $SNR = 30 \text{ dB}$, canal *Brazil Special A*. Parâmetros *MICC*: $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.05$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros *ISDB-T*: $N_{tap_f} = 4$, $N_{tap_t} = 3$.

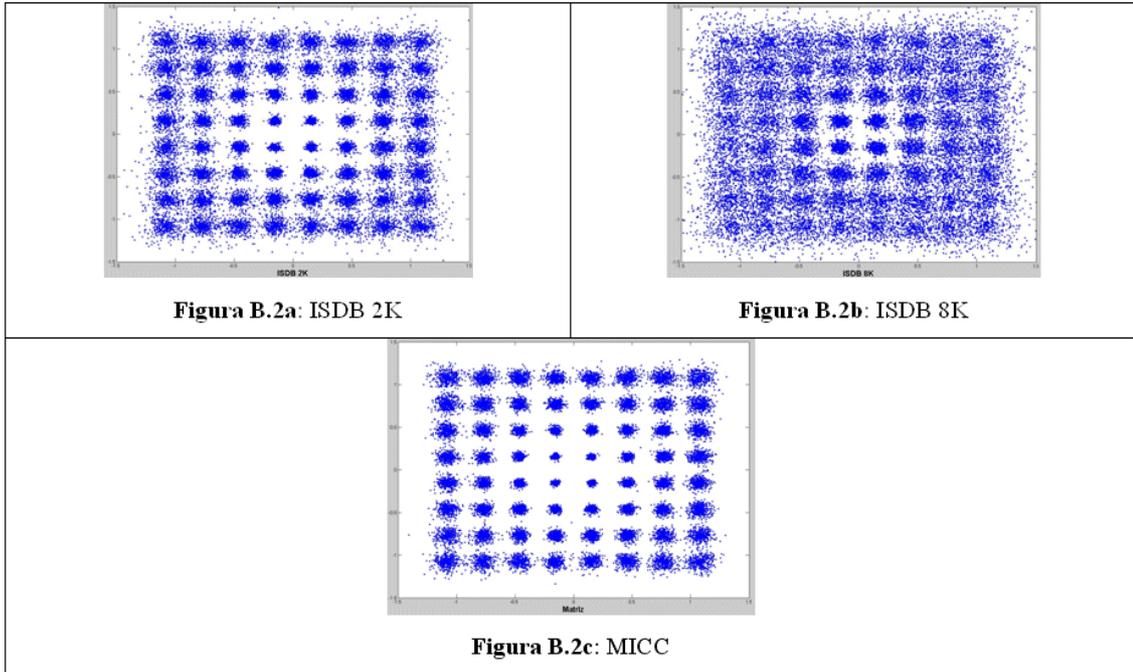


Figura B.2: $SNR = 35 \text{ dB}$, canal *Brazil Special A*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.05$, $\eta_{DD} = 0.2$.
Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 3$.

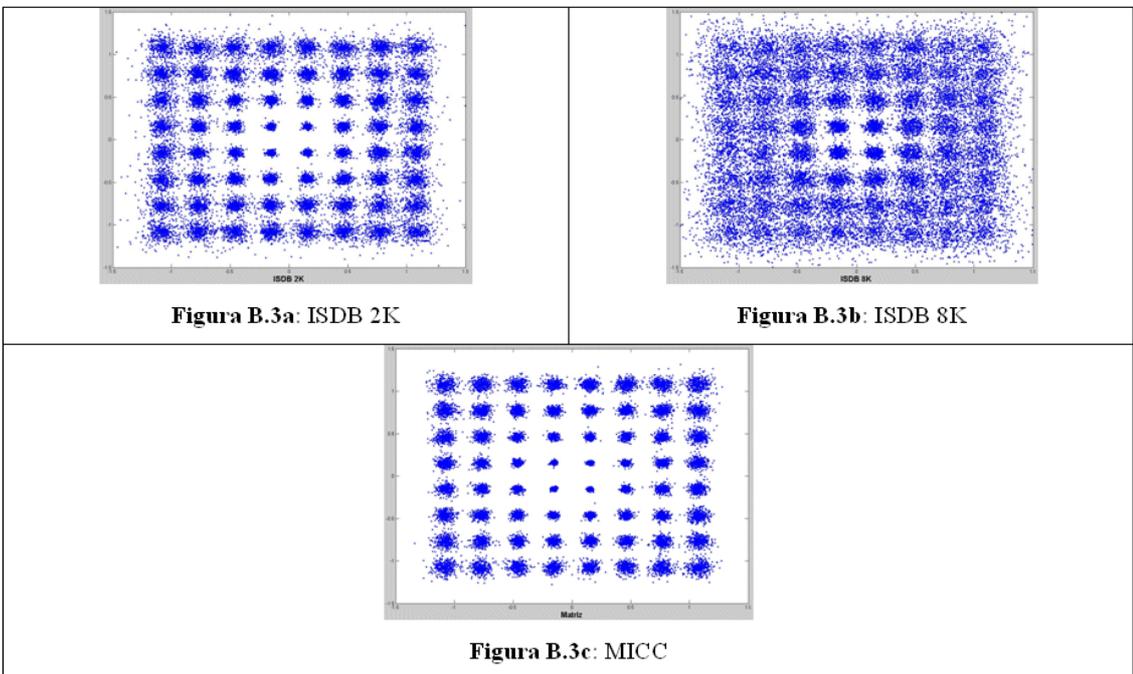


Figura B.3: $SNR = 40 \text{ dB}$, canal *Brazil Special A*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.05$, $\eta_{DD} = 0.2$.
Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 3$.

Canal *Brazil A*, SNR = 20dB, 25dB e 30dB.

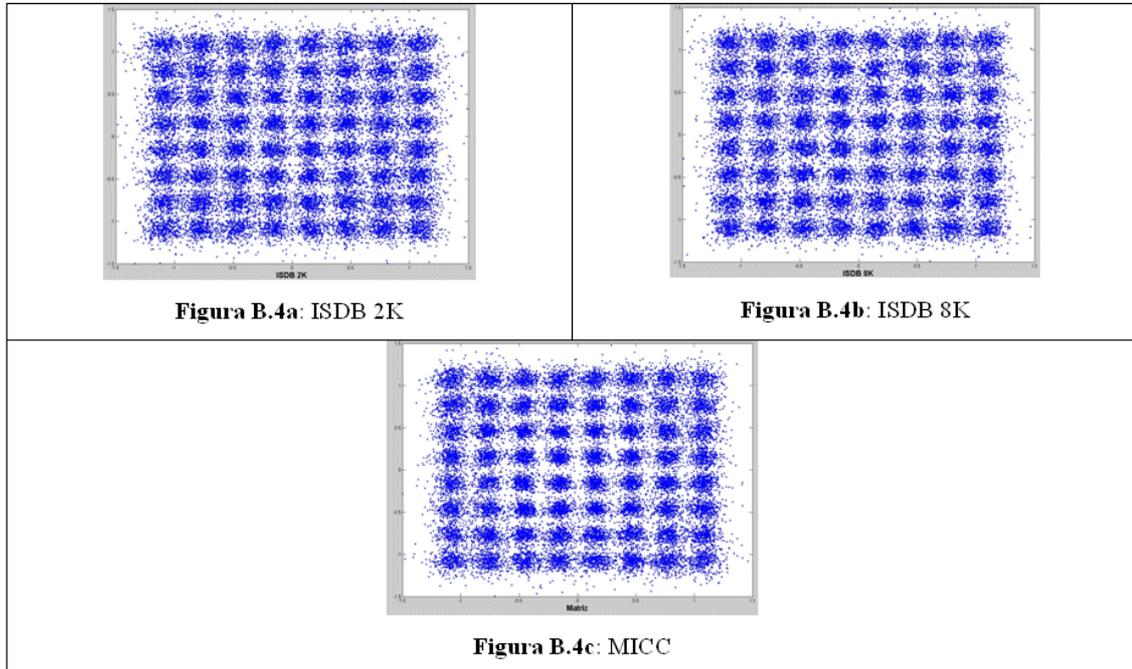


Figura B.4: $SNR = 20 \text{ dB}$, canal *Brazil A*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.03$, $\eta_{DD} = 0.2$.
Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 3$.

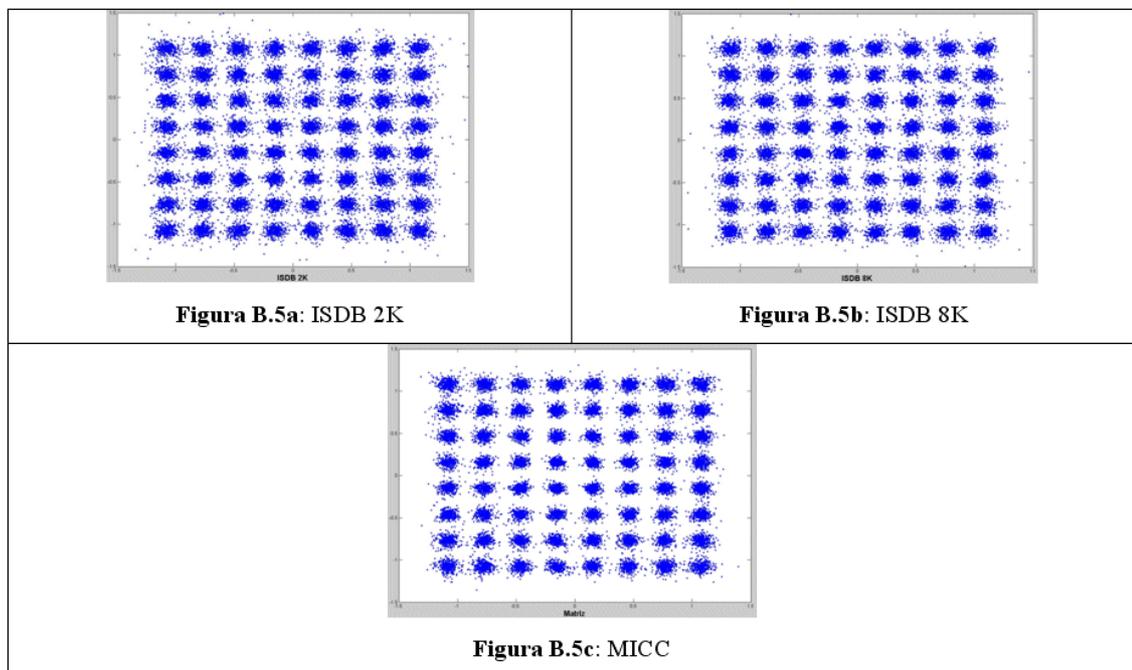


Figura B.5: $SNR = 25 \text{ dB}$, canal *Brazil A*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.03$, $\eta_{DD} = 0.2$.
Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 3$.

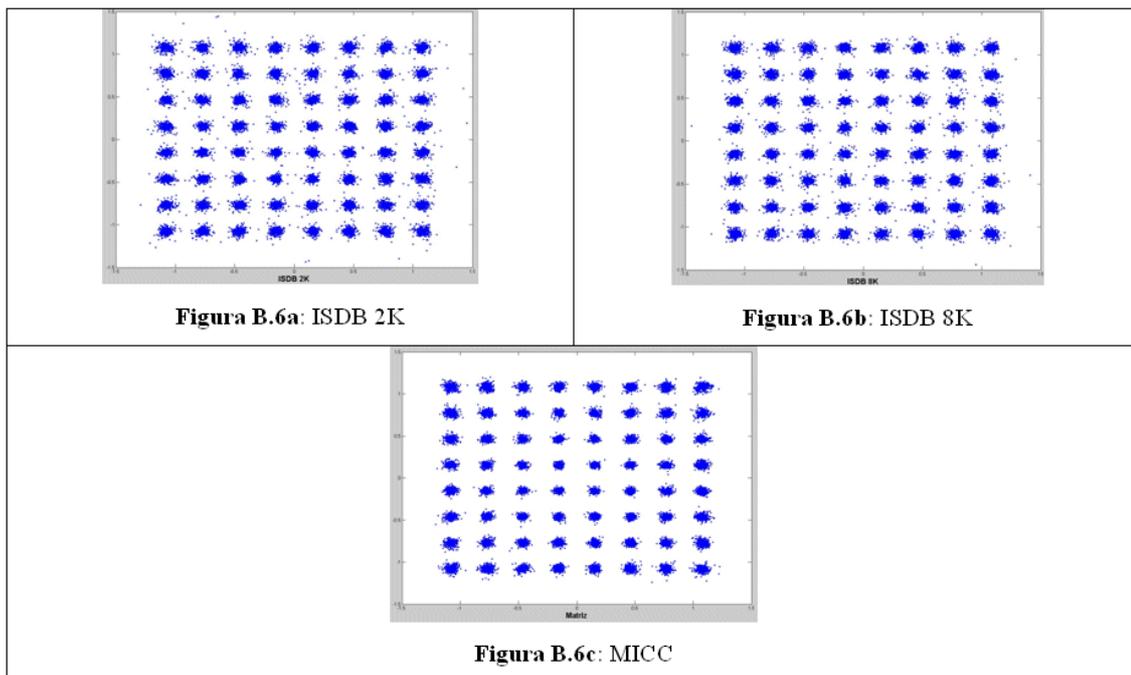


Figura B.6: $SNR = 30\text{ dB}$, canal *Brazil A*. Parâmetros *MICC*: $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.03$, $\eta_{DD} = 0.2$.
Parâmetros *ISDB-T*: $N_{tap_f} = 4$, $N_{tap_t} = 3$.

**Canal *Brazil Special B*, Doppler de 10Hz aplicado ao multipercurso 3,
SNR = 25dB, 30dB e 35dB.**

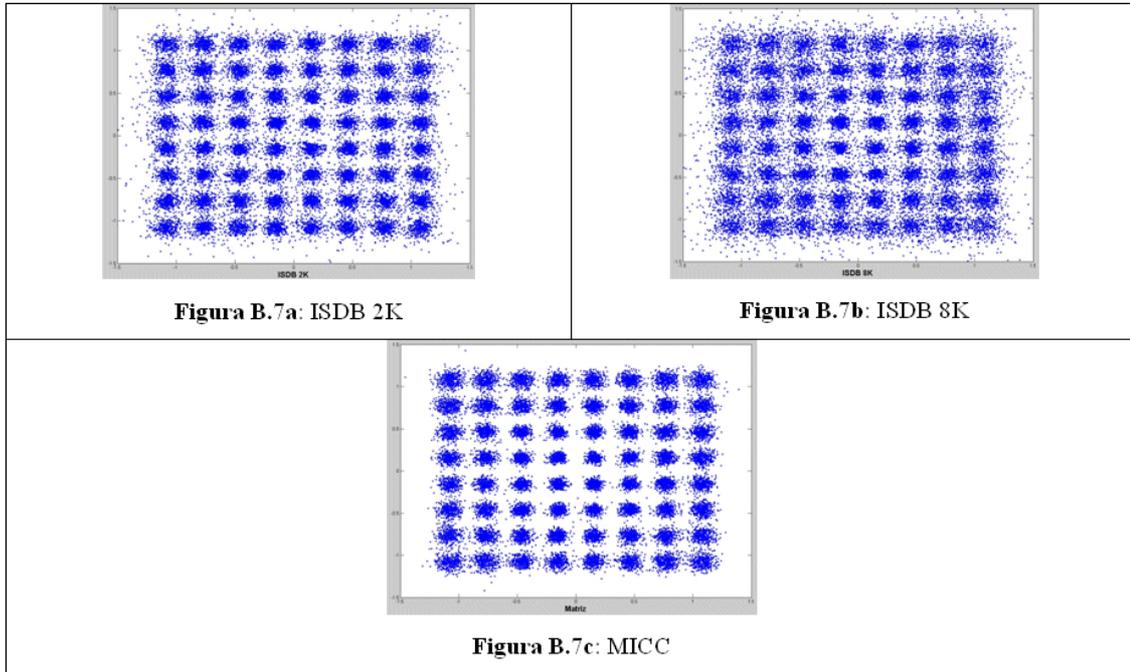


Figura B.7: $SNR = 25 \text{ dB}$, canal *Brazil Special B*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0008$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$.

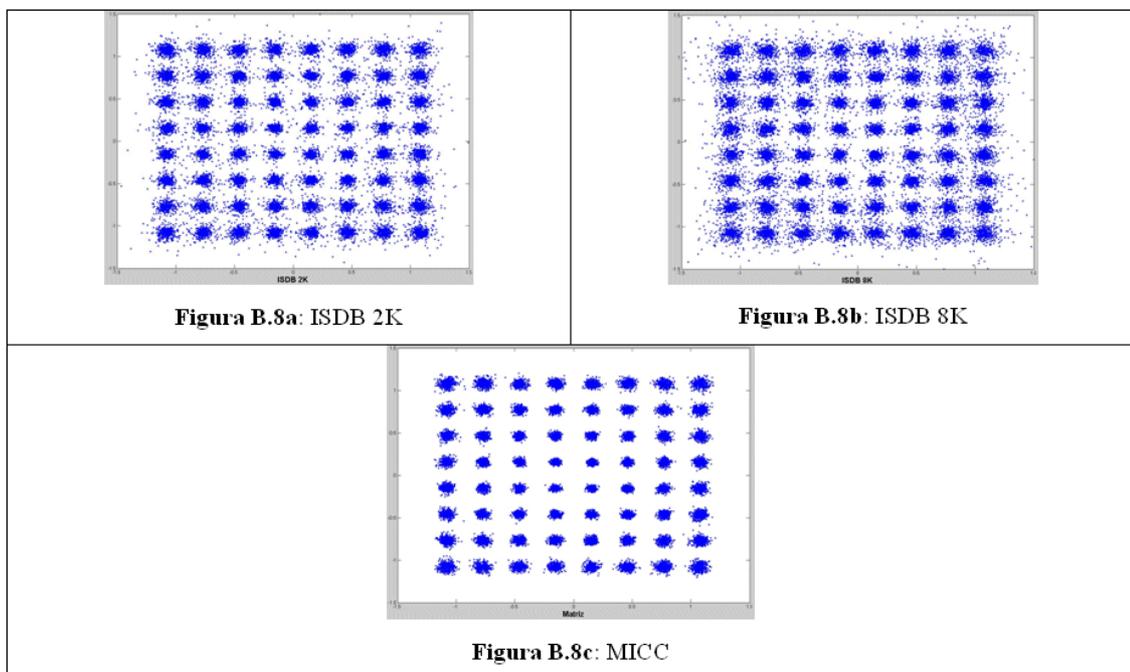


Figura B.8: $SNR = 30 \text{ dB}$, canal *Brazil Special B*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0008$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$.

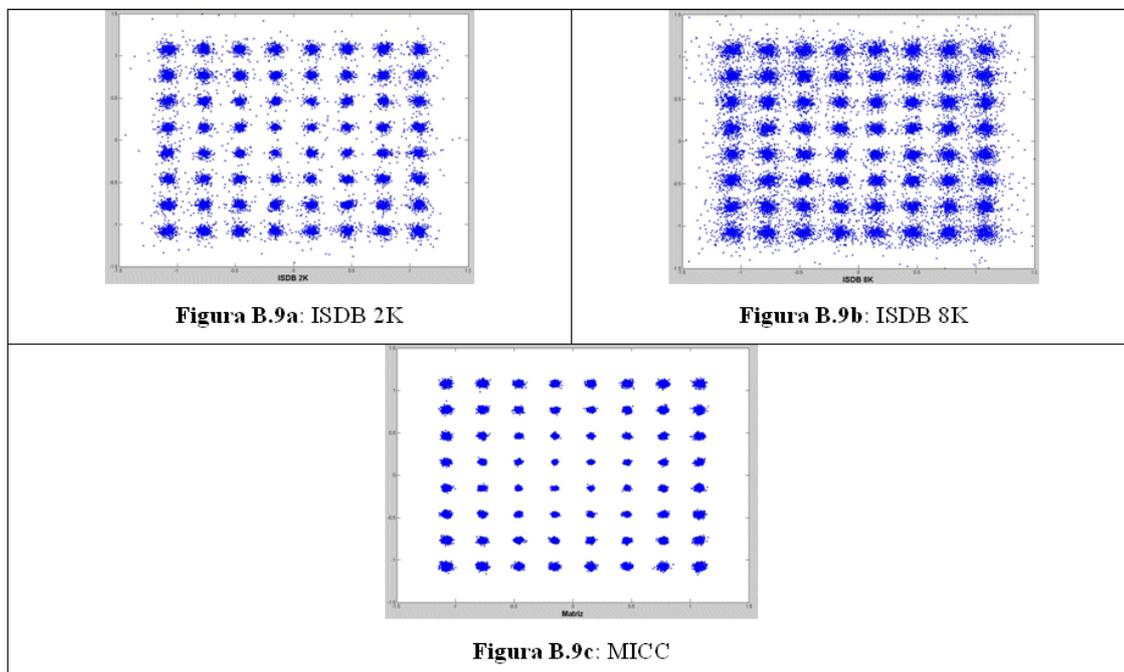


Figura B.9: $SNR = 35 \text{ dB}$, canal *Brazil Special B*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0008$, $\eta_{DD} = 0.3$. Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 3$.

Canal *Brazil B*, SNR = 25dB, 30dB e 35dB.

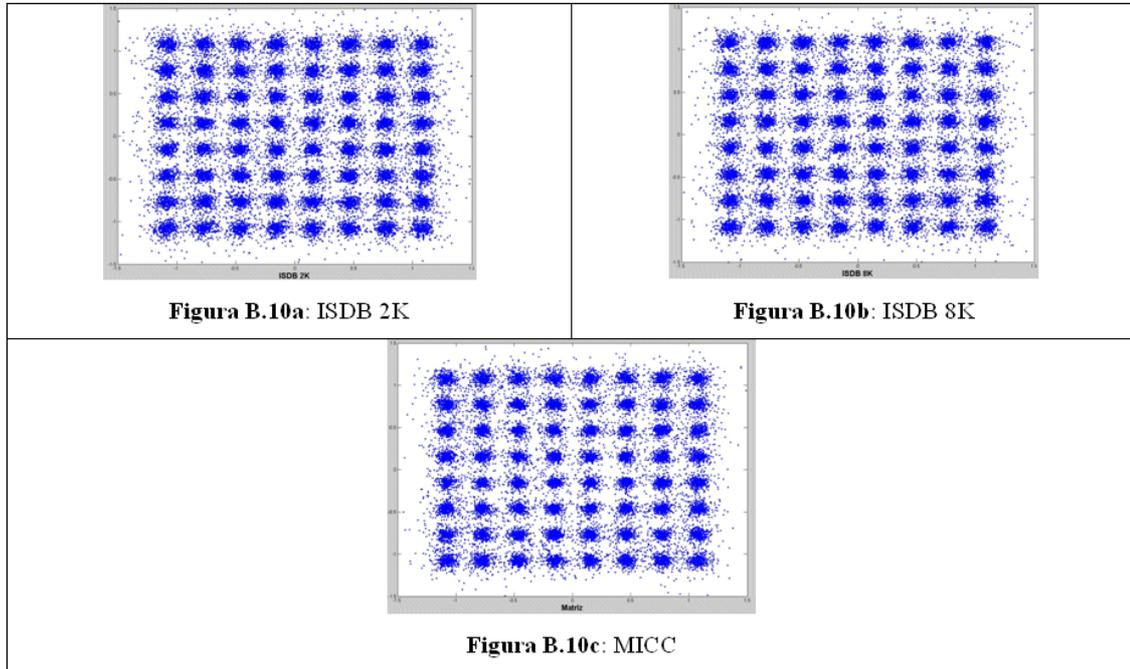


Figura B.10: $SNR = 25\text{ dB}$, canal *Brazil B*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$.
Parâmetros ISDB-T: $N_{tap_f} = 4$, $N_{tap_t} = 3$.

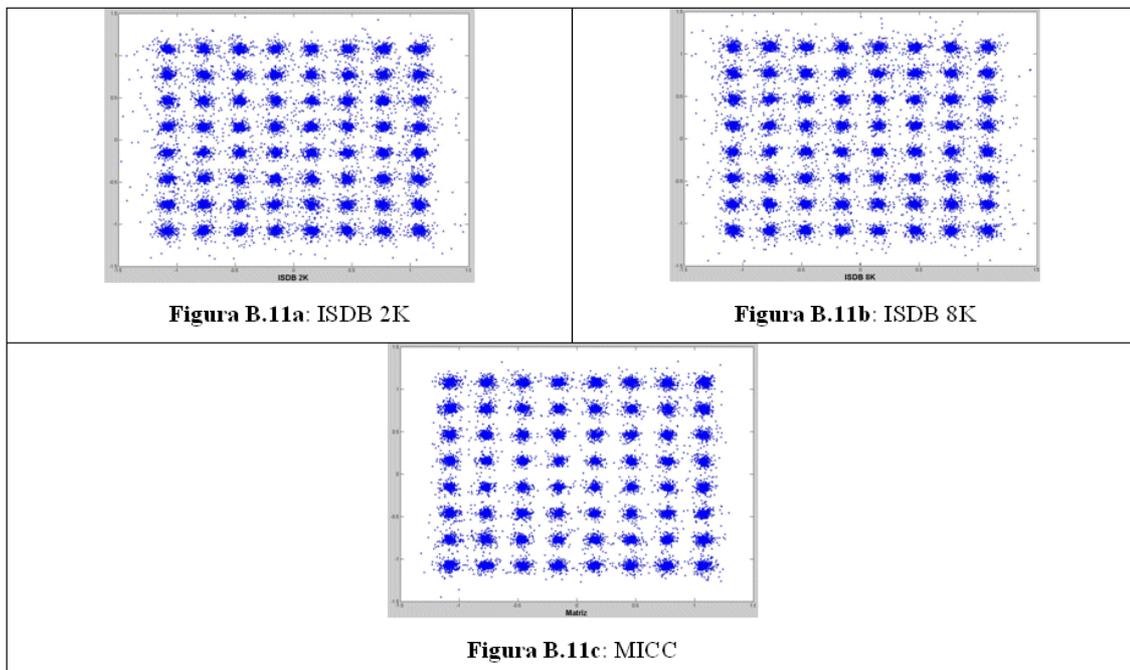


Figura B.11: $SNR = 30\text{ dB}$, canal *Brazil B*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$.
Parâmetros ISDB-T: $N_{tap_f} = 4$, $N_{tap_t} = 3$.

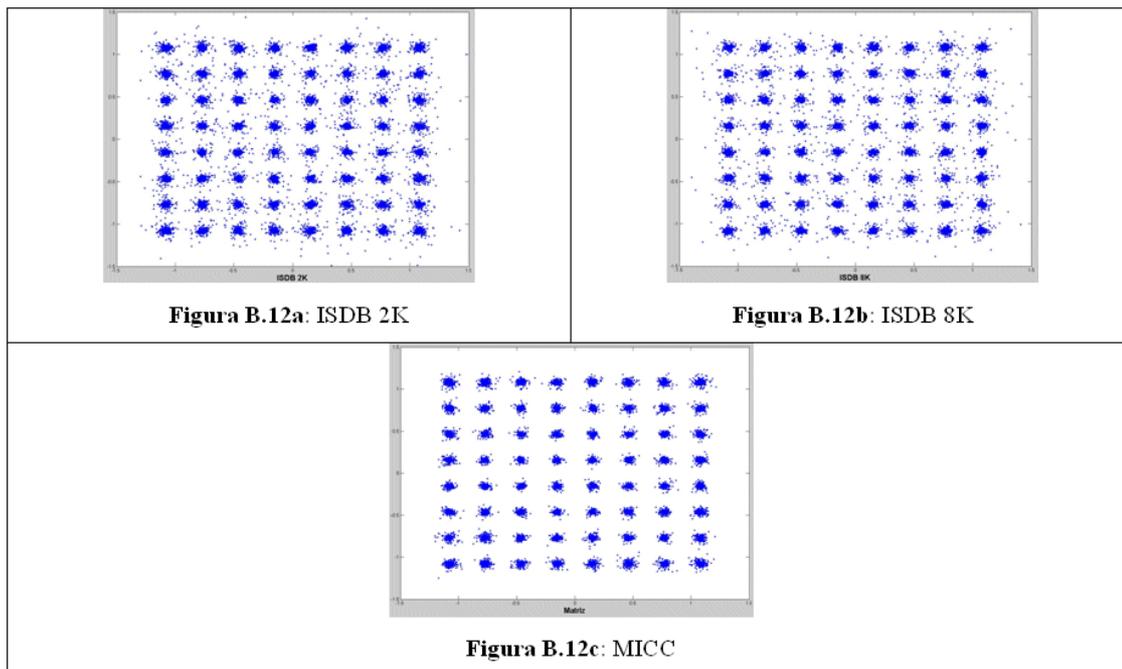


Figura B.12: $SNR = 35 \text{ dB}$, canal *Brazil B*. Parâmetros *MICC*: $\eta_v = 0.0003$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$.
Parâmetros *ISDB-T*: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 3$.

**Canal *Brazil Special C*, Doppler de 10Hz aplicado ao multipercurso 4,
SNR = 25dB, 35dB e 45dB.**

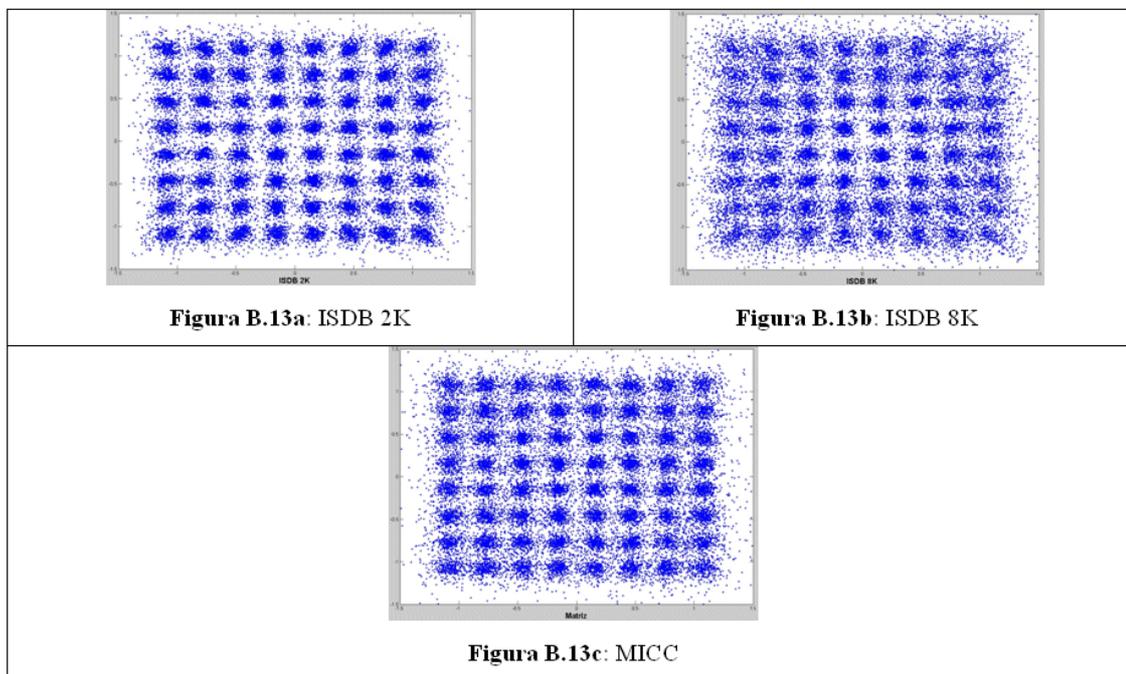


Figura B.13: SNR = 25 dB, canal *Brazil Special C*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.02$, $\eta_w = 0.008$, $\eta_{DD} = 0.1$.
Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 5$, $Ntap_t = 4$.

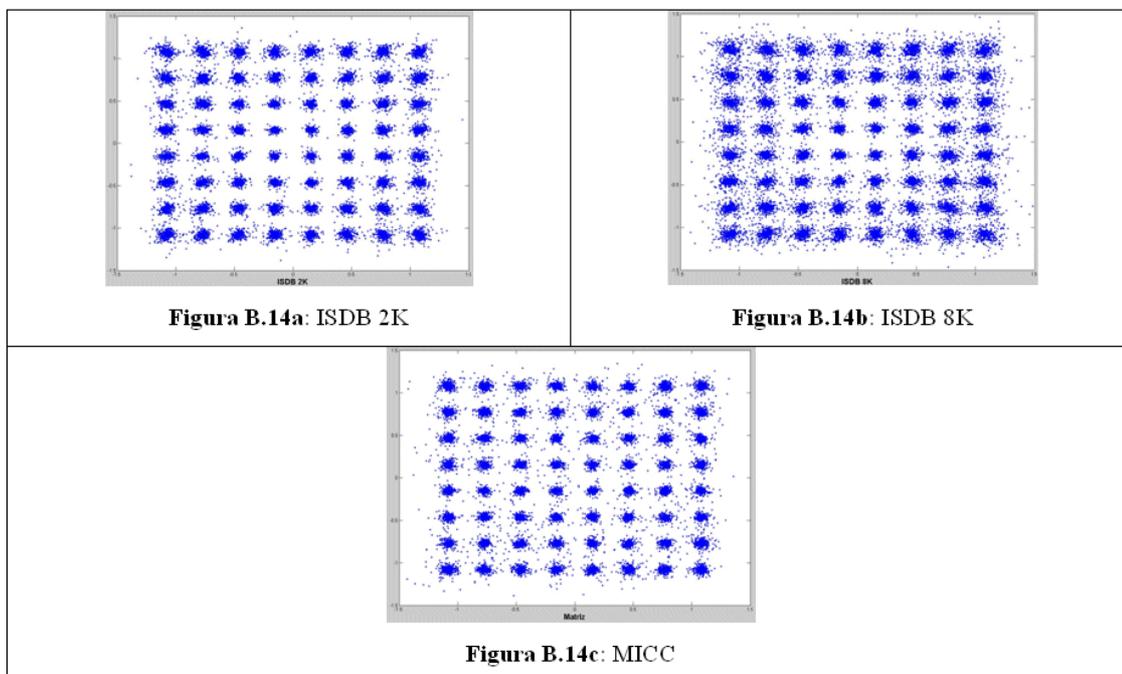


Figura B.14: SNR = 35 dB, canal *Brazil Special C*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.02$, $\eta_w = 0.008$,
 $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 5$, $Ntap_t = 4$.

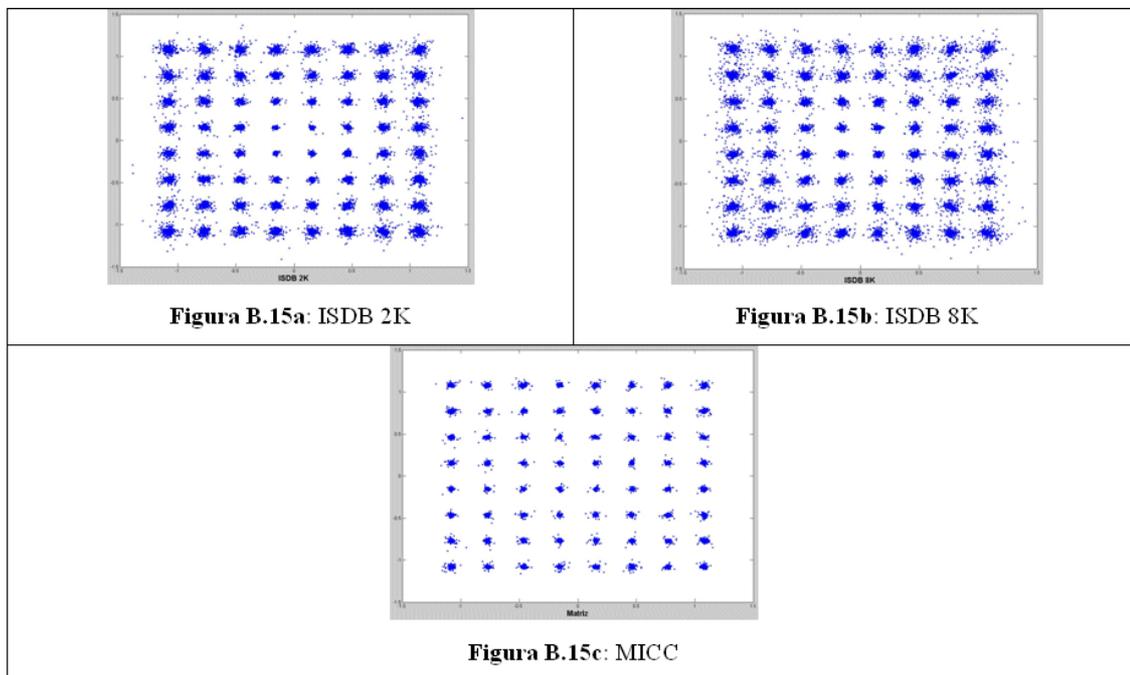


Figura B.15: $SNR = 45 \text{ dB}$, canal *Brazil Special C*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.02$, $\eta_w = 0.008$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 5, Ntap_t = 4$.

Canal *Brazil C*, SNR = 35dB, 40dB e 45dB.

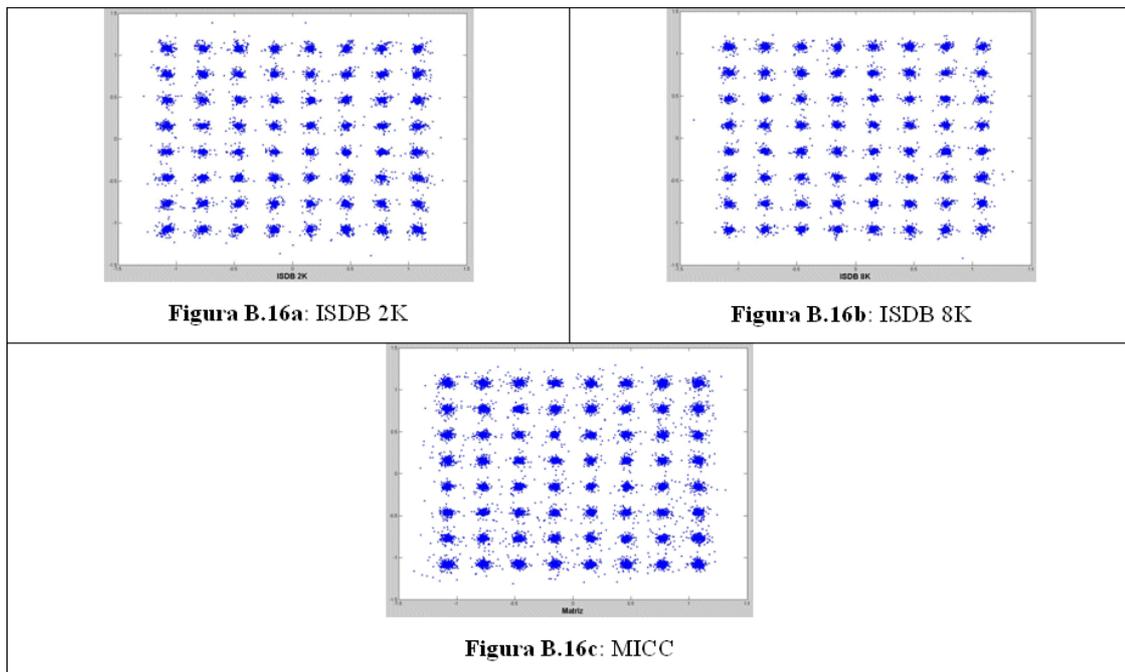


Figura B.16: $SNR = 35 \text{ dB}$, canal *Brazil C*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$.
Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 5$, $Ntap_t = 4$.

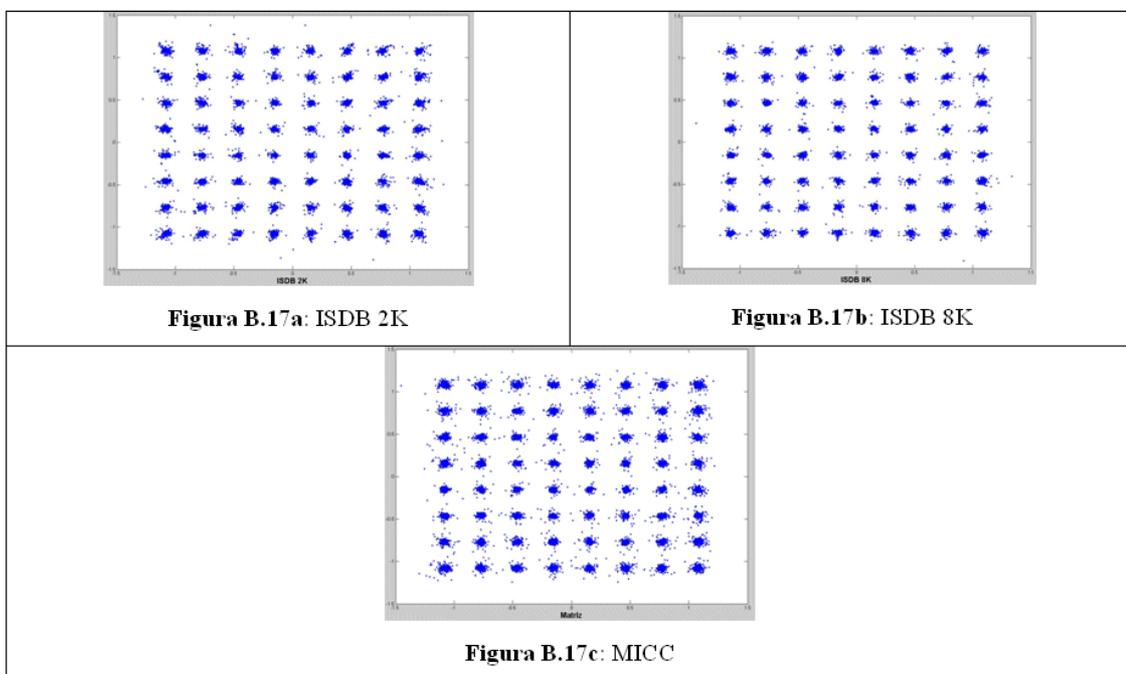


Figura B.17: $SNR = 40 \text{ dB}$, canal *Brazil C*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$.
Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 5$, $Ntap_t = 4$.

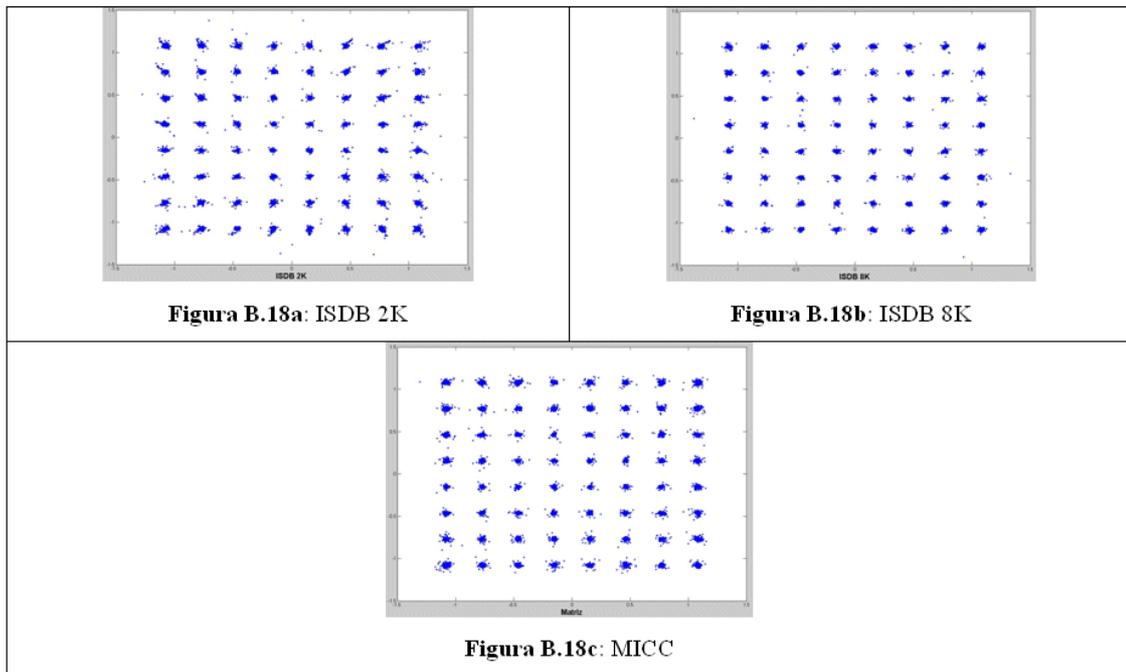


Figura B.18: $SNR = 45 \text{ dB}$, canal *Brazil C*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.01$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$.
Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 5$, $Ntap_t = 4$.

**Canal *Brazil Special D*, Doppler de 10Hz aplicado ao multipercurso 1,
SNR = 30dB, 35dB e 40dB.**

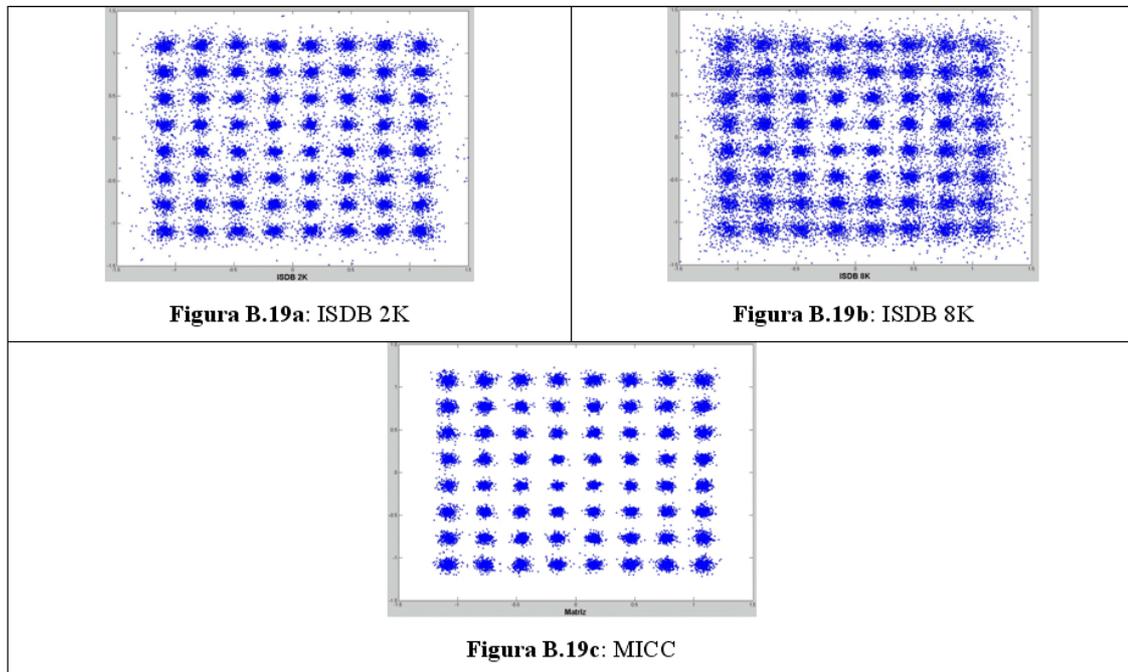


Figura B.19: $SNR = 30 \text{ dB}$, canal *Brazil Special D*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0005$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$.

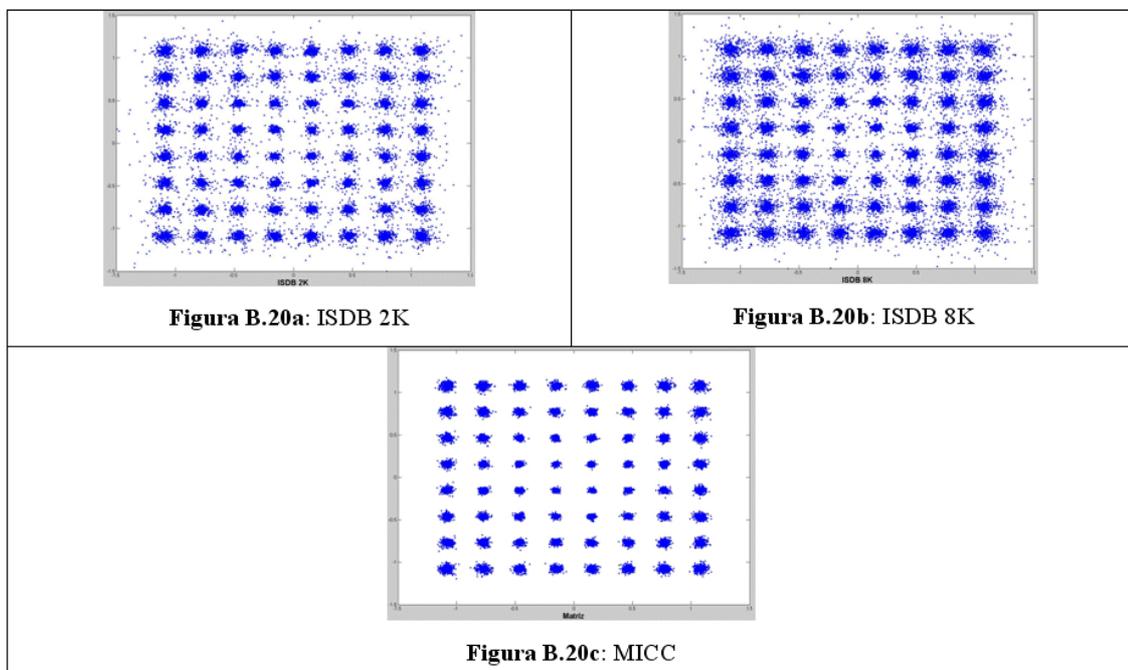


Figura B.20: $SNR = 35 \text{ dB}$, canal *Brazil Special D*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0005$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$.

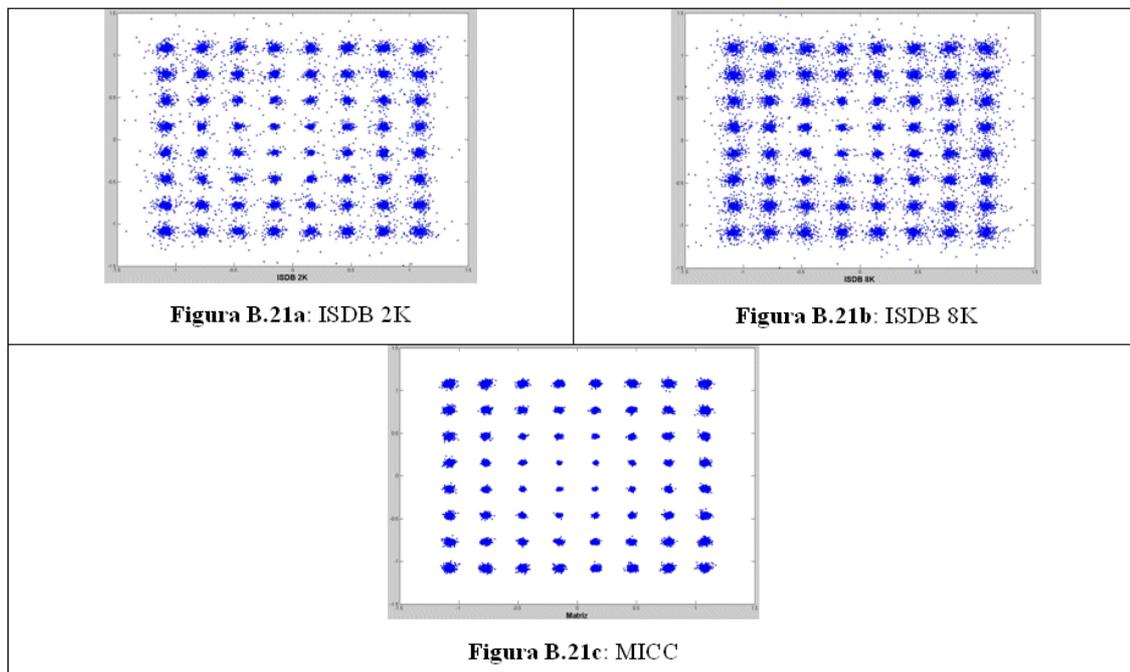


Figura B.21: $SNR = 40\text{ dB}$, canal *Brazil Special D*. Parâmetros *MICC*: $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0005$, $\eta_{DD} = 0.2$. Parâmetros *ISDB-T*: $N_{tap_f} = 4, N_{tap_t} = 3$.

Canal *Brazil D*, SNR = 25dB, 30dB e 40dB.

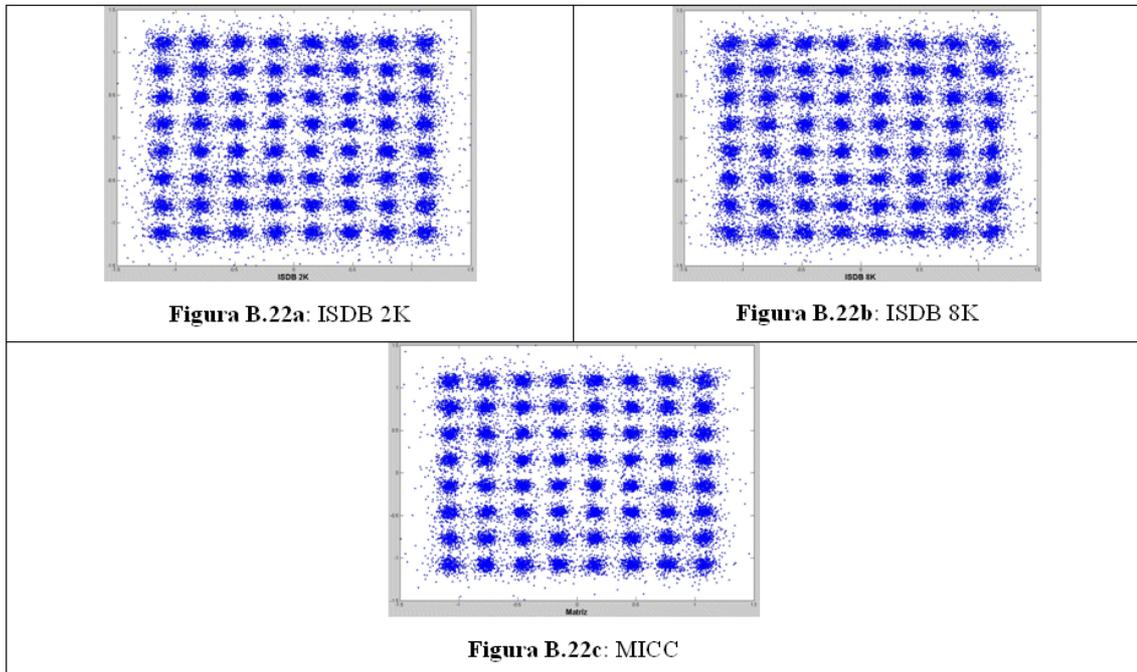


Figura B.22: SNR = 25 dB , canal *Brazil D*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$.
Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$.

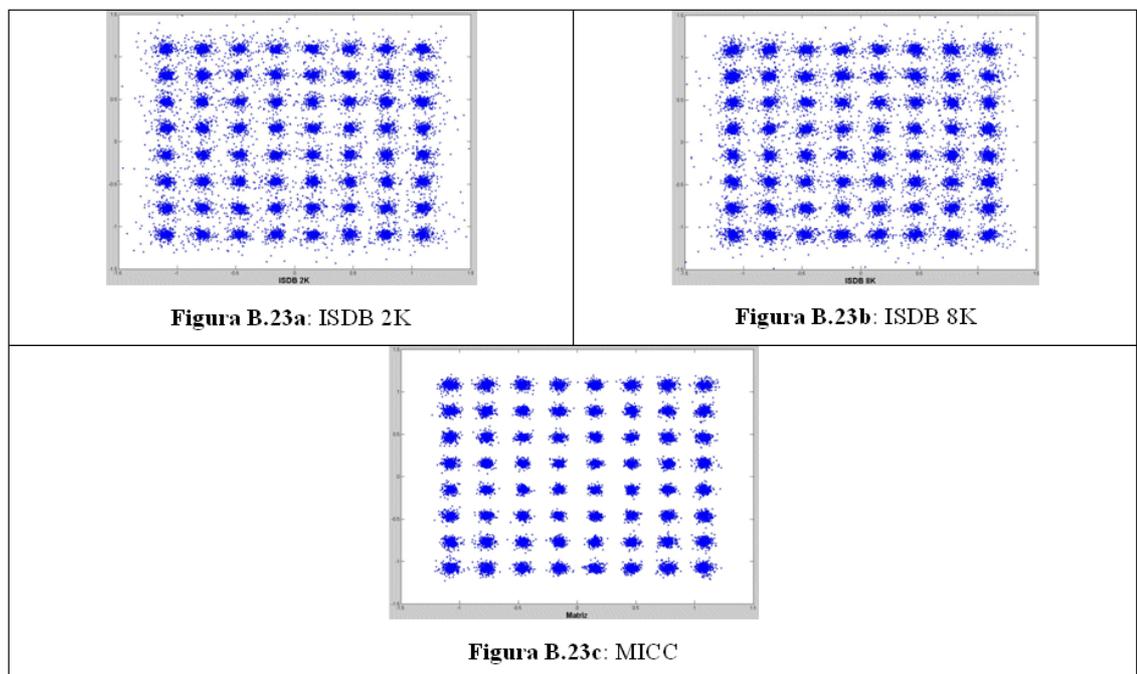


Figura B.23: SNR = 30 dB , canal *Brazil D*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$.
Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4, Ntap_t = 3$.

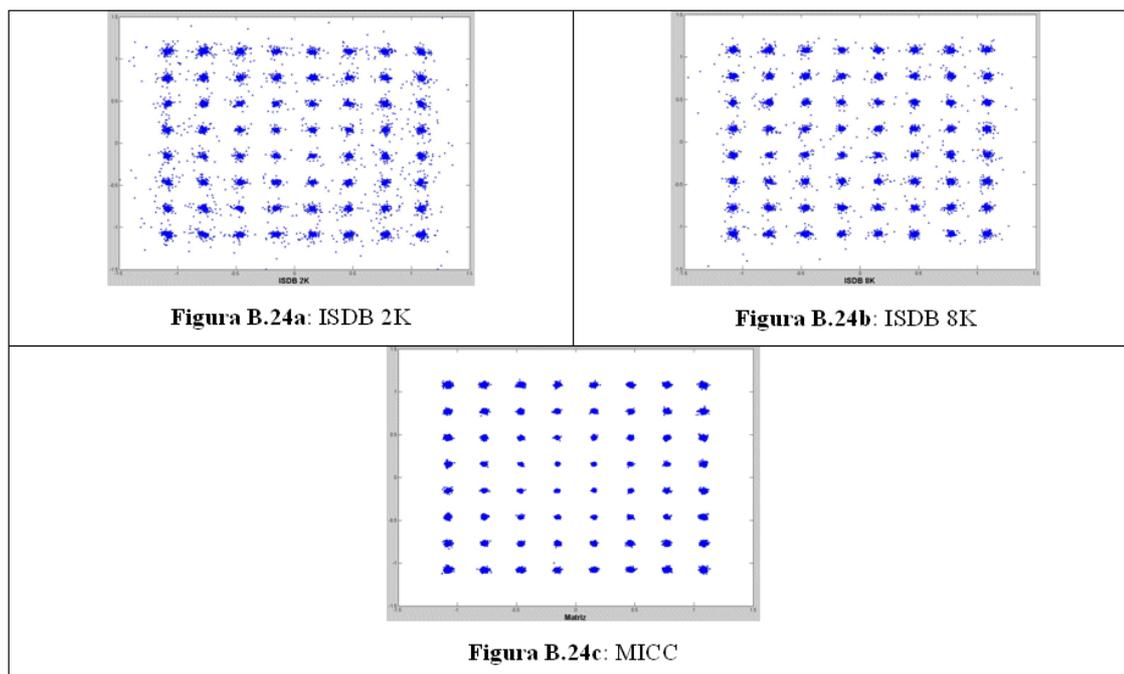


Figura B.24: $SNR = 40 \text{ dB}$, canal *Brazil D*. Parâmetros *MICC*: $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.0007$, $\eta_{DD} = 0.3$.
Parâmetros *ISDB-T*: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 3$.

**Canal *Brazil Special E*, Doppler de 10Hz aplicado ao multipercurso 3,
SNR = 35dB, 37.5dB e 40dB.**

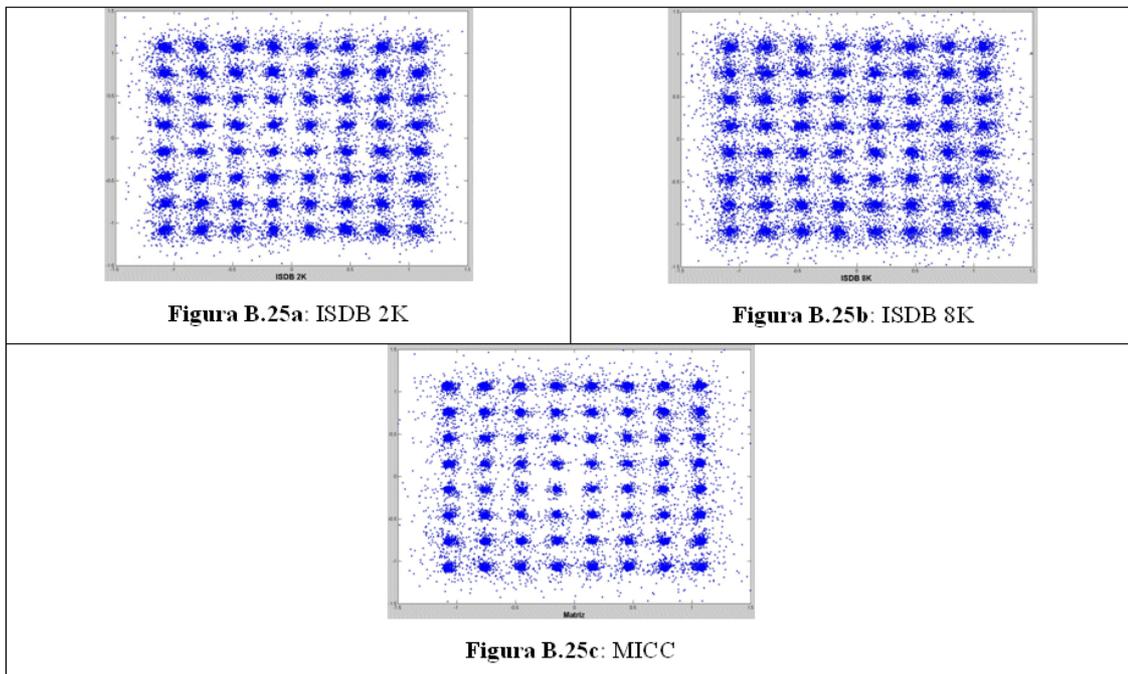


Figura B.25: SNR = 35 dB , canal *Brazil Special E*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0002$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4, Ntap_t = 4$.

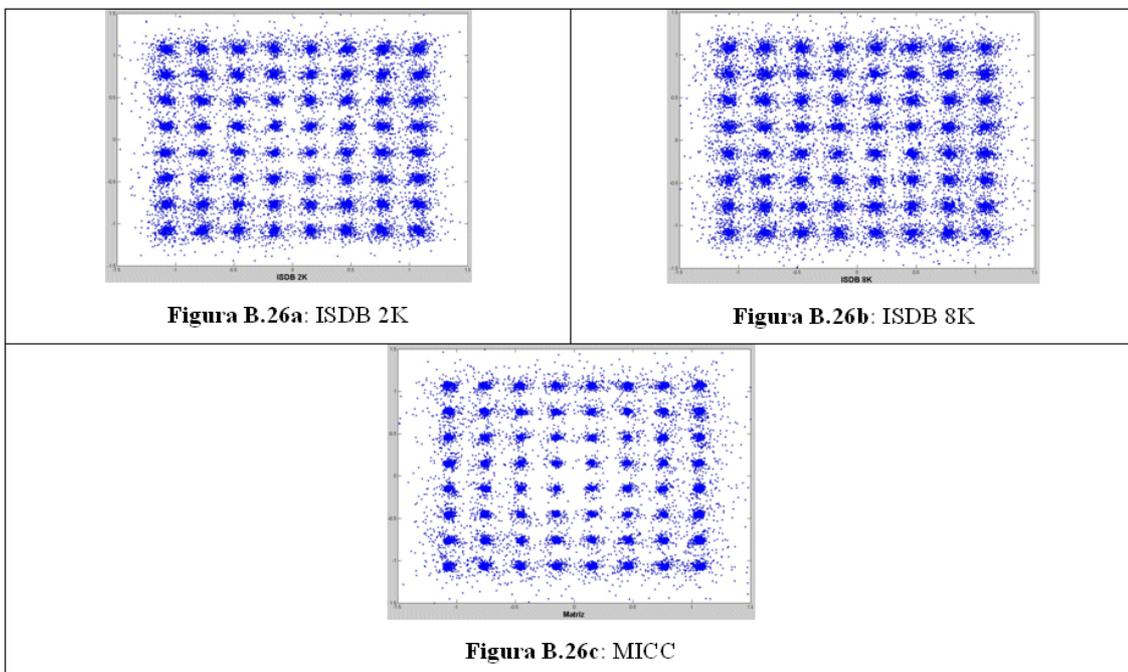


Figura B.26: SNR = 37.5 dB , canal *Brazil Special E*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0002$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4, Ntap_t = 4$.

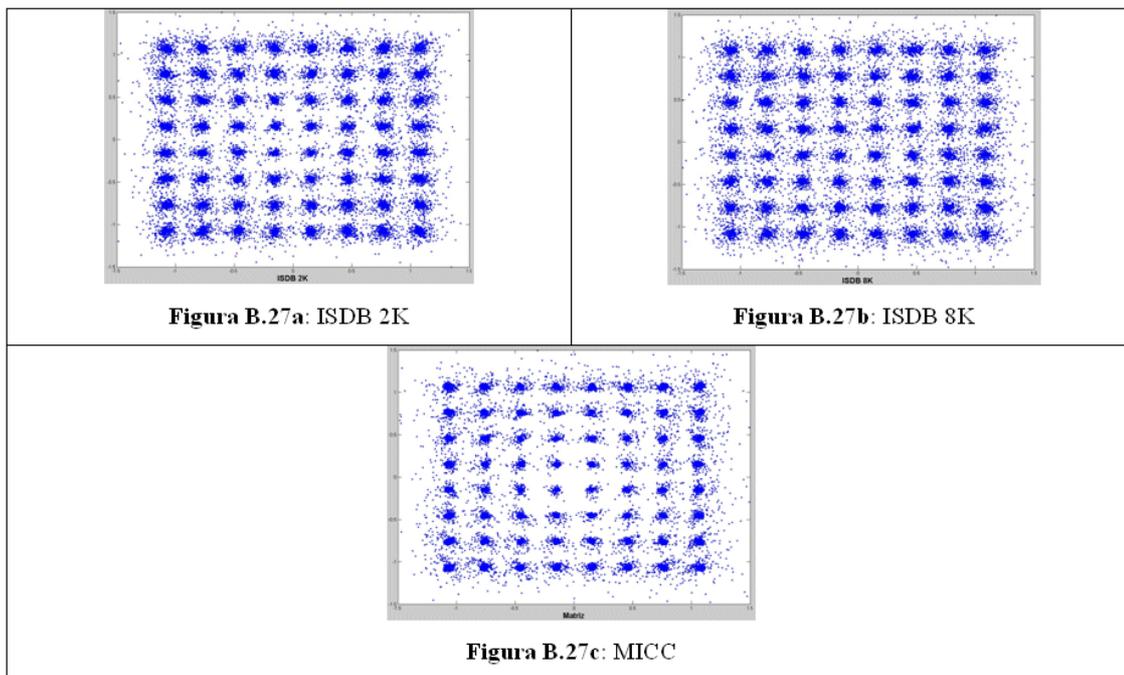


Figura B.27: $SNR = 40\text{ dB}$, canal *Brazil Special E*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0002$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.1$. Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 4$.

Canal *Brazil E*, SNR = 30dB, 35dB e 40dB.

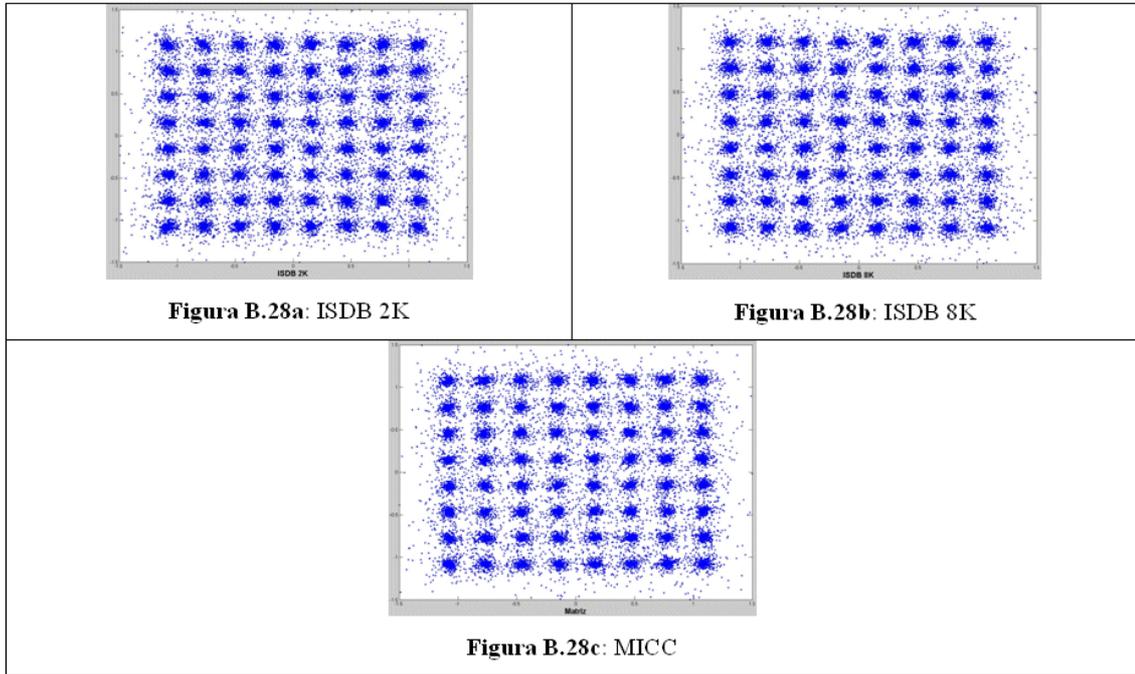


Figura B.28: $SNR = 30 \text{ dB}$, canal *Brazil E*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.2$.
Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 4$.

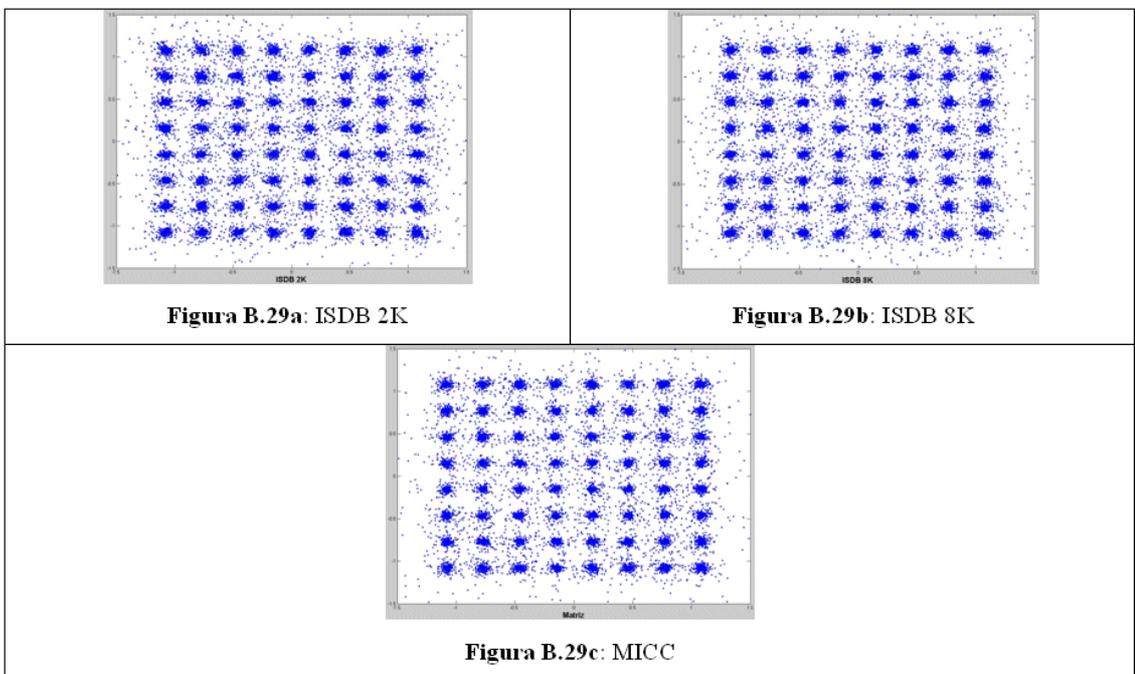


Figura B.29: $SNR = 35 \text{ dB}$, canal *Brazil E*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.2$.
Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 4$.

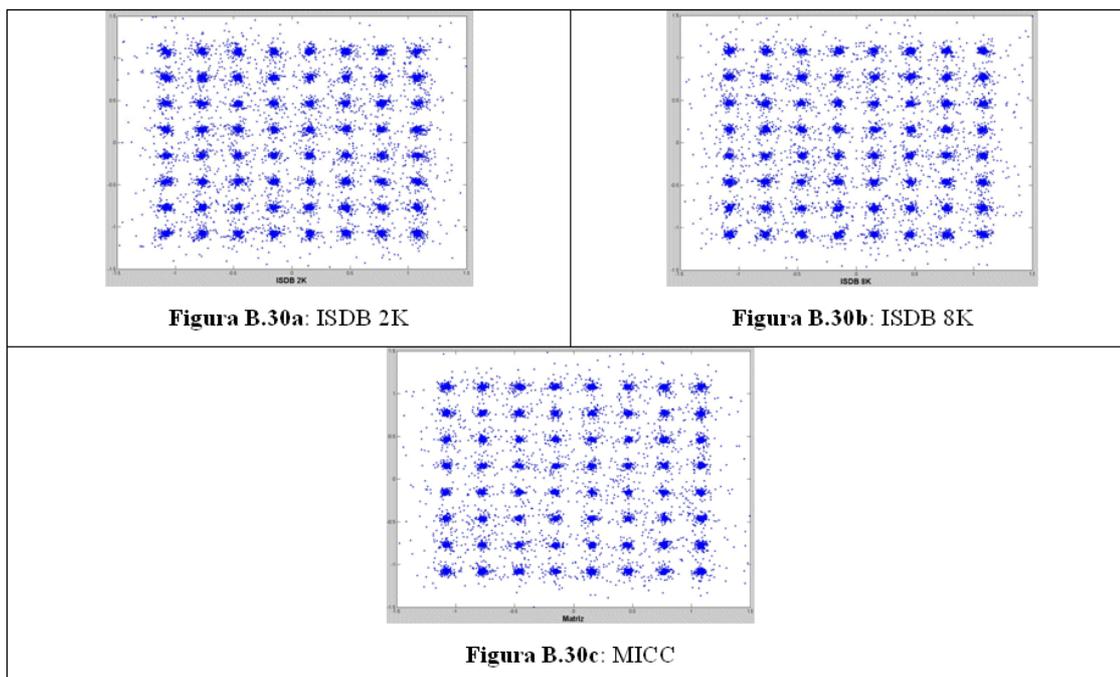


Figura B.30: $SNR = 40 \text{ dB}$, canal *Brazil E*. Parâmetros MICC: $\eta_v = 0.0001$, $\eta_w = 0.007$, $\eta_{DD} = 0.2$.
Parâmetros ISDB-T: $Ntap_f = 4$, $Ntap_t = 4$.