



**ESTEVAN MARCELO LOPES**

**ALGORITMOS DE EQUALIZAÇÃO AUTODIDATA CONCORRENTE PRÉ-  
E PÓS-FFT APLICADOS A SISTEMAS OFDM**

**CAMPINAS  
2013**





**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO**

**ESTEVAN MARCELO LOPES**

**ALGORITMOS DE EQUALIZAÇÃO AUTODIDATA CONCORRENTE PRÉ-  
E PÓS-FFT APLICADOS A SISTEMAS OFDM**

**Orientador: Prof. Dr. Dalton Soares Arantes**

**Coorientador: Prof. Dr. Fabbryccio Akkazzha Chaves Machado Cardoso**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de Telecomunicações e Telemática.

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA TESE  
DEFENDIDA PELO ALUNO ESTEVAN MARCELO LOPES  
E ORIENTADA PELO PROF. DR. DALTON SOARES ARANTES

---

**CAMPINAS  
2013**

L881a Lopes, Estevan Marcelo, 1969-  
 Algoritmos de equalização autodata concorrente pré- e pós-FFT aplicados a sistemas OFDM / Estevan Marcelo Lopes. – Campinas, SP : [s.n.], 2013.

Orientador: Dalton Soares Arantes.  
 Coorientador: Fabbryccio Akkazzha Chaves Machado Cardoso.  
 Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Equalizadores (Eletrônica). 2. Processamento de sinais - Técnica digitais. 3. Processamento digital de sinais. I. Arantes, Dalton Soares, 1946-. II. Cardoso, Fabbryccio Akkazzha Chaves Machado. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

**Título em inglês:** Pre- and post-FFT blind concurrent equalization algorithm applied in OFDM systems

**Palavras-chave em inglês:**

Equalizers (Electronics)  
 Signal processing - Digital techniques  
 Digital signal processing

**Área de concentração:** Telecomunicações e Telemática

**Titulação:** Doutor em Engenharia Elétrica

**Banca examinadora:**

Dalton Soares Arantes [Orientador]  
 Magno Teófilo Madeira da Silva  
 Marcelo Augusto Costa Fernandes  
 Gustavo Fraidenaich  
 Renato Baldini Filho

**Data de defesa:** 12-03-2013

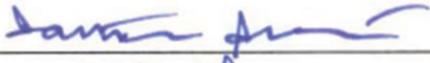
**Programa de Pós-Graduação:** Engenharia Elétrica

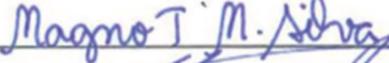
## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

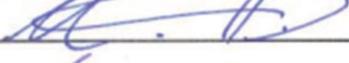
Candidato: Estevan Marcelo Lopes

Data da Defesa: 12 de março de 2013

Título da Tese: "Algoritmos de Equalização Autodidata Concorrente Pré- e Pós-FFT Aplicados a Sistemas OFDM"

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes (Presidente): 

Prof. Dr. Magno Teófilo Madeira da Silva: 

Dr. Marcelo Augusto Costa Fernandes: 

Prof. Dr. Gustavo Fraidenaich: 

Prof. Dr. Renato Baldini Filho: 



*Dedico este trabalho  
À minha esposa, Simone  
À meus filhos, Ana Beatriz e Guilherme*



## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus e a Santa Rita da Cássia que me proporcionaram fé e saúde para executar todas as etapas do meu estudo.

A minha família, que é a minha sustentação e acreditaram no sucesso dos meus estudos.

Aos meus pais Lauro e Martha (*in memorian*) por me ensinarem a persistência e a fé para alcançar os resultados.

Ao meu amigo e professor Dr. Dalton que ensinou a forma como uma pesquisa científica deve ser conduzida e o modo como extrair e questionar os resultados alcançados de forma ética.

Ao meu amigo Dr. Fabbryccio pelas discussões sobre o assunto de transmissão digital, o qual iluminou e inspirou a minha pesquisa. Agradeço também pelas orientações e ensinamentos sobre a importância da simulação e a validação dos resultados obtidos em uma pesquisa científica.

Ao meu amigo professor Dr. Rausley, que caminhou comigo nesta jornada.

A minha madrinha Zuma e padrinho José Carlos por me orientarem e rezarem por mim nesta caminhada.

Ao Sr. Jaime Camacho e a Sra. Maria do Carmo, Vanessa e Alexandre pelo crédito em meu trabalho.



## RESUMO

Esta tese propõe o emprego da equalização concorrente, pós- e pré-FFT, em sistemas OFDM. O objetivo é minimizar o uso das subportadoras pilotos e do prefixo cíclico sem que ocorra prejuízo no desempenho do sistema OFDM. A meta com esta iniciativa é aumentar a vazão dos dados e a área de cobertura de transmissão, quando comparado ao sistema convencional de estimação do canal assistido por pilotos e prefixo cíclico suficiente para evitar a interferência entre os símbolos. Duas propostas empregando a equalização concorrente são abordadas. A primeira proposta aplica o conceito da equalização concorrente a um banco de equalizadores no domínio da frequência, denominado de pós-FFT. O algoritmo proposto pode ser considerado semi-cego, porque utiliza a informação das subportadoras pilotos na inicialização, mantendo-se cego durante sua operação. Para suportar a equalização concorrente, o sistema deve prover pilotos apenas no primeiro símbolo de um super quadro, de modo a permitir que o algoritmo se inicialize quando o receptor for ligado ou quando a equalização for perdida. Nos demais símbolos do super quadro as subportadoras pilotos são destinadas ao transporte de informação visando o aumento da vazão do sistema. A outra proposta, realizada no domínio temporal e denominada de pré-FFT, é responsável pela mitigação da interferência entre os símbolos. A vantagem de realizar a equalização pré-FFT é melhorar o desempenho do sistema OFDM quando o espalhamento do canal é maior que o prefixo cíclico. O objetivo é empregar um algoritmo de adaptação para os coeficientes do equalizador pré-FFT, que retropropague o gradiente estocástico do erro medido na frequência para o tempo. Essa estratégia possibilita empregar informações previamente conhecidas sobre a constelação do sinal nas subportadoras, para se minimizar funções de custo associada aos parâmetros do equalizador. Além disso, é proposto um esquema para que os algoritmos CMA e SDD atuem de modo concorrente no processo de equalização.

**Palavras-chave:** Equalização. Pós-FFT. Pré-FFT. Concorrente. Algoritmo.



## ABSTRACT

*This thesis proposes the use of concurrent post- and pre-FFT equalization in OFDM systems. The objective is to improve the OFDM system design by increasing data throughput without performance loss, when compared with pilot based conventional channel estimation techniques and sufficient cyclic prefix system. Two approaches of concurrent equalization are studied. The first exploits the concurrent equalization concept to develop an efficient post-FFT equalizer bank. The algorithm can be considered semi-blind because it uses channel information, obtained from pilot subcarriers, to initialize and to supervise the equalizer bank when pilots are presented, otherwise remaining blind during the equalization process. To support such concurrent equalization, the system should provide pilot subcarriers only in the first symbol of each OFDM super-frame, allowing algorithm initialization when the receiver is turned on. In the remaining super-frame symbols, pilot subcarriers can be suppressed to increase the overall system throughput. The second approach proposes a concurrent pre-FFT algorithm to be used with time domain equalizers. This strategy has the capability to mitigate the inter symbol interference and to minimize the cyclic prefix. The objective is to realize this task using an LMS-like algorithm to adapt the pre-FFT equalizer coefficients. The stochastic gradient based on the error signal for each subcarrier in the frequency domain is back-propagated to adapt the filter coefficients in the time domain. This strategy allows the use of a priori information about the subcarrier signal constellation to minimize cost functions such as the CMA and SDD. Moreover, we propose a scheme to use CMA- and SDD-like algorithms in a concurrent mode.*

**Keywords:** *Equalization. Pós-FFT. Pré-FFT. Concurrent. Algorithm.*



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Comparação entre as técnicas OFDM e FDM. ....	10
Figura 2.2: Modulador e Demodulador empregados no sistema OFDM. ....	12
Figura 2.3: Espectro de um símbolo OFDM com M subportadoras sobre uma largura de faixa $W$ . .....	13
Figura 2.4: Implantação da IDFT no sistema OFDM.....	14
Figura 2.5: Representação temporal do símbolo OFDM.....	15
Figura 2.6: Efeito do múltiplo percurso, empregando o tempo de guarda com ausência de sinal.	16
Figura 2.7: Símbolo OFDM utilizando a extensão cíclica. ....	17
Figura 2.8: Emprego do tempo de guarda com extensão cíclica. ....	18
Figura 2.9: Símbolo complexo transmitido através de um canal com resposta em frequência $H(f_n)$ . ....	19
Figura 2.10: a) Diagrama fasorial do símbolo transmitido. b) Diagrama fasorial do símbolo recebido. ....	20
Figura 2.11: Posição dos símbolos pilotos dentro do super quadro. ....	21
Figura 2.12: Subportadoras pilotos inseridas entre as subportadoras de dados no símbolo OFDM. .....	21
Figura 2.13: Diagrama em Blocos do receptor OFDM, expondo o sistema de estimação, interpolação e equalização.....	22
Figura 2.14: Diagrama em blocos do canal de comunicação em cadeia com o equalizador.....	25
Figura 2.15: Modelo de comunicação em Banda Básica para o equalizador CMA-DD.....	31
Figura 2.16: Modelo de comunicação em banda básica para o equalizador CMA-SDD.....	33
Figura 2.17: Regiões de decisão para a adaptação por decisão direta suave usando o esquema de modulação 64 QAM. ....	34
Figura 2.18: Receptor OFDM combinado com o equalizador temporal. ....	36
Figura 2.19: Estrutura de realimentação e o equalizador temporal incorporado ao sistema de recepção OFDM .....	37
Figura 2.20: Modelo do equalizador temporal. ....	38
Figura 3.1: Modelo de comunicação em Banda Básica para a versão com um único filtro equalizador concorrente.....	46

Figura 3.2: Modelo de recepção OFDM em banda básica empregando o EDF com os coeficientes dados por $\mathbf{w}_n(k)$ .	48
Figura 3.3: Perfil da resposta em fase do canal Brasil A.	50
Figura 3.4: Constelação resultante da sobreposição das constelações das subportadoras do sinal OFDM recebido com normalização em amplitude do canal quando se transmite apenas o símbolo 7 e $j7$ da constelação 64 QAM.	50
Figura 3.5: Posição das subportadoras pilotos espalhadas no superquadro do banco de equalizadores.	51
Figura 3.6: Posição do símbolo piloto no superquadro do banco de equalizadores.	51
Figura 3.7: Desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o primeiro cenário da, Tabela 3.4 com $PC = 1/32$ suficiente para prevenir a IES.	61
Figura 3.8: Desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o primeiro cenário da, Tabela 3.4 com $PC = 1/64$ insuficiente para prevenir a IES.	61
Figura 3.9: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o primeiro cenário da Tabela 3.4, com $PC = 1/32$ .	62
Figura 3.10: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o primeiro cenário da Tabela 3.4, com $PC = 1/64$ .	62
Figura 3.11: Desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o segundo cenário da, Tabela 3.4 com $PC = 1/16$ suficiente para prevenir a IES.	63
Figura 3.12: Desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o segundo cenário da, Tabela 3.4 com $PC = 1/32$ insuficiente para prevenir a IES.	63
Figura 3.13: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o segundo cenário da Tabela 3.4, com $PC = 1/16$ .	64
Figura 3.14: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o segundo cenário da Tabela 3.4, com $PC = 1/32$ .	64
Figura 3.15: Desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o terceiro cenário da, Tabela 3.4 com $PC = 1/32$ suficiente para prevenir a IES.	65

Figura 3.16: Desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o terceiro cenário da, Tabela 3.4 com $PC = 1/64$ insuficiente para prevenir a IES.....	65
Figura 3.17: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o terceiro cenário da Tabela 3.4, com $PC = 1/32$ .....	66
Figura 3.18: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o terceiro cenário da Tabela 3.4, com $PC = 1/64$ .....	66
Figura 3.19: Desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o quarto cenário da, Tabela 3.4 com $PC = 1/64$ suficiente para prevenir a IES.....	67
Figura 3.20: Desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o quarto cenário da, Tabela 3.4 com $PC = 1/128$ insuficiente para prevenir a IES.....	67
Figura 3.21: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o quarto cenário da Tabela 3.4, com $PC = 1/64$ .....	68
Figura 3.22: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o quarto cenário da Tabela 3.4, com $PC = 1/128$ .....	68
Figura 3.23: Desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o quinto cenário da, Tabela 3.4 com $PC = 1/64$ suficiente para prevenir a IES.....	69
Figura 3.24: Desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o quinto cenário da, Tabela 3.4 com $PC = 1/128$ insuficiente para prevenir a IES.....	69
Figura 3.25: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o quinto cenário da Tabela 3.4, com $PC = 1/64$ .....	70
Figura 3.26: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o quinto cenário da Tabela 3.4, com $PC = 1/128$ .....	70
Figura 4.1: Estrutura de Retropropagação para o equalizador pré-FFT.....	77
Figura 4.2: Sistema de recepção OFDM com a inclusão dos equalizadores EDT e EDF.....	78

Figura 4.3: Símbolo OFDM com comprimento $M+PC$ e prefixo cíclico composto por $PC$ amostras. ....	79
Figura 4.4: Sistema de recepção OFDM com o algoritmo de retropropagação CMA para equalização pré-FFT. ....	88
Figura 4.5: Sistema de recepção OFDM modificado para a perspectiva da derivação. ....	89
Figura 4.6: Decisão direta e o erro $e$ . ....	91
Figura 4.7: Sistema de recepção OFDM com o algoritmo de retropropagação DD para equalização pré-FFT. ....	99
Figura 4.8: Região de decisão para o algoritmo de retropropagação concorrente. ....	103
Figura 4.9: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o primeiro cenário da, Tabela 4.7 com $PC = 1/64$ insuficiente para prevenir a IES. ....	114
Figura 4.10: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o segundo cenário da, Tabela 4.7 com $PC = 0$ insuficiente para prevenir a IES. ....	114
Figura 4.11: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o terceiro cenário da, Tabela 4.7 com $PC = 1/32$ insuficiente para prevenir a IES. ....	115
Figura 4.12: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o quarto cenário da, Tabela 4.7 com $PC = 0$ insuficiente para prevenir a IES. ....	115
Figura 4.13: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o quinto cenário da, Tabela 4.7 com $PC = 1/128$ insuficiente para prevenir a IES. ....	116
Figura 4.14: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o sexto cenário da, Tabela 4.7 com $PC = 0$ insuficiente para prevenir a IES. ....	116
Figura 4.15: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o sétimo cenário da, Tabela 4.7 com $PC = 1/128$ insuficiente para prevenir a IES. ....	117
Figura 4.16: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o oitavo cenário da, Tabela 4.7 com $PC = 0$ insuficiente para prevenir a IES. ....	117
Figura 4.17: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o nono cenário da, Tabela 4.7 com $PC = 1/128$ insuficiente para prevenir a IES. ....	118
Figura 4.18: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o décimo cenário da, Tabela 4.7 com $PC = 1/256$ insuficiente para prevenir a IES. ....	118
Figura 4.19: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o décimo primeiro cenário da, Tabela 4.7 com $PC = 1/128$ insuficiente para prevenir a IES. ....	119

Figura 4.20: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o décimo segundo cenário da Tabela 4.7 com $PC = 0$ insuficiente para prevenir a IES.....	119
Figura 4.21: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, após a convergência do processo de equalização para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o canal ITU Brazil A, com $PC = 1/128$ . .....	120
Figura 4.22: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, após a convergência do processo de equalização para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o canal ITU Brazil B, com $PC = 1/128$ . .....	120
Figura 4.23: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, após a convergência do processo de equalização para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o canal ITU Brazil E, com $PC = 1/128$ . .....	121
Figura 4.24: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, após a convergência do processo de equalização para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o canal ITU DVB, com $PC = 1/128$ .	121
Figura 4.25: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, após a convergência do processo de equalização para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o canal ITU GSM, com $PC = 1/128$ .	122
Figura 4.26: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, após a convergência do processo de equalização para uma relação $E_b/N_0$ de 60 dB, usando o canal ITU UK short delay, com $PC = 1/128$ . .....	122
Figura 4.27: Resultado comparativo do erro entre o EDT CMA e Concorrente (CONC) para o canal Brazil A, modulação 64 QAM, $E_b/N_0 = 60$ dB, $PC = 1/128$ . Parâmetros do equalizador: $\mu_c = 0,002$ , $\mu_d = 0,005$ , $\rho = 0,2$ , $\mathcal{T} = 55$ e $\mathfrak{L} = 1$ . .....	123
Figura 4.28: Resultado comparativo do erro entre o EDT CMA e Concorrente (CONC) para o canal Brazil B, modulação 64 QAM, $E_b/N_0 = 60$ dB, $PC = 1/128$ . Parâmetros do equalizador: $\mu_c = 0,002$ , $\mu_d = 0,004$ , $\rho = 0,2$ , $\mathcal{T} = 55$ e $\mathfrak{L} = 1$ . .....	123
Figura 4.29: Resultado comparativo do erro entre o EDT CMA e Concorrente (CONC) para o canal Brazil E, modulação 64 QAM, $E_b/N_0 = 60$ dB, $PC = 1/128$ . Parâmetros do equalizador: $\mu_c = 0,002$ , $\mu_d = 0,005$ , $\rho = 0,2$ , $\mathcal{T} = 55$ e $\mathfrak{L} = 1$ . .....	124
Figura 4.30: Resultado comparativo do erro entre o EDT CMA e Concorrente (CONC) para o canal DVB, modulação 64 QAM, $E_b/N_0 = 60$ dB, $PC = 1/128$ . Parâmetros do equalizador: $\mu_c = 0,0002$ , $\mu_d = 0,01$ , $\rho = 0,2$ , $\mathcal{T} = 55$ e $\mathfrak{L} = 3$ . .....	124

Figura 4.31: Resultado comparativo do erro entre o EDT CMA e Concorrente (CONC) para o canal GSM, modulação 64 QAM, $E_b/N_0 = 60 \text{ dB}$ , $PC = 1/128$ . Parâmetros do equalizador: $\mu c = 0,001$ , $\mu d = 0,08$ , $\rho = 0,2$ , $\mathcal{T} = 55$ e $\mathfrak{I} = 3$ .....	125
Figura 4.32: Resultado comparativo do erro entre o EDT CMA e Concorrente (CONC) para o canal UK short delay, modulação 64 QAM, $E_b/N_0 = 60 \text{ dB}$ , $PC = 1/128$ . Parâmetros do equalizador: $\mu c = 0,0002$ , $\mu d = 0,01$ , $\rho = 0,2$ , $\mathcal{T} = 55$ e $\mathfrak{I} = 2$ .....	125
Figura 4.33: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o primeiro cenário da, Tabela 4.10 com $PC = 1/64$ insuficiente para prevenir a IES.....	128
Figura 4.34: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o segundo cenário da, Tabela 4.10 com $PC = 1/32$ insuficiente para prevenir a IES.....	128
Figura 4.35: Gráficos de desempenho do sistema, dado por $BER \times E_b/N_0$ , para o terceiro cenário da, Tabela 4.10 com $PC = 1/128$ insuficiente para prevenir a IES.....	129
A 0.1: Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil A.....	148
A 0.2: Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil B.....	148
A 0.3: Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil D.....	149
A 0.4: Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil E.....	149
A 0.5: Magnitude da resposta em frequência do canal DVB.....	150
A 0.6: Magnitude da resposta em frequência do canal GSM.....	150
A 0.7: Magnitude da resposta em frequência do canal UK Short Delay .....	151

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Valores para o tempo de guarda de um símbolo OFDM.....	16
Tabela 2.2: Algoritmo da equalização concorrente CMA-DD.....	32
Tabela 2.3: Algoritmo da equalização concorrente CMA-SDD.....	35
Tabela 3.1: Algoritmo da equalização concorrente pós-FFT para sistemas OFDM. ....	52
Tabela 3.2: Perfis de canais. ....	56
Tabela 3.3: Vazão dos dados em <i>Mbits/s</i> para os sistemas simulados. ....	57
Tabela 3.4: Cenários para avaliação do desempenho. ....	57
Tabela 3.5: Parâmetros de simulação do algoritmo concorrente.....	57
Tabela 3.6: Comparativo da perda em dB entre o equalizador concorrente e o canal conhecido. ....	58
Tabela 4.1: Algoritmo de retropropagação CMA para equalização pré-FFT.....	87
Tabela 4.2: Algoritmo de retropropagação DD para equalização pré-FFT.....	98
Tabela 4.3: Algoritmo de retropropagação concorrente para equalização pré-FFT.....	102
Tabela 4.4: Parâmetros de simulação do equalizador concorrente pré-FFT. ....	110
Tabela 4.5: Vazão sistêmica de dados para o cenário considerado. ....	110
Tabela 4.6: Perfis de canais - ITU. ....	111
Tabela 4.7: Cenários para avaliação do desempenho. ....	112
Tabela 4.8: Comparativo da perda em <i>dB</i> entre o equalizador concorrente e o supervisionado. ....	112
Tabela 4.9: Comparativo do desempenho entre o modelo concorrente pré-FFT com EDF convencional e o modelo de PC suficiente com concorrente pós-FFT. ....	113
Tabela 4.10: Cenários para a simulação dos algoritmos pré-FFT. ....	127



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ATSC	Advanced Television System Committee
BPSK	Quadrature Phase Shift Keying
BER	Bit Error Rate
CMA	Constant Modulus Algorithm
DAB	Digital Audio Broadcasting
DD	Decision Directed
DFE	Decision Feedback Equalizer
DFT	Discrete Fourier Transform
DPC	Duração do Prefixo Cíclico
DS-CDMA	Direct Sequence-Code Division Multiple-Access
DVB-T	Digital Video Broadcasting-Terrestrial
EDF	Equalizador no Domínio da Frequência
EDT	Equalizador no Domínio do Tempo
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Commission Communication
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
HDTV	High-Definition Television
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	The Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IES	Interferência Entre Símbolos
IC	Intervalo de Confiança
IIS	Interferência Intrassímbolo
ITU	International Telecommunication Union
ISDB-T	Integrated Services Digital Broadcasting
LMS	Least Mean Square
MAP	Maxima a Posteriori

MCM	Multi Carrier Modulation
MERRY	Multicarrier Equalization by Restoration of Redundancy
MISO	Multiple Input Single Output
MQAM	Multiple Quadrature Amplitude Modulation
MMSE	Minimum Mean Square Error
MSCA	Modified Square Contour Algorithm
MSE	Mean Square Error
MSSNR	Maximum Shortening Signal Noise Ratio
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PC	Prefixo Cíclico
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RLS	Recursive-Least-Square
SAM	Sum-squared Auto-correlation Minimization
SBTVD	Sistema Brasileiro de Televisão Digital
SDD	Soft Directed Decision
SIMO	Single Input Multiple Output
SINR	Signal to Interference plus-Noise Ratio
SLAM	Single Lag Autocorrelation Minimization
SNR	Signal Noise Ratio
TG	Tempo de Guarda
TU	Tempo Útil
VLP	Variable Length Pilot
VSCMA	Vector Constant Modulus Algorithm

## SUMÁRIO

<b>AGRADECIMENTOS</b> .....	IX
<b>RESUMO</b> .....	XI
<b>ABSTRACT</b> .....	XIII
<b>LISTA DE FIGURAS</b> .....	XV
<b>LISTA DE TABELAS</b> .....	XXI
<b>LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS</b> .....	XXIII
<b>SUMÁRIO</b> .....	XXV
<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	1
1.1 SÍNTESE HISTÓRICA.....	1
1.2 OBJETIVO .....	3
1.3 MOTIVAÇÃO .....	5
1.4 CONTRIBUIÇÕES DA TESE .....	6
1.5 ORGANIZAÇÃO DA TESE.....	6
<b>2 FUNDAMENTOS SOBRE O SISTEMA OFDM E A EQUALIZAÇÃO</b> .....	9
2.1 A TÉCNICA DE TRANSMISSÃO OFDM .....	9
2.1.1 Introdução à Técnica de Transmissão OFDM.....	9
2.1.2 Princípio de Geração do Símbolo OFDM .....	11
2.1.3 Tempo de Guarda do Símbolo OFDM .....	14
2.1.4 Estimação do Canal de Comunicação em Sistemas OFDM .....	18
2.1.5 Considerações Finais Sobre o Sistema OFDM.....	23
2.2 ALGORITMOS DE EQUALIZAÇÃO .....	24
2.2.1 Introdução a Técnica de Equalização .....	24
2.2.2 Algoritmo CMA.....	28
2.2.3 Algoritmo Autodidata Concorrente CMA-DD .....	30
2.2.4 Algoritmo Autodidata Concorrente CMA-SDD .....	33
2.2.5 Modelo de Equalização Pré-FFT Proposto por Armour.....	36
2.2.6 Considerações Finais Sobre a Equalização .....	39

<b>3 SISTEMA DE EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PÓS-FFT</b> .....	41
3.1 INTRODUÇÃO .....	41
3.2 TRABALHOS RELACIONADOS A EQUALIZADORES CONCORRENTES E PÓS-FFT .....	42
3.3 EQUALIZADOR AUTODIDATA CONCORRENTE PÓS-FFT .....	44
<b>3.3.1 Equalizador Concorrente Modificado</b> .....	44
<b>3.3.2 Equalização Concorrente Aplicada para o Sistema OFDM</b> .....	46
3.4 METODOLOGIA NA SIMULAÇÃO DO EQUALIZADOR CONCORRENTE PÓS-FFT .....	53
3.5 ANÁLISE DO DESEMPENHO DA EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PÓS-FFT .....	58
3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE A EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PÓS-FFT .....	60
<b>4 SISTEMA DE EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PRÉ-FFT</b> .....	71
4.1 INTRODUÇÃO .....	71
4.2 TRABALHOS RELACIONADOS A EQUALIZADORES PRÉ-FFT .....	72
4.3 ALGORITMO DE RETROPROPAGAÇÃO CONCORRENTE PARA EQUALIZAÇÃO PRÉ-FFT .....	76
<b>4.3.1 Algoritmo de Retropropagação CMA para Equalização Pré-FFT</b> .....	78
<b>4.3.2 Algoritmo de Retropropagação DD para Equalização Pré-FFT</b> .....	88
<b>4.3.3 Algoritmo de Retropropagação Concorrente para Equalização Pré-FFT</b> .....	99
4.4 METODOLOGIA NA SIMULAÇÃO DO EQUALIZADOR CONCORRENTE PRÉ-FFT .....	103
4.5 ANÁLISE DO DESEMPENHO DA EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PRÉ-FFT .....	107
4.6 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE A EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PRÉ-FFT, CMA PRÉ-FFT E ARMOUR PRÉ-FFT .....	126
4.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE A EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PRÉ-FFT .....	129
<b>5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b> .....	131
5.1 CONCLUSÕES .....	131
5.2 TRABALHOS FUTUROS .....	132
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	133
<b>GLOSSÁRIO</b> .....	141
<b>ANEXOS</b> .....	145

**ANEXO A – MAGNITUDE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CANAL DE  
COMUNICAÇÃO ..... 147**



## 1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta a contextualização histórica sobre a equalização concorrente e a tecnologia OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [1]. Após esta síntese histórica, os objetivos são elencados bem como a motivação para a elaboração desta tese. Finalizando, são apresentadas as contribuições e a estrutura da tese. As informações, presentes neste capítulo, objetivam posicionar o leitor sobre o desenvolvimento da tese.

### 1.1 SÍNTESE HISTÓRICA

A expansão das redes de comunicações sem fio e a necessidade dos usuários em serviços com múltiplas mídias, como áudio e vídeo, tem impulsionado a indústria da comunicação. Este cenário necessita de sistemas que operem com alta taxa de transferência de dados e qualidade nos serviços.

O ambiente típico de comunicação para as redes sem fio apresenta obstáculos no percurso entre o transmissor e o receptor. Isto faz com que o símbolo transmitido, em um intervalo de sinalização, chegue ao receptor em diferentes instantes de tempos, provocando uma sobreposição entre os símbolos transmitidos. Este fenômeno é denominado de interferência por múltiplos percursos.

O desafio é transmitir informações em taxas elevadas neste tipo de ambiente. O fato é que isto requer habilidade do sistema em processar e resolver os múltiplos percursos. Várias pesquisas foram desenvolvidas ao longo do tempo, propondo alternativas para viabilizar técnica e economicamente este tipo de sistema.

Neste contexto, duas linhas de pesquisa podem ser destacadas. A primeira prevê a resolução do problema dos múltiplos percursos no receptor, empregando um dispositivo conhecido como equalizador. A segunda proposta emprega uma proteção temporal, em sistemas com múltiplas portadoras ortogonais, inserida no sinal que se pretende transmitir antes que o mesmo seja enviado para o canal de comunicação. Esta proposta prevê a inclusão de um processo de equalização simplificada no domínio da frequência.

O equalizador é um dispositivo empregado para mitigar a interferência entre os símbolos, seja devido a perturbações por propagação em ambientes com múltiplos percursos ou limitações da banda devido aos efeitos da filtragem.

O conceito da equalização pode ser estabelecido através de um filtro, com coeficientes que adaptam-se de forma pré-configurada ou automática. Em 1960, Kallman [2] apresentou o primeiro filtro transversal, que consistia basicamente de uma linha de coeficientes de atrasos em intervalos de  $T_S$  segundos. Posteriormente foi proposta uma estrutura realimentada, denominada de DFE (*Decision Feedback Equalizer*) [3], constituída por dois filtros transversais, um configurado de forma direta e outro de modo realimentado. Esta estrutura possui a capacidade de combater com maior eficiência, efeitos dos múltiplos percursos do canal de comunicação. Importantes padrões de comunicações foram elaborados com base na filosofia da equalização de canal. Um exemplo é o padrão proposto pela Grande Aliança (*Digital HDTV – Grand Alliance*), nos Estados Unidos na década de 1990, composto por grupos como a AT&T, GI, MIT, Philips, David Sarnoff Center, Thomson e Zenith e o ATSC (*Advanced Television System Committee*) do FCC (*Federal Commission Communication*). A Grande Aliança baseou o seu sistema em uma televisão digital de alta definição, utilizando transmissão com uma única portadora, deixando o trabalho de minimizar as interferências entre os símbolos para o equalizador.

As técnicas tipicamente utilizadas para a adaptação dos ganhos dos coeficientes de um equalizador compreendem o algoritmo tradicional do gradiente estocástico, LMS (*Least-Mean-Square*) [4][5], RLS (*Recursive-Least-Square*) [4][5] e técnicas baseadas na equalização cega ou autodidata, como o algoritmo CMA (*Constant Modulus Algorithm*)[6][7].

No ano de 2001, Fernando de Castro *et al.* [8] contribuiu para a evolução dos algoritmos de equalização propondo o conceito de equalização concorrente. Esta filosofia estabelece o uso de forma cooperativa entre o algoritmo CMA e os algoritmos baseados em decisão de símbolos de uma constelação de sinais, tal como o DD (*Directed Decision*) [4][5]. Desde a primeira publicação do algoritmo concorrente, vários trabalhos se seguiram, porém merecem destaques os trabalhos publicados por Chen [9][10] em 2003 e 2004. Nestes trabalhos Chen propôs um esquema concorrente CMA-SDD (*Constant Modulus Algorithm - Soft Directed Decision*) com complexidade equivalente ao CMA-DD, conforme explica a referência [9], porém com velocidade de convergência ainda mais rápida para os casos estudados. Todos estes estudos foram propostos para sistemas com uma única portadora e são revistos no segundo capítulo desta tese. O objetivo é

empregar estes fundamentos no desenvolvimento de novos algoritmos de equalização no domínio do tempo e da frequência para sistemas com múltiplas portadoras.

O sistema OFDM, que emprega uma transmissão com múltiplas portadoras, é a segunda filosofia proposta, pois se trata de uma solução eficiente e disponível no mercado para projetos de comunicação. Esta tecnologia não é recente e foi proposta nos anos 60 para transmissão de rádio em alta frequência, sendo inicialmente restrito ao uso militar [1]. Por muitos anos não foi popularizada, pois a eletrônica necessária para a implantação do conjunto transmissor e receptor era complexa tornando o custo deste tipo de sistema elevado. Porém, com o advento e evolução de dispositivos eletrônicos avançados, como os processadores digitais de sinais, tornou-se possível realizar as operações como a FFT (*Fast Fourier Transform*) e IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) no sistema OFDM de forma eficiente.

Em razão dos padrões, baseados no sistema OFDM, criados nas últimas duas décadas os investimentos em pesquisa e desenvolvimento aumentaram. Assim, o sistema OFDM tornou-se uma opção muito utilizada pelos órgãos padronizadores como o IEEE (*The Institute of Electrical and Electronics Engineers*) e o ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*), para projetar a camada física dos sistemas de comunicações sem fio.

O primeiro padrão importante que se beneficiou do sistema OFDM em escala comercial, foi o padrão digital de transmissão de áudio europeu denominado de DAB (*Digital Audio Broadcasting*) [11]. Posteriormente, vários outros padrões foram concebidos com base nesta técnica de transmissão, enquadrando-se o padrão IEEE 802.11a [12] na América do Norte, HIPERLAN2 [13] na Europa, IEEE 802.16 [14], o padrão de televisão digital japonês ISDB-T (*Integrated Systems Digital Broadcasting-Terrestrial*) [15], o padrão de televisão digital europeu o DVB-T (*Digital Video Broadcasting-Terrestrial*) [16] e o padrão brasileiro de televisão digital SBTVD [17] implantado no final do ano de 2009. Muitas pesquisas já foram realizadas para sistemas OFDM, porém ainda continua promissora esta área proporcionando campo para novas investigações.

## 1.2 OBJETIVO

O contexto histórico, apresentado na Seção 1.1, posiciona o cenário no qual o trabalho está inserido. Diante disto, a seção atual elenca os objetivos que norteiam a tese.

O principal objetivo da tese é apresentar algoritmos para a equalização no domínio da frequência e do tempo que operem em sistemas OFDM. Portanto, o foco é inserir no sistema OFDM um processo de equalização, especificamente nesta tese a técnica concorrente [8], com a expectativa de aumentar a vazão dos dados sem prejuízo no desempenho.

É importante enfatizar que o objetivo está segmentado em duas linhas específicas de pesquisa. A primeira trata do processo de equalização pós-FFT, onde a adaptação dos coeficientes do equalizador ocorre no domínio da frequência. A segunda linha, denominada de pré-FFT, refere-se à equalização no domínio do tempo.

O objetivo específico que se pretende alcançar inserindo um equalizador concorrente pós-FFT no sistema OFDM, é diminuir o número de subportadoras pilotos e como consequência obter uma elevação na vazão dos dados, sem prejudicar o desempenho do sistema. As referências contidas nas subportadoras pilotos são importantes, pois o sistema OFDM utiliza as mesmas para auxiliar no sincronismo e na recuperação da amplitude e da fase de cada subportadora transmitida através do canal de comunicação. Esta investigação é realizada considerando o sincronismo perfeito entre o transmissor e o receptor. Portanto, conceber um equalizador empregando a técnica concorrente a um banco de equalizadores, no domínio da frequência, é uma proposta que objetiva recuperar a amplitude e a fase de cada subportadora.

Outro objetivo específico é conceber um equalizador concorrente temporal, denominado de pré-FFT concorrente, cujo foco é minimizar o intervalo do tempo de guarda do símbolo OFDM. A inclusão do tempo de guarda objetiva criar uma proteção temporal para o símbolo OFDM antes que o mesmo seja transmitido pelo canal de comunicação. Caso não existisse esta proteção temporal, a vazão do sistema seria maior, pois no lugar da informação redundante presente no tempo de guarda, poderia ser transmitido informação útil ou efetiva.

A proposta de projetar o equalizador, pré-FFT, também objetiva mostrar através das curvas de desempenho da taxa de erro de bit, que o sistema OFDM com o tempo de guarda reduzido, ou em condições que o espalhamento do canal é maior que o maior tempo de guarda disponível é viável.

Para verificar o desempenho do sistema será utilizado  $BER \times E_b/N_0$  e não  $BER \times SNR$  (*Signal Noise Ratio*). Como o sistema é digital deve-se observar a energia do sinal por bit e não por símbolo, uma vez que um símbolo pode transmitir vários bits.

### 1.3 MOTIVAÇÃO

O principal motivo que inspirou propor, investigar e dissertar sobre o tema da equalização concorrente para o sistema OFDM, foi à quantidade de padrões de comunicação que se utilizam desta tecnologia em seus projetos para a camada física.

Investigando sobre o assunto da equalização em sistemas OFDM, outra motivação tornou-se evidente. Normalmente nas soluções apresentadas na literatura constata-se que as principais características desejadas em um sistema de equalização, como a rápida convergência dos algoritmos de equalização, baixo erro residual em regime permanente, operação sem o uso de sequências de treinamento, não eram contempladas de forma simultânea. O que se encontra é o atendimento parcial destes requisitos, em função dos equalizadores serem soluções subótimas. Normalmente duas ou mais características que foram citadas, não são contempladas nas propostas de equalizadores para sistemas projetados com a técnica OFDM, seja no domínio do tempo ou da frequência. Portanto, a motivação da tese também é atender de forma simultânea o máximo destas características desejadas em um sistema de equalização. Para orientar o leitor sobre as soluções adotadas por diferentes autores, na Seção 3.2 é realizada uma revisão bibliográfica para a equalização pós-FFT. O mesmo procedimento de revisão bibliográfica é aplicado na Seção 4.2 para a equalização pré-FFT.

Para que o proposto se concretize, foram elaboradas duas linhas de investigação como especificada na Seção 1.2. Para o algoritmo de equalização temporal ou pré-FFT, a motivação específica deve ser minimizar o tempo de guarda sem a necessidade de uma sequência de treinamento, ter um algoritmo de equalização com convergência rápida e baixo erro residual em regime permanente. Para a equalização proposta no domínio da frequência ou pós-FFT, a motivação será minimizar o emprego das subportadoras pilotos em regime permanente sem penalizar o desempenho do sistema OFDM. Para as simulações não serão utilizados os códigos corretores de erros.

Os resultados da investigação são apresentados através de gráficos de desempenho, produzidos empregando a plataforma de simulação *Simulink* do *Matlab* [18].

## 1.4 CONTRIBUIÇÕES DA TESE

Este trabalho contribui com as propostas para o desenvolvimento dos receptores OFDM, principalmente no quesito de algoritmos de equalização concorrente. Estes algoritmos são desenvolvidos objetivando aumentar a vazão dos dados sem penalizar o desempenho do sistema OFDM.

Duas linhas de investigação estabelecem as contribuições na exploração do tema da equalização. A primeira contribuição envolve uma adaptação do algoritmo de equalização concorrente no domínio da frequência para sistemas OFDM. A proposta original, para esta classe de equalização, foi desenvolvida para sistemas com uma única portadora. Esta abordagem produz um algoritmo para a equalização pós-FFT. Este processo leva a uma diminuição no número de subportadoras pilotos para assistir o processo de estimação e equalização do canal. A segunda linha propõe uma estrutura de equalização no tempo denominada na literatura de pré-FFT [19]. Esta proposta possibilita a diminuição, e em certos cenários a exclusão, do PC (Prefixo Cíclico) do símbolo OFDM. A diminuição do prefixo cíclico tem como consequência o aumento na vazão dos dados transmitidos, pois no lugar da informação, redundante, presente no PC pode-se transmitir informação útil.

Os algoritmos concorrentes propostos nesta tese, não implicam em alterações no transmissor já estabelecido para um determinado padrão.

Foram produzidos oito artigos científicos, além de um pedido de patente nacional e outro internacional. O pedido de patente submetido apresenta um algoritmo pré-FFT proposto nesta tese para ser implantado em sistemas que utilizem múltiplas portadoras ortogonais em seu processo de transmissão.

## 1.5 ORGANIZAÇÃO DA TESE

A tese está estruturada apresentando no primeiro capítulo uma breve contextualização sobre a equalização concorrente e a tecnologia OFDM, objetivo, motivação e a organização da tese.

O segundo capítulo apresenta uma abordagem sobre os principais conceitos que serão usados no desenvolvimento dos algoritmos de equalização para o sistema OFDM.

O terceiro capítulo mostra o algoritmo de equalização concorrente pós-FFT proposto, a metodologia empregada na simulação e os resultados.

O quarto capítulo detalha o desenvolvimento do algoritmo de equalização concorrente pré-FFT, apresentando a metodologia e os resultados de simulação encontrados.

Finalizando apresenta-se uma conclusão e as propostas para futuros trabalhos na área de equalização adaptativa para sistemas OFDM.



## 2 FUNDAMENTOS SOBRE O SISTEMA OFDM E A EQUALIZAÇÃO

Este capítulo objetiva uma revisão sobre os conceitos aplicados no desenvolvimento desta tese. Inicialmente são apresentados os principais conceitos referentes ao sistema OFDM. Na sequência são revisados os algoritmos de equalização, presentes na literatura, que formam a base para as propostas da tese.

A motivação deste capítulo é permitir ao leitor acompanhar os conceitos empregados pelo autor em sua proposta para os algoritmos pós- e pré-FFT.

### 2.1 A TÉCNICA DE TRANSMISSÃO OFDM

Esta seção tem como objetivo propor uma revisão sobre os principais conceitos referentes à técnica de transmissão OFDM.

#### 2.1.1 Introdução à Técnica de Transmissão OFDM

Os sistemas de transmissão digital que empregam a técnica OFDM, utilizam múltiplas portadoras em sua configuração. O objetivo é dividir a largura de faixa espectral disponível para a comunicação, em várias subfaixas moduladas com uma baixa taxa de dados. Técnicas para divisão do espectro em subfaixas já existiam antes mesmo que o OFDM fosse proposto, como é o caso do FDM (*Frequency Division Multiplexing*) [20].

Na técnica FDM, os usuários acessam a faixa espectral disponível através da divisão da mesma em múltiplos canais. A inovação da proposta OFDM é a utilização do espectro de frequências de forma mais eficiente. Os sinais de transmissão, denominados de subportadoras, são configurados de modo ortogonal o que previne a interferência mútua. A Figura 2.1 ilustra a diferença de concepção entre a técnica OFDM e FDM, enfatizando a economia espectral obtida através da sobreposição das subportadoras no caso do OFDM.

O canal de comunicação onde um símbolo OFDM é transmitido pode ser especificado como seletivo ou plano em frequência [3][19]. Um canal seletivo é caracterizado quando o espa-

lhamento máximo da resposta impulsiva do canal de comunicação apresenta duração maior que o tempo de sinalização do símbolo. A consequência desta dispersão é uma distorção denominada de interferência entre os símbolos, que provoca modificações significativas na resposta em frequência do canal dentro da faixa do sinal transmitido. Já um canal considerado plano, a amplitude da sua resposta em frequência é aproximadamente constante na faixa considerada.

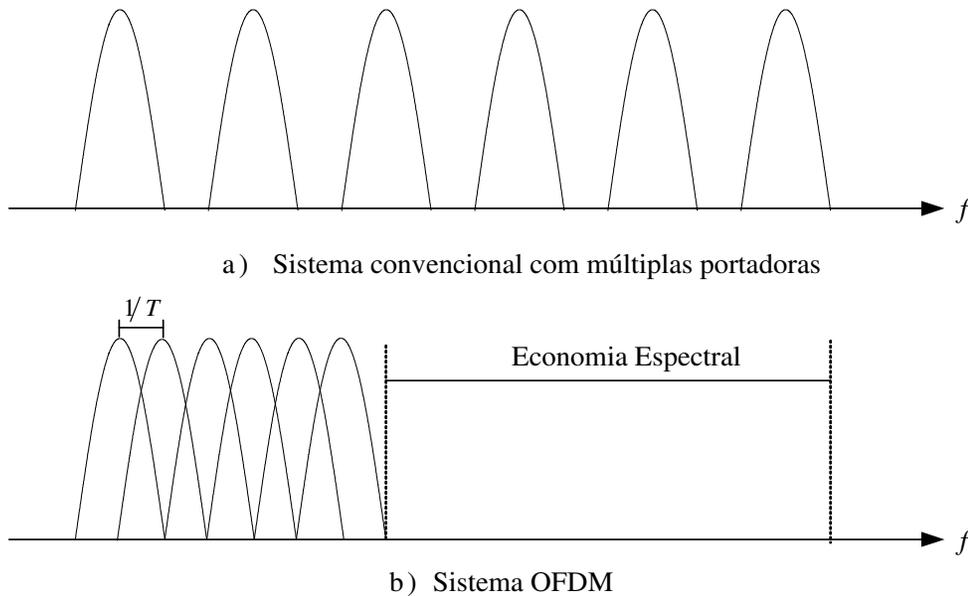


Figura 2.1: Comparação entre as técnicas OFDM e FDM.  
Fonte: Nee, Richard Van e Ramjee Prasad [1].

Focado nestes conceitos, um sistema OFDM é projetado para ser eficiente frente a canais seletivos em frequência oferecendo dois tipos de proteção.

A primeira proteção é concebida inserindo uma extensão cíclica em cada símbolo OFDM no domínio do tempo, com o objetivo de prevenir a interferência entre os símbolos OFDM mantendo a ortogonalidade entre as subportadoras. A segunda proteção é uma medida contra a IIS (Interferência Intrassímbolo), que é uma interferência que ocorre entre as subportadoras. Essa medida, realizada no domínio da frequência, explora o uso das informações de referência presentes em subportadoras especiais denominadas de pilotos. Estas subportadoras são empregadas no processo de estimação do canal de comunicação. A informação na saída do estimador de canal, também é usada como referência para o sistema de equalização no domínio da frequência. Este tipo de equalização atua na compensação das atenuações nas amplitudes e nas rotações de fase impostas pelo canal de comunicação em cada subportadora recebida.

Ambas as proteções são muito eficazes. Porém, o emprego da extensão cíclica e das subportadoras pilotos, provoca uma redução significativa na quantidade de dados úteis transmitidos por unidade de tempo no sistema OFDM [19]. Deste modo, do ponto de vista da equalização o sistema OFDM não utiliza a sua plenitude em termos da vazão de dados úteis. Assim, a redução no número das subportadoras pilotos e no intervalo temporal da extensão cíclica pode aumentar a taxa efetiva dos dados. É importante enfatizar que minimizar a extensão cíclica e o número de subportadoras pilotos, requer uma solução alternativa na forma de sincronizar o sistema, pois alguns sistemas utilizam estes recursos como referência para a sincronização.

### 2.1.2 Princípio de Geração do Símbolo OFDM

O objetivo desta seção é apresentar o princípio de geração do símbolo OFDM, bem como iniciar a familiarização do leitor com relação à simbologia que será adotada em todo o trabalho. A Figura 2.2, ilustra como é realizada a geração do símbolo OFDM. O sinal é gerado através de uma fonte binária de informação, e em seguida processado por um modulador digital do tipo QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) [3] ou MQAM (*Multipile Quadrature Amplitude Modulation*) [3]. O conversor serial para paralelo tem como meta receber uma entrada com a informação modulada e entregar na saída várias informações para serem transmitidas ao mesmo tempo. Estas informações serão multiplicadas por sinais portadores, representados através de exponenciais complexas, com sua frequência escolhida de forma a estabelecer a ortogonalidade entre as subportadoras. Em seguida, é realizada a adição entre os sinais e a transmissão. No receptor a informação é multiplicada pelas exponenciais complexas que geraram o sinal, que é filtrado para obter em cada ramo do sistema a informação modulada originalmente transmitida. O objetivo da Figura 2.2 é ilustrar apenas o princípio para gerar um símbolo OFDM, portanto é omitido o processo de codificação e transmissão do sinal no canal e comunicação.

A equação para gerar o símbolo OFDM ilustrado na Figura 2.2, é representada por

$$s(t) = \sum_{k=0}^{M-1} s_n(k) e^{j\omega_k t}, nT_S \leq t \leq (n+1)T_S, \quad (2.1)$$

onde  $\mathcal{M} - 1$  é a quantidade de símbolos de informação  $s_n(k)$ ,  $k = 0, \dots, \mathcal{M} - 1$  são transmitidos de forma paralela constituindo um bloco,  $n$  indica o bloco gerado,  $\omega_k$  é a frequência angular da  $k$ -ésima subportadora e  $T_S$  é a intervalo de sinalização do símbolo OFDM. O termo  $r_n(k)$ , na Figura 2.2, representa a saída deste estágio do demodulador para a  $k$ -ésima subportadora do  $n$ -ésimo instante temporal.

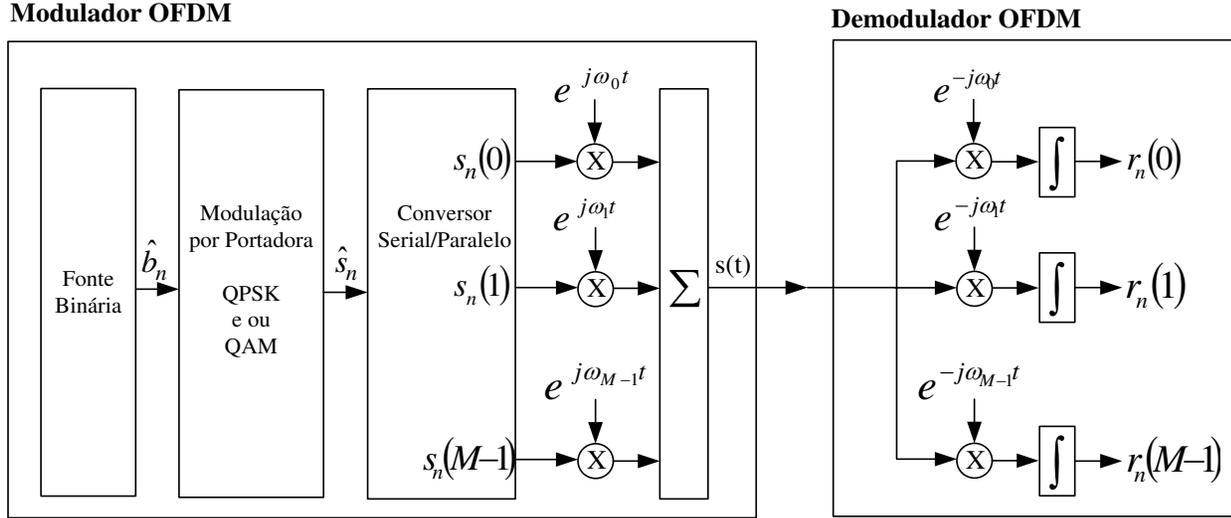


Figura 2.2: Modulador e Demodulador empregados no sistema OFDM.

Conforme citado na Seção 2.1.1, para o sistema OFDM operar adequadamente, é necessário que as subportadoras geradas sejam ortogonais entre si. Considerando a subportadora 1 e a subportadora 2 a condição para realizar a tarefa, é dada por

$$\int_0^{T_S} e^{j\omega_1 t} e^{-j\omega_2 t} dt = 0, \quad (2.2)$$

onde  $\omega_1$  e  $\omega_2$  são as frequências angulares das subportadoras envolvidas no processo.

Substituindo  $\omega_1 = 2\pi f_1$  e  $\omega_2 = 2\pi f_2$ , a Equação (2.2) pode ser escrita na forma

$$\int_0^{T_S} e^{j2\pi f_1 t} e^{-j2\pi f_2 t} dt = 0, \quad (2.3)$$

$$\int_0^{T_S} e^{j2\pi(f_1-f_2)t} dt = 0. \quad (2.4)$$

O desenvolvimento da integral na Equação (2.4) resulta na expressão  $(1/(j2\pi(f_1 - f_2))) \cdot (e^{j2\pi(f_1-f_2)T_S} - e^{j2\pi(f_1-f_2)0}) = 0$ . Para esta condição ser satisfeita, o espaçamento entre as frequências das subportadoras envolvidas no processo pode ser descrito como

$$\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{\varpi}{T_S}, \quad (2.5)$$

onde  $\varpi$  é um número inteiro positivo. Do ponto de vista temporal, isto significa que os sinais devem apresentar um número inteiro de ciclos dentro de uma janela de tempo. Logo, o menor espaçamento entre as subportadoras para manter a ortogonalidade é  $1/T_S$ . A Figura 2.3 ilustra a configuração no domínio da frequência do espectro de um símbolo OFDM, destacando as  $M$  subportadoras e as distâncias entre as mesmas dentro da largura de faixa disponível.

Respeitando a condição de ortogonalidade, é possível demodular cada subportadora de modo independente, sem ocorrer à interferência entre as mesmas. Assim, as subfaixas podem ser sobrepostas, provocando um aumento na eficiência espectral.

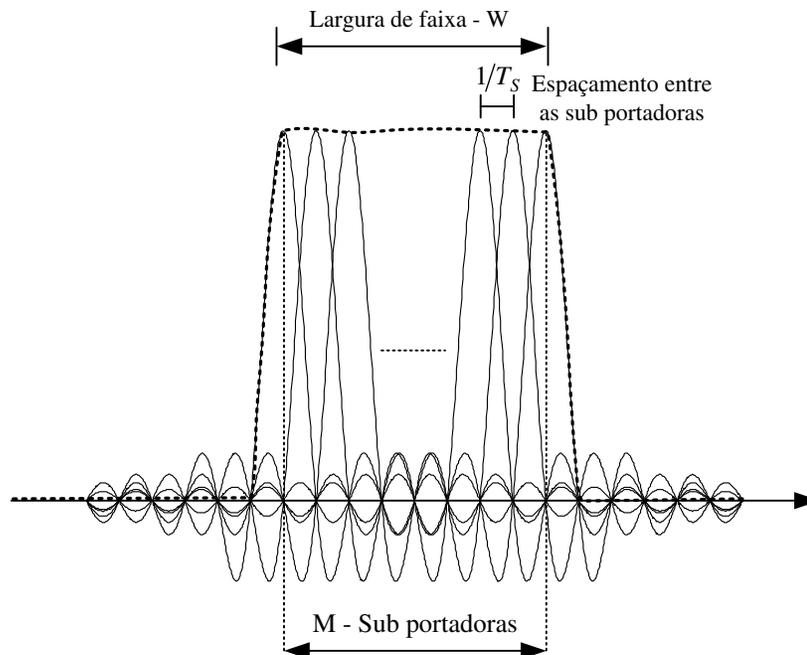


Figura 2.3: Espectro de um símbolo OFDM com  $M$  subportadoras sobre uma largura de faixa  $W$ .  
Fonte: Nee, Richard Van e Ramjee Prasad [1].

A geração das subportadoras usando a técnica OFDM emprega multiplicadores complexos, demandando uma carga computacional elevada. Pesquisando uma função matemática que poderia desempenhar a tarefa de modulação e demodulação de forma digital, foi proposta em 1971, por Weinstein e Ebert [21], a implantação do sistema OFDM através da IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) e da DFT (*Discrete Fourier Transform*). Esta inovação contribuiu para a eliminação dos bancos de osciladores, tornando a implantação mais eficiente. A Figura 2.4 ilustra a equivalência, proposta por Weinstein e Ebert, na substituição do banco de  $M$  osciladores por uma IDFT com  $M$  pontos de operação. Porém, esta solução ainda não era a mais adequada, devido à complexidade computacional envolvendo as operações da IDFT e DFT. Para tornar a solução eficaz, algoritmos específicos denominados de IFFT e FFT [22] são utilizados para implantar o sistema OFDM em padrões de comunicação atualmente existentes. Estes algoritmos são considerados formas eficientes e eficazes para calcular a IDFT e DFT, reduzindo a complexidade computacional e aumentando a eficiência no processamento digital do sinal.

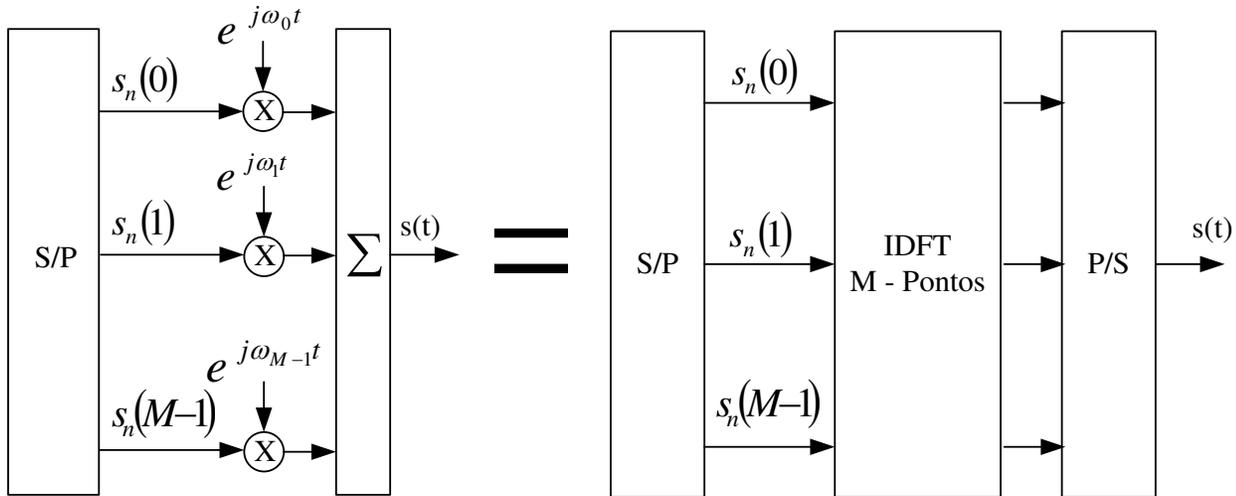


Figura 2.4: Implantação da IDFT no sistema OFDM.

### 2.1.3 Tempo de Guarda do Símbolo OFDM

O tempo de guarda é um artifício criado para introduzir uma proteção temporal no símbolo OFDM. O objetivo é estabelecer robustez contra a interferência entre os símbolos. A Figura 2.5 ilustra um símbolo OFDM, com duração  $T_{OFDM}$ , subdividido em dois instantes temporais. Na

porção denominada TU (Tempo Útil) é posicionada a informação que deve ser demodulada, e na porção TG (Tempo de Guarda) é estabelecido um intervalo cujo objetivo é proteger o símbolo contra a IES (Interferência Entre Símbolos).

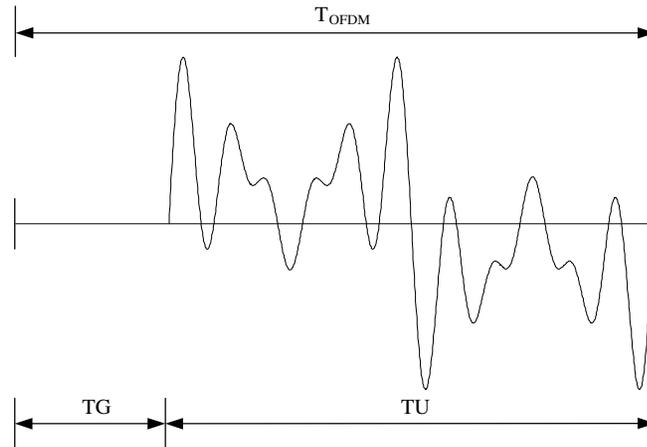


Figura 2.5: Representação temporal do símbolo OFDM.

O conceito temporal de um símbolo OFDM ( $T_{OFDM}$ ) é definido por

$$T_{OFDM} = TU + TG. \quad (2.6)$$

A configuração do TG é escolhida em função do perfil da resposta impulsiva do canal de comunicação. A meta é capturar todas as componentes dos múltiplos percursos dentro do tempo de guarda. A Tabela 2.1 apresenta os valores do tempo de guarda que serão utilizados para as simulações propostas nesta tese. A coluna TG da Tabela 2.1, mostra o valor da fração do tempo de símbolo,  $T_{OFDM}$ , correspondente ao intervalo reservado para o tempo guarda no símbolo OFDM.

A consequência de criar um TG sem transmitir informação, neste intervalo de tempo, pode produzir o efeito denominado de interferência entre as subportadoras, também conhecido como interferência intrassímbolo. Isto ocorre devido à perda de ortogonalidade entre as portadoras.

A Figura 2.6 ilustra o efeito que a ausência de sinal dentro do tempo de guarda provoca. Considere o cenário com a transmissão da subportadora 1 e subportadora 2, defasadas entre si de um valor qualquer. No instante que o receptor demodula a subportadora 1 ele receberá alguma interferência da subportadora 2, devido ao intervalo da FFT não conter um número inteiro de ciclos exigidos, conforme a Equação (2.5). Ou seja, a diferença entre o número de ciclos da pri-

meira e da segunda subportadora dentro da janela temporal do símbolo OFDM, conforme já mencionado, deve ser inteiro para a ortogonalidade ser garantida.

Tabela 2.1: Valores para o tempo de guarda de um símbolo OFDM.

Fração do tempo útil do símbolo OFDM para o TG	TG
1/4 TU	1/4
1/16 TU	1/16
1/32 TU	1/32
1/64 TU	1/64
1/128 TU	1/128
1/256 TU	1/256
0 TU	0

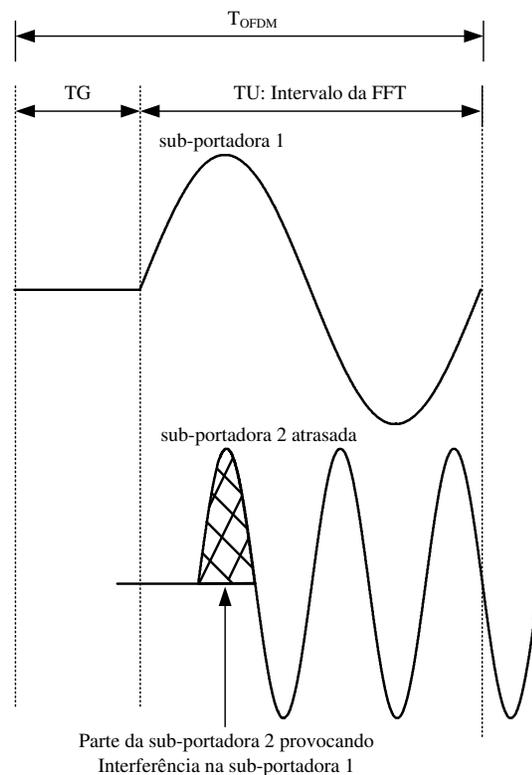


Figura 2.6: Efeito do múltiplo percurso, empregando o tempo de guarda com ausência de sinal.

Fonte: Nee, Richard Van e Ramjee Prasad [1].

Em 1980 Peled e Ruiz [23] através de suas pesquisas, introduziram o conceito do prefixo cíclico. Os resultados obtidos deste estudo mostraram que era possível preservar a ortogonalidade entre as subportadoras evitando a IIS. A proposta destes pesquisadores era preencher o tempo de

guarda com uma extensão cíclica do próprio símbolo OFDM, como ilustra a Figura 2.7, em vez de usar um espaço vazio no tempo de guarda entre os símbolos. A extensão cíclica recebe a denominação de prefixo cíclico.

Este procedimento assegura que réplicas atrasadas do símbolo OFDM sempre tenham um número inteiro de ciclos dentro do intervalo da FFT, desde que a dispersão da resposta impulsiva do canal seja menor do que a duração da extensão cíclica. Pode-se observar na Figura 2.8 que mesmo ocorrendo um atraso entre as subportadoras, não há quebra da ortogonalidade, pois existe um número inteiro de ciclos no intervalo da FFT.

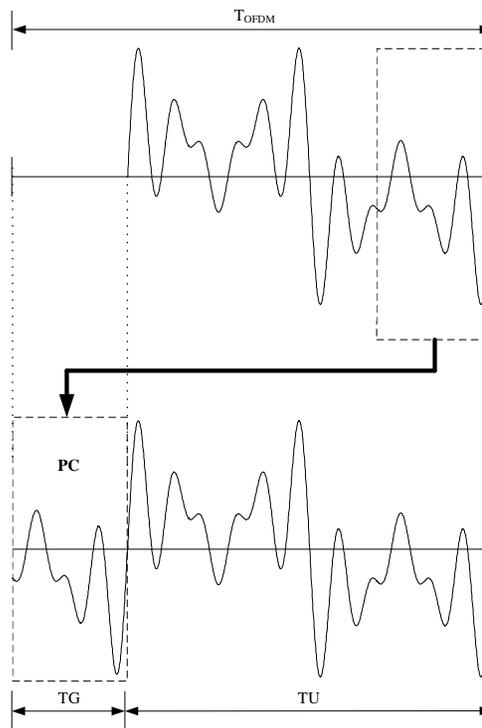


Figura 2.7: Símbolo OFDM utilizando a extensão cíclica.  
Fonte: Nee, Richard Van e Ramjee Prasad [1].

Um dos problemas resultante no uso de um prefixo cíclico é a perda de energia do sinal que é proporcional ao comprimento do PC [1]. Isto ocorre devido ao descarte das amostras contidas no intervalo de guarda, durante o processamento do sinal na recepção. A degradação na SNR (*Signal Noise Ratio*) [1] do sistema OFDM, pode ser escrita como

$$SNR_{perda} = -10 \log \left( 1 - \frac{T_G}{T_{OFDM}} \right). \quad (2.7)$$

Para minimizar o valor da  $SNR_{perda}$  a duração de um símbolo OFDM deve ser muito maior que o valor do intervalo de guarda. Porém, aumentar o tamanho do símbolo, implica em um aumento da complexidade computacional, uma vez que serão processadas mais subportadoras por símbolo OFDM [1]. Contudo os benefícios apresentados usando o PC geralmente são melhores que a perda de energia.

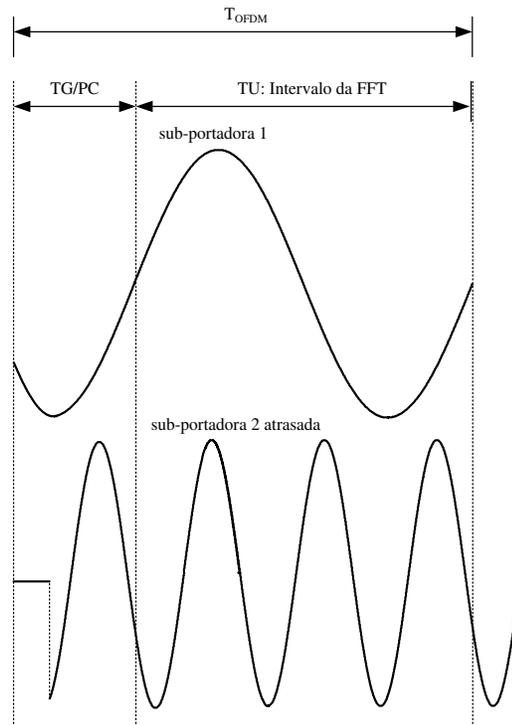


Figura 2.8: Emprego do tempo de guarda com extensão cíclica.  
Fonte: Nee, Richard Van e Ramjee Prasad [1].

#### 2.1.4 Estimação do Canal de Comunicação em Sistemas OFDM

O perfil do canal de comunicação produz o efeito de multiplicar o sinal transmitido por um ganho complexo que modifica a amplitude e a fase de cada subportadora do sinal transmitido [3][20]. Esta interferência pode ser mitigada na recepção através de uma multiplicação complexa, no domínio da frequência, no ganho e fase de cada subportadora.

Para verificar como esta interferência atua, considere o símbolo complexo  $S_n = a_n + jb_n$  pertencente a um ponto da constelação QAM, transmitido sobre um canal com resposta em fre-

quência dada por  $H(f_n)$ . Nesse cenário é observado o comportamento de uma subportadora na frequência  $f_n$ , que pode ser escrita no formato

$$H(f_n) = |H_n|e^{-j\theta_n}, \quad (2.8)$$

onde  $|H_n|$  é o módulo do ganho em amplitude e  $\theta_n$  a fase para a frequência  $f_n$ . A Figura 2.9 ilustra o símbolo complexo  $s_n$  sendo transmitido em um canal de comunicação.

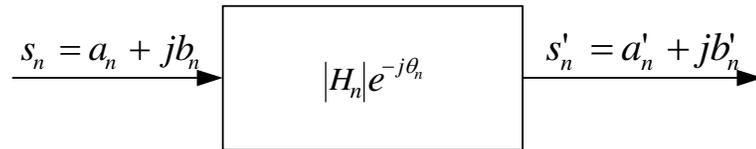


Figura 2.9: Símbolo complexo transmitido através de um canal com resposta em frequência  $H(f_n)$ .

O símbolo complexo processado, representado na Figura 2.9 por  $s'_n$ , após o canal de comunicação é dado por

$$\{a_n + jb_n\} |H_n|e^{-j\theta_n}. \quad (2.9)$$

Usando a identidade de Euler [22] e desenvolvendo a Equação (2.9), tem-se

$$\{a_n + jb_n\} \{|H_n|[\cos(\theta_n) - j\text{sen}(\theta_n)]\}, \quad (2.10)$$

$$|H_n|\{a_n\cos(\theta_n) - ja_n\text{sen}(\theta_n) + jb_n\cos(\theta_n) + b_n\text{sen}(\theta_n)\}, \quad (2.11)$$

$$|H_n|\{[a_n\cos(\theta_n) + b_n\text{sen}(\theta_n)] + [jb_n\cos(\theta_n) - ja_n\text{sen}(\theta_n)]\}, \quad (2.12)$$

$$|H_n|[a_n\cos(\theta_n) + b_n\text{sen}(\theta_n)] + j|H_n|[b_n\cos(\theta_n) - a_n\text{sen}(\theta_n)], \quad (2.13)$$

$$a'_n = |H_n|[a_n\cos(\theta_n) + b_n\text{sen}(\theta_n)], \quad (2.14)$$

$$b'_n = |H_n|[b_n\cos(\theta_n) - a_n\text{sen}(\theta_n)], \quad (2.15)$$

$$s'_n = a'_n + jb'_n. \quad (2.16)$$

Onde  $a'_n$  e  $b'_n$  são os valores de fase e quadratura, respectivamente, do sinal processado pelo canal de comunicação. Observando a Equação (2.14) e a Equação (2.15), constata-se a existência de interferência mútua entre as componentes de fase e quadratura. Portanto, o efeito que o canal produz é a rotação da fase e uma mudança de escala na amplitude de cada subportadora, ilustrado através do diagrama fasorial da Figura 2.10.

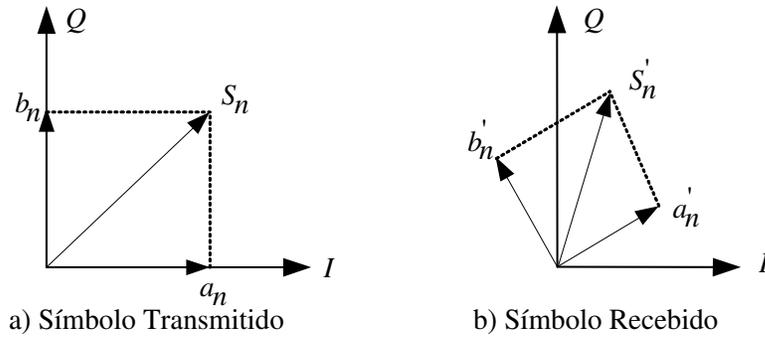


Figura 2.10: a) Diagrama fasorial do símbolo transmitido. b) Diagrama fasorial do símbolo recebido.

Após uma manipulação algébrica é possível mostrar que o símbolo recebido pode ser encontrado aplicando-se uma rotação na fase e ajustando a amplitude por

$$a_n = \frac{1}{|H_n|} [a'_n \cos(\theta_n) - b'_n \sin(\theta_n)], \quad (2.17)$$

$$b_n = \frac{1}{|H_n|} [b'_n \cos(\theta_n) + a'_n \sin(\theta_n)]. \quad (2.18)$$

Se ocorrer uma inversão na resposta em frequência do canal é possível receber a informação transmitida de modo correto. O dispositivo empregado para esta tarefa é um equalizador projetado no domínio da frequência.

Para a realização desta tarefa é preciso que o sistema de recepção OFDM, tenha conhecimento do ganho  $H_n$  e da fase  $\theta_n$  de cada subportadora. Assim, torna-se necessário empregar outro dispositivo denominado de estimador de canal. O objetivo é estimar a resposta em frequência do canal de comunicação, proporcionando informação para a equalização na frequência. Este procedimento pode ser realizado através de duas metodologias.

A primeira metodologia estabelece a transmissão de um símbolo OFDM onde todas as subportadoras são pilotos. Ou seja, utiliza-se uma sequência de treinamento no domínio da frequência denominada de símbolo piloto. Esse método é limitado, pois a resposta em frequência do canal de comunicação não pode mudar entre os símbolos pilotos. Assim, é recomendado para canais com variações lentas [1]. A vantagem é que ocorre um ganho na vazão de dados do sistema, visto que entre dois símbolos pilotos serão transmitidos apenas subportadoras com informações úteis. A Figura 2.11 ilustra as posições do símbolo piloto dentro de um superquadro. Esta metodologia será novamente visitada durante a tese, pois desperta interesse do autor o fato da vazão no sistema aumentar quando comparada ao próximo método que será abordado.

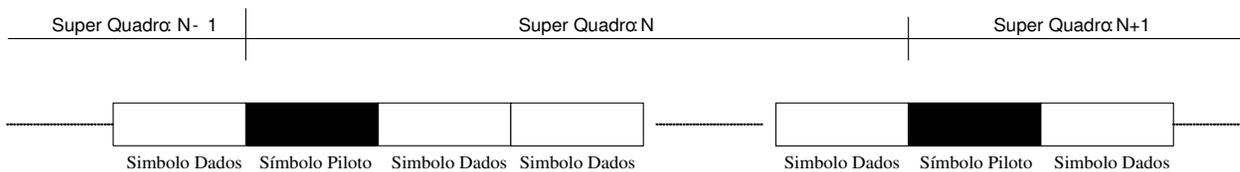


Figura 2.11: Posição dos símbolos pilotos dentro do super quadro.

A segunda metodologia aborda a transmissão de subportadoras pilotos em todos os símbolos OFDM. A estimação é feita usando as subportadoras pilotos e interpolando a resposta em frequência nas posições onde aparecem os tons pilotos [1]. A Figura 2.12 ilustra as subportadoras pilotos, inseridas entre os dados de todos os símbolos OFDM.

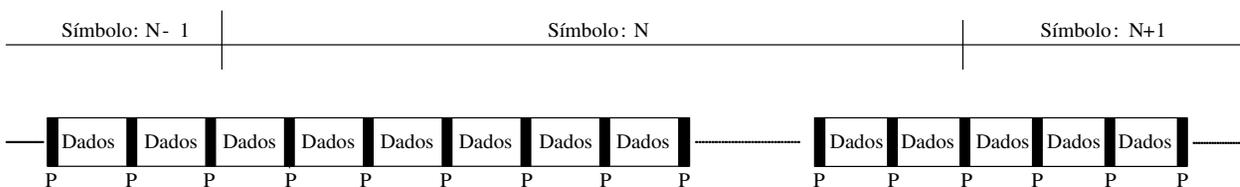


Figura 2.12: Subportadoras pilotos inseridas entre as subportadoras de dados no símbolo OFDM.

A metodologia mais empregada entre as duas mencionadas tem sido a segunda. Neste método a expressão utilizada para estimar o canal de comunicação é dada por

$$F_n(k) = \frac{\hat{P}(k)}{P(k)}, k \in \text{pilotos}, \quad (2.19)$$

onde  $F_n(k)$  é a resposta em frequência estimada do canal de comunicação associada à  $k$ -ésima subportadora piloto no instante  $n$ ,  $\hat{P}(k)$  é o dado complexo recebido associado à  $k$ -ésima subpor-

tadora piloto no instante  $n$  e  $P(k)$  é o dado complexo transmitido associado à  $k$ -ésima subportadora piloto no instante  $n$ .

A resposta  $F_n(k)$  deve ser interpolada usando alguma técnica como a linear, cúbica ou FFT [24], nas posições das subportadoras estimadas, objetivando reproduzir uma resposta em frequência aproximada do canal dada por  $interp\{F_n(k)\}$ .

Após este processo ser concluído a equalização no domínio da frequência, composta por um banco de  $M$  equalizadores cada qual com um único coeficiente, recupera a amplitude e a fase de cada subportadora. A Figura 2.13 ilustra o diagrama em blocos do receptor OFDM evidenciando o processo de estimação, interpolação e equalização.

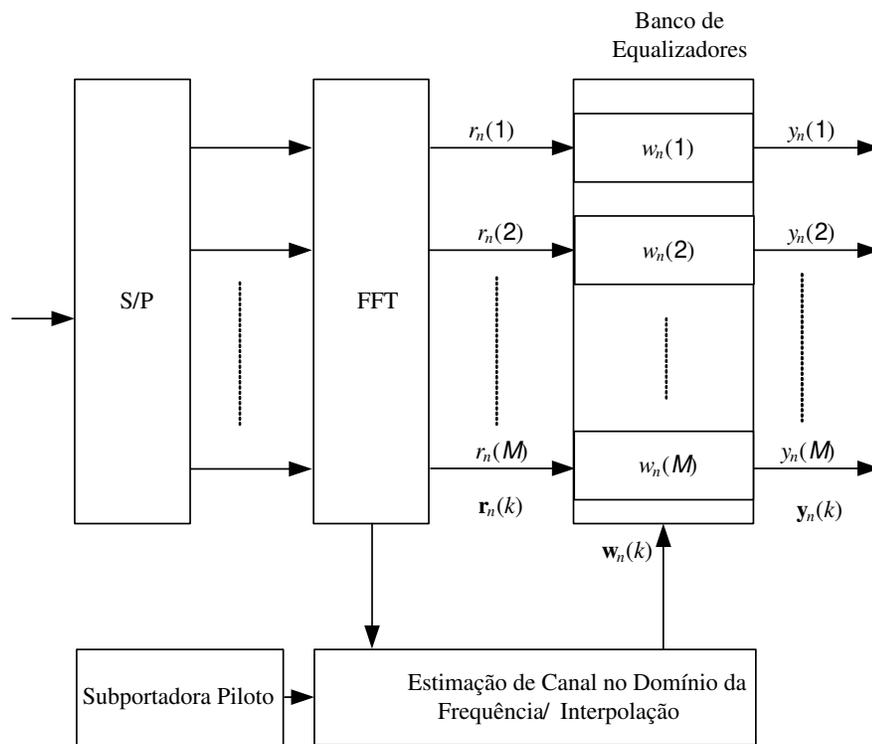


Figura 2.13: Diagrama em Blocos do receptor OFDM, expondo o sistema de estimação, interpolação e equalização.

A equação que descreve a saída do equalizador para cada subportadora, é dada por

$$y_n(k) = w_n(k) r_n(k), \quad (2.20)$$

onde  $w_n(k)$  representa o coeficiente do banco de equalizadores associado à  $k$ -ésima subportadora no  $n$ -ésimo instante de transmissão. Estes coeficientes são resultantes do inverso da resposta em frequência estimada e interpolada do canal,  $interp\{F_n(k)\}$ , dado pela equação

$$w_n(k) = \frac{1}{interp\{F_n(k)\}}. \quad (2.21)$$

### 2.1.5 Considerações Finais Sobre o Sistema OFDM

Esta seção apresenta considerações finais pertinentes ao emprego do sistema OFDM.

O tempo de guarda é inserido no símbolo OFDM para combater a interferência entre os símbolos. Entretanto, na recepção antes do processamento do sinal pela FFT o tempo de guarda é descartado. Deste modo, do ponto de vista da vazão dos dados o tempo de guarda poderia ser minimizado.

Para uma dada largura de faixa do sinal transmitido, aumentar o número de subportadoras resulta em um ganho de eficiência em termos de potência. Esse procedimento também melhora a atuação em sistemas, que utilizam a técnica OFDM, frente a canais com grande dispersão. Entretanto, o aumento no número de subportadoras provoca aumento na duração do símbolo e resulta em um sistema mais sensível ao efeito por espalhamento Doppler [1]. Outra preocupação com o aumento do número de subportadoras na comunicação OFDM, é a quantidade de cálculos executados no processamento da FFT, elevando a complexidade computacional.

Uma característica do sistema OFDM é o emprego de subportadoras pilotos. Estes tons pilotos auxiliam no processo de sincronização, estimação do canal de comunicação e da equalização, sendo que este último processo tem como objetivo corrigir as deformações na amplitude e fase de cada subportadora transmitida. Porém, o emprego das subportadoras pilotos provoca a diminuição na vazão de dados efetivos no sistema, pois onde é alocada uma subportadora piloto existe apenas informação de referência. Os dados efetivos mencionados referem-se às informações úteis para o usuário, que não sejam de alguma forma apenas referências para o sistema.

Por empregar a transmissão paralela de dados em subportadoras de largura de faixa estreita, a técnica OFDM permite aproximar as respostas em frequência das parcelas do canal ao caso ideal da resposta plana em amplitude e linearidade na resposta em fase. O conjunto resultante de

canais paralelos estreitos no domínio da frequência caracteriza um cenário de desvanecimento plano, o que vem a simplificar as necessidades de equalização.

Uma desvantagem da técnica OFDM está relacionada ao problema de picos de potências [1]. A envoltória complexa do sinal de transmissão OFDM pode apresentar altas excursões de amplitude. O sinal OFDM em banda básica é formado pela soma de sinais complexos modulados em diferentes frequências. Em alguns casos, esses sinais podem se somar ou anular em fase, resultando em um alto valor para a PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) [1] do sistema. Desta forma, o amplificador de potência do transmissor introduz distorções não lineares, que podem destruir a sintonia ortogonal entre as subportadoras.

A técnica OFDM também é sensível a desvios e sincronização na frequência [25]. Os desvios de frequência provocam a perda da ortogonalidade entre as subportadoras do sistema. Já os erros de sincronização provocam um deslocamento de fase nos símbolos estimados. A sensibilidade da técnica OFDM com relação aos desvios de frequência das subportadoras e ruído de fase é analisada em [25].

## 2.2 ALGORITMOS DE EQUALIZAÇÃO

Esta seção objetiva revisar os principais conceitos de equalização aplicados nesta tese.

### 2.2.1 Introdução a Técnica de Equalização

O processo de equalização, apresentado nas referências [4][5][7][26], é utilizado para compensar a maior parte das degradações e perdas introduzidas pelo conjunto transmissor, canal e receptor, tais como, reatâncias do transmissor, atrasos por múltiplos percursos no canal e variações temporais do canal.

A Figura 2.14 ilustra o diagrama em blocos do canal de comunicação em cadeia com o equalizador. Na Figura 2.14 os dados de entrada do canal são representados pelo conjunto  $s(n)$ , os coeficientes do canal de comunicação por  $h(n)$ , a sua saída  $s'(n)$  adicionada ao ruído gaussi-

ano  $\eta(n)$  por  $x(n)$ , os coeficientes do equalizador temporal por  $c(n)$  e a saída do sistema com os dados equalizados por  $y(n)$ .

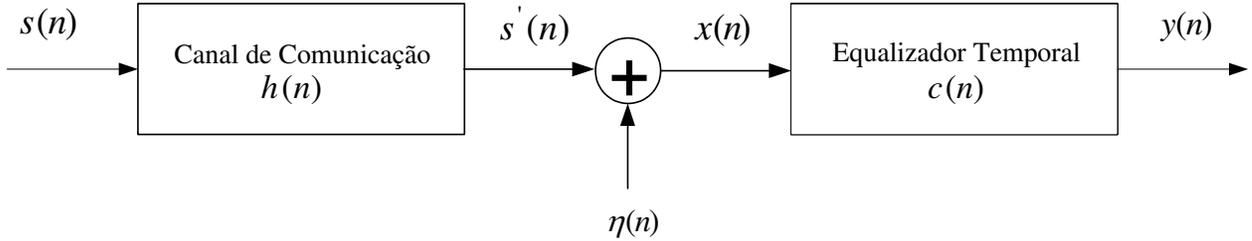


Figura 2.14: Diagrama em blocos do canal de comunicação em cadeia com o equalizador.

É importante enfatizar que deste ponto em diante, o coeficiente do equalizador temporal será designado pela letra “ $c$ ” e o coeficiente do equalizador na frequência pela letra “ $w$ ”.

O canal de comunicação pode ser representado pelo vetor transposto  $\mathbf{h}_L^T(n) = [h_0(n) \ h_1(n) \ h_2(n) \ \cdots \ h_{L-1}(n)]$ , onde os valores  $\mathbf{h}_l(n)$  podem ser números reais ou complexos e  $L$  é o comprimento do canal de comunicação. Do mesmo modo, o equalizador também pode ser representado por um conjunto de coeficientes reais ou complexos dados pelo vetor  $\mathbf{c}_T^T(n) = [c_0(n) \ c_1(n) \ c_2(n) \ \cdots \ c_{T-1}(n)]$ , onde  $T$  é o comprimento do equalizador. Na entrada do equalizador existe a ação do ruído gaussiano de média nula e variância  $\sigma_n^2$ , representado por  $\eta(n)$ . Considerando a Figura 2.14 o sinal  $x(n)$ , recebido na entrada do equalizador, pode ser expresso como

$$x(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n)s(n-l) + \eta(n), \quad (2.22)$$

$$x(n) = [h_0(n) \ h_1(n) \ h_2(n) \ \cdots \ h_{L-1}(n)] \begin{bmatrix} s(n) \\ s(n-1) \\ \vdots \\ s(n-L+1) \end{bmatrix} + \eta(n), \quad (2.23)$$

$$x(n) = \mathbf{h}_L^T \mathbf{s}_L + \eta(n). \quad (2.24)$$

Para que o equalizador consiga sucesso na redução da IES, deve-se ter  $h(n) * w(n) \cong \delta(n)$ , ou seja, a convolução entre a resposta impulsiva do canal com os coeficientes do equalizador deve ser aproximadamente um impulso unitário.

Para este fim, foram desenvolvidos métodos para o cálculo dos coeficientes do equalizador com o objetivo de se obter uma variância mínima na ponderação destes coeficientes, para a solução ótima em regime permanente.

Um desses métodos propõe minimizar os picos de distorção da IES pela seleção dos ganhos dos coeficientes, tal que a saída do equalizador seja forçada para zero nos pontos de amostragem sobre qualquer lado do pulso desejado. Entretanto, a minimização da distorção de pico é obtida somente se o diagrama de olho estiver inicialmente aberto, o que nem sempre será possível em sistema de radiocomunicação. Esta equalização é denominada de “força em zero” e, também, não leva em conta os efeitos do ruído. Para resolver estas limitações, calculam-se os coeficientes do equalizador de modo que seja minimizado o erro quadrático médio, denominado em inglês com a sigla MSE (*Mean Square Error*) [4][5][26], de todos os termos da IES mais a potência de ruído para a saída do equalizador.

O método MSE é definido por conveniência matemática e funcional como sendo

$$\varepsilon(n) = E\{e^2(n)\}, \quad (2.25)$$

$$e^2(n) = [d(n) - y(n)]^2, \quad (2.26)$$

onde o operador  $E\{\cdot\}$  representa o operador da média de uma variável aleatória,  $d(n)$  é a saída desejada e  $y(n)$  é a saída estimada dos símbolos, para o equalizador, no instante  $n$ , dada por

$$y(n) = \sum_{j=0}^{J-1} c_j(n)x(n-j) = \mathbf{c}_J^T(n)\mathbf{x}_J(n), \quad (2.27)$$

$\mathbf{x}_J^T(n) = [x(n), \dots, x(n-J+1)]$ , é o vetor com os valores da informação na entrada do equalizador e  $J$  representa o índice do coeficiente do equalizador. Realizando algumas substituições matemáticas apresentadas em [4][5][26], o erro pode ser escrito por

$$\varepsilon(\mathbf{c}_J) = \sigma_d^2 - 2\mathbf{c}_J^T \mathbf{p}_J + \mathbf{c}_J^T \mathbf{R}_{JJ} \mathbf{c}_J, \quad (2.28)$$

$$\mathbf{p}_N = E\{\mathbf{d}(n)\mathbf{x}(n)\}, \quad (2.29)$$

$$\mathbf{R}_{\mathcal{T}\mathcal{T}} = E\{\mathbf{x}_{\mathcal{T}}(n)\mathbf{x}_{\mathcal{T}}^T(n)\}, \quad (2.30)$$

onde  $\mathbf{p}_{\mathcal{T}}$  é o vetor de correlação cruzada e  $\mathbf{R}_{\mathcal{T}\mathcal{T}}$  é a matriz de autocorrelação [27][28][29]. Retomando a Equação (2.27) e multiplicando ambos os lados por  $\mathbf{x}^T(n)$ , tem-se

$$\mathbf{x}^T(n)y(n) = \mathbf{c}_{\mathcal{T}}^T(n)\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n). \quad (2.31)$$

Aplicando o operador da esperança matemática nos dois lados da Equação (2.31), tem-se  $E\{\mathbf{x}^T(n)y(n)\} = \mathbf{c}_{\mathcal{T}}^T(n)E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\}$  e deste modo é possível obter a equação

$$\mathbf{p}_{\mathcal{T}} = \mathbf{c}_{\mathcal{T}}^T(n)\mathbf{R}_{\mathcal{T}\mathcal{T}}, \quad (2.32)$$

$$\mathbf{c}_{\mathcal{T}}^T(n) = \mathbf{R}_{\mathcal{T}\mathcal{T}}^{-1} \mathbf{p}_{\mathcal{T}}, \quad (2.33)$$

A Equação (2.33) é um importante resultado teórico conhecido como solução de *Wiener* [5][20]. A literatura apresenta outro método teórico denominado de “*Steepest descent*” [4][5]. A diferença deste com relação à solução de *Wiener*, é que não se precisa conhecer a inversa da matriz de autocorrelação. Este método apresenta uma solução iterativa para a Equação (2.33), objetivando um valor ótimo para os coeficientes do equalizador.

Esse método fundamentado no gradiente estocástico [4][26], forma a base matemática para o desenvolvimento de alguns algoritmos adaptativos. O método “*Steepest descent*” requer o conhecimento das estatísticas de segunda ordem do sinal, tal como a matriz de autocorrelação e o vetor de correlação cruzada. Em sistemas reais, estas correlações podem apenas ser estimadas, e isto poderá causar erros. Assim, foi desenvolvido um método alternativo chamado de LMS [4][26], que é baseado no gradiente estocástico, o qual pode ser aplicado em situações onde as estatísticas de segunda ordem do sinal são desconhecidas. A atualização dos coeficientes do filtro é dada pela expressão

$$\mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n+1) = \mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n) + \mu e(n)\mathbf{x}_{\mathcal{T}}(n), \quad (2.34)$$

onde  $\mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n + 1)$  o vetor com os valores dos ganhos dos coeficientes do filtro da próxima iteração do algoritmo,  $\mu$  o valor do passo de adaptação e  $e(n)$  o erro.

Na literatura existem outros algoritmos, porém as duas grandes famílias que são empregadas na maioria dos projetos de algoritmos adaptativos são o LMS e o RLS [4][5]. Uma característica importante do RLS quando comparado com o LMS é a sua velocidade de convergência mais rápida. Este ganho é obtido ao custo de uma carga computacional maior [4]. É importante enfatizar que algoritmos como LMS e RLS, necessitam de uma sequência de treinamento para operarem de modo satisfatório.

Nesta tese são propostas técnicas de equalização que objetivam melhorar a vazão dos dados do sistema OFDM. Assim, também será utilizada uma classe de algoritmos, para o equalizador, denominada de cego ou autodidata [30][31]. O algoritmo é denominado cego ou autodidata pelo fato de não utilizar uma sequência de referência.

Nas próximas seções são apresentados os algoritmos cegos que servem como base para o desenvolvimento das propostas desta tese.

### 2.2.2 Algoritmo CMA

O algoritmo de equalização conhecido na literatura como CMA, foi estudado por Sato [32] no ano de 1975 e posteriormente por Godard [6] no ano de 1980. O algoritmo baseia-se na minimização de uma função de custo designada por  $J_{CM}$ . O objetivo, desta função, é ajustar uma potência  $P$  inteira do conjunto de saídas equalizadas, a um valor constante, real e positivo  $R_p$ . O valor constante  $R_p$  do algoritmo é escolhido de modo que os pontos da constelação na saída do equalizador sejam projetados sobre uma circunferência de raio  $\sqrt{R_p}$ . A função de custo  $J_{CM}$  é definida em [6] como

$$J_{CM} = \frac{1}{4} E\{(|y(n)|^P - R_p)^2\}, \quad (2.35)$$

para algum número inteiro  $P$ . É importante enfatizar que  $J_{CM}$  é uma dispersão estatística de ordem  $P$ , e deve se tratada como estatística de ordem superior do conjunto de saídas do equalizador.

Quando o valor de  $P$  é unitário, a função  $J_{CM}$  se reduz a função de custo empregada no trabalho proposto por Sato [32]. Mesmo admitindo que  $P$  pode assumir qualquer valor inteiro, a

maioria das aplicações do algoritmo CMA em equalizadores emprega a função de custo  $J_{CM}$  com a potência  $P=2$  [33][34]. A minimização da função de custo  $J_{CM}$  é feita aplicando-se o método do gradiente estocástico [3][33][34].

Assim, esta tese utilizará para a função de custo  $P=2$ , sendo designada como Função de Custo do CMA, representada por  $J_{CMA}$ , e dada por

$$J_{CMA} = \frac{1}{4} E\{(|y(n)|^2 - R_2)^2\}, \quad (2.36)$$

onde  $R_2$  é a constante de dispersão do algoritmo CMA definida por

$$R_2 = \frac{E\{\hat{s}^4\}}{E\{\hat{s}^2\}}, \quad (2.37)$$

sendo  $\hat{s} = \{\hat{s}_1, \hat{s}_2, \hat{s}_3, \dots, \hat{s}_{M-1}\}$ , conforme simbologia estabelecida na Figura 2.2, o conjunto de  $\mathcal{M}$  possíveis símbolos, ou alfabeto, referente a classe da modulação empregada. A constante  $R_p$  deve ser assim definida, pois minimiza a função de custo  $J_{CMA}$  [6].

A função  $J_{CMA}$ , definida em (2.36), apresenta mínimos locais em sua função [6][7]. Quando o método do gradiente estocástico é empregado no processo de minimização, a trajetória percorrida estará condicionada a minimização de  $J_{CMA}$  até um mínimo global. O problema é que a trajetória do gradiente pode ficar sintonizada em um mínimo local não significativo, não alcançando a convergência para um mínimo global [35]. Assim, quando o projeto de um equalizador utilizar como estrutura o filtro transversal conhecido como FIR (*Finite Impulse Response*) [33], a velocidade de convergência do algoritmo CMA dependerá do processo de inicialização dos coeficientes do filtro. Apesar deste detalhe específico, o sistema de equalização empregando a estrutura transversal é utilizado no projeto de sistemas [36].

Portanto, aplicando o método do gradiente estocástico, na Equação (2.36), obtém-se

$$\left( \frac{\partial J_{CMA}}{\partial \mathbf{c}_{\mathcal{T}}^*(n)} \right) = \left( \frac{\partial E\{(|y(n)|^2 - R_2)^2\}}{\partial \mathbf{c}_{\mathcal{T}}^*(n)} \right), \quad (2.38)$$

onde os coeficientes do equalizador são dados pela expressão

$$\mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n+1) = \mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n) + \mu \left( - \frac{\partial J_{CMA}}{\partial \mathbf{c}_{\mathcal{T}}^*(n)} \right), \quad (2.39)$$

onde  $\left(-\frac{\partial J_{CMA}}{\partial \mathbf{c}_{\mathcal{T}}^*(n)}\right)$  é a  $n$ -ésima componente da derivada do gradiente, calculada em relação aos coeficientes do equalizador. Desenvolvendo a equação (2.39) tem-se

$$\left(\frac{\partial J_{CMA}}{\partial \mathbf{c}_{\mathcal{T}}^*(n)}\right) = E \left[ 2(|y(n)|^2 - R_p) 2 |y(n)|^{2-1} \frac{\partial \left( (\mathbf{x}(n)^T \mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n))^* (\mathbf{x}(n)^T \mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n)) \right)^{\frac{1}{2}}}{\partial \mathbf{c}_{\mathcal{T}}^*(n)} \right] \quad (2.40)$$

$$= E \left[ 2(|y(n)|^2 - R_p) |y(n)| \left( (\mathbf{x}(n)^T \mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n))^* (\mathbf{x}(n)^T \mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n)) \right)^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \left( (\mathbf{x}(n)^T \mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n))^* (\mathbf{x}(n)^T \mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n)) \right)}{\partial \mathbf{c}_{\mathcal{T}}^*(n)} \right], \quad (2.41)$$

$$\left(\frac{\partial J_{CMA}}{\partial \mathbf{c}_{\mathcal{T}}^*(n)}\right) = E \left[ 2(|y(n)|^2 - R_p) |y(n)| (\mathbf{x}(n)^{T*} \mathbf{c}_{\mathcal{T}}^*(n) \mathbf{x}(n)^T \mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n))^{-\frac{1}{2}} (\mathbf{x}(n)^{T*} \mathbf{x}(n)^T \mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n)) \right]. \quad (2.42)$$

Substituindo  $y(n) = \mathbf{x}(n)^T \mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n)$  e  $y(n)^* = \mathbf{x}(n)^{T*} \mathbf{c}_{\mathcal{T}}^*(n)$ , a Equação (2.42) é reescrita como

$$\left(\frac{\partial J_{CMA}}{\partial \mathbf{c}_{\mathcal{T}}^*(n)}\right) = E \left[ 2(|y(n)|^2 - R_p) |y(n)| (y(n)^* y(n))^{-\frac{1}{2}} (\mathbf{x}(n)^{T*} y(n)) \right]. \quad (2.43)$$

Desenvolvendo a Equação (2.43) e substituindo os resultados na Equação (2.39), obtém-se como resultado a expressão

$$\mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n+1) = \mathbf{c}_{\mathcal{T}}(n) - 2\mu y(n) (|y(n)|^2 - R_p) \mathbf{x}(n)^{T*}. \quad (2.44)$$

### 2.2.3 Algoritmo Autodidata Concorrente CMA-DD

O equalizador concorrente proposto por De Castro *et al.* [8], cria uma solução para combinar as adaptações do algoritmo CMA e DD simultaneamente para equalizar modelos de canais

de fase não mínima [33]. Esta técnica foi proposta para um sistema de comunicação com uma única portadora empregando um esquema de modulação QAM. As adaptações cooperativas entre os algoritmos CMA e DD permitem que o CMA seja capaz de atingir um erro mínimo, MSE, suficiente para comutar para o modo de decisão direta. O conceito original do equalizador concorrente é ilustrado na Figura 2.15.

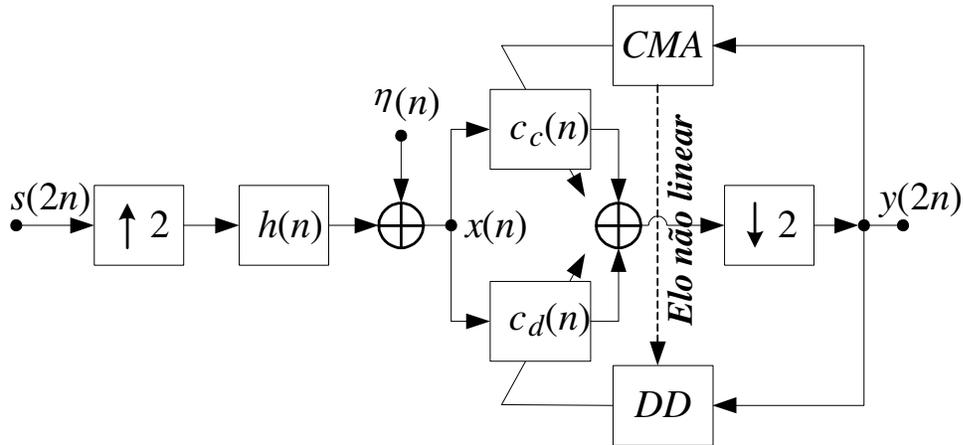


Figura 2.15: Modelo de comunicação em Banda Básica para o equalizador CMA-DD.

A mudança na taxa de sinalização é realizada no modelo de comunicação da Figura 2.15, para que seja possível operar o equalizador na taxa fracionária. Originalmente o equalizador concorrente foi concebido para operar com o período de amostragem fracionário de  $T_s/2$ , onde  $T_s$ , conforme já definido, é o tempo de sinalização do símbolo [8].

A proposta original prevê a utilização de dois filtros com resposta impulsiva finita, com  $\mathcal{T}$  coeficientes, em  $\mathbf{c}_c$  (coeficientes referentes ao algoritmo CMA) e  $\mathbf{c}_d$  (coeficientes referentes ao algoritmo DD), dispostos em paralelo com uma configuração adaptativa mestre e escravo. O filtro escravo  $\mathbf{c}_d$  é adaptado com o algoritmo DD somente se a saída do equalizador é decidida corretamente. A confiança no processo decisório é estimada usando a adaptação mestre com o algoritmo CMA. Se as decisões tomadas antes e depois do ajuste do algoritmo CMA são as mesmas, a decisão pode ser considerada correta para o ajuste do algoritmo DD. Isso estabelece uma ligação não linear  $D_Q$  a qual ativa os ajustes DD do coeficiente  $\mathbf{c}_d$ .

Assim, todas as equações propostas no algoritmo por De Castro *et al.* [8], são mostradas pela Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Algoritmo da equalização concorrente CMA-DD.

Inicializar os vetores  $\mathbf{c}_d$  e  $\mathbf{c}_c$  como

$$\mathbf{c}_d = 0 + j0, \quad \mathbf{c}_c = \begin{cases} 0 + j0, & k = 0, 1, \dots, \mathcal{T} - 1, k \neq \xi \\ 1 + j0, & k = \xi \end{cases},$$

$j = \sqrt{-1}$ , onde  $\mathcal{T}$  é a dimensão dos vetores  $\mathbf{c}_d$  e  $\mathbf{c}_c$  (comprimento do equalizador) e  $\xi$ ,  $0 < \xi < \mathcal{T} - 1$  é o índice do único peso do vetor de coeficientes  $\mathbf{c}_c$  a ser inicializado com o valor  $1 + j0$ .

Inicializar o indexador de amostras recebidas por amostragem fracionária do canal:  $i = 1$ .

Inicializar o indexador de regressão do canal:  $n = 0$ .

Obter a saída do equalizador para o instante  $n$ :

$$y(2n) = \mathbf{c}_c^T(2n)\mathbf{x}(2n) + \mathbf{c}_d^T(2n)\mathbf{x}(2n).$$

Atualizar o vetor de coeficientes  $\mathbf{c}_c$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_c(2(n+1)) &= \mathbf{c}_c(2n) + \mu_c \varepsilon(2n) \mathbf{x}^*(2n), \\ \varepsilon(2n) &= y(2n)(R_2 - |y(2n)|^2). \end{aligned}$$

Onde  $\mu_c$  é o passo de adaptação do vetor  $\mathbf{c}_c$ ,  $\mu_c > 0$ .

Atualizar o vetor de coeficientes  $\mathbf{c}_d$ :

$$\mathbf{c}_d(2(n+1)) = \mathbf{c}_d(2(n+1)) + \mu_d [1 - D_Q][Q\{y(2n)\} - y(2n)] \mathbf{x}^*(2n),$$

onde  $\mu_d$  é o passo de adaptação do vetor  $\mathbf{c}_d$ ,  $\mu_d > 0$ .

$$D_Q = \begin{cases} 0, & Q\{y(2n)\} = Q\{\tilde{y}(2n)\} \\ 1, & Q\{y(2n)\} \neq Q\{\tilde{y}(2n)\}, \end{cases}$$

sendo,

$$\tilde{y}(2n) = \mathbf{c}_c^T(2(n+1))\mathbf{x}(2n) + \mathbf{c}_d^T(2n)\mathbf{x}(2n),$$

onde  $R_2 = E\{\hat{s}(n)^4\}/E\{\hat{s}(n)^2\}$ ,

$\mathbf{x}(2n)$ , é uma memória que contém as últimas  $V$  amostras fracionárias da entrada, isto é,

$$\mathbf{x}^T(2n) = [x(2n) \ x(2n-1) \ \dots \ x(2n-V+1)],$$

$$\mathbf{c}_c^T(0) = [0 \ \dots \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0], \quad \mathbf{c}_d^T(0) = [0 \ \dots \ 0 \ \dots \ 0],$$

$Q\{\cdot\}$  implanta a regra da decisão pela distância mínima sobre os pontos da constelação QAM,

$R_2$  é a dispersão da energia do CMA na constelação QAM,

$\mu_c$  e  $\mu_d$  é o ganho da adaptação do algoritmo CMA e DD respectivamente.

### 2.2.4 Algoritmo Autodidata Concorrente CMA-SDD

O equalizador autodidata concorrente CMA-SDD foi proposto por Chen [9][10], baseado no conceito de concorrência desenvolvido por De Castro *et al.* [8]. O modelo em banda básica para o equalizador CMA-SDD é ilustrado na Figura 2.16.

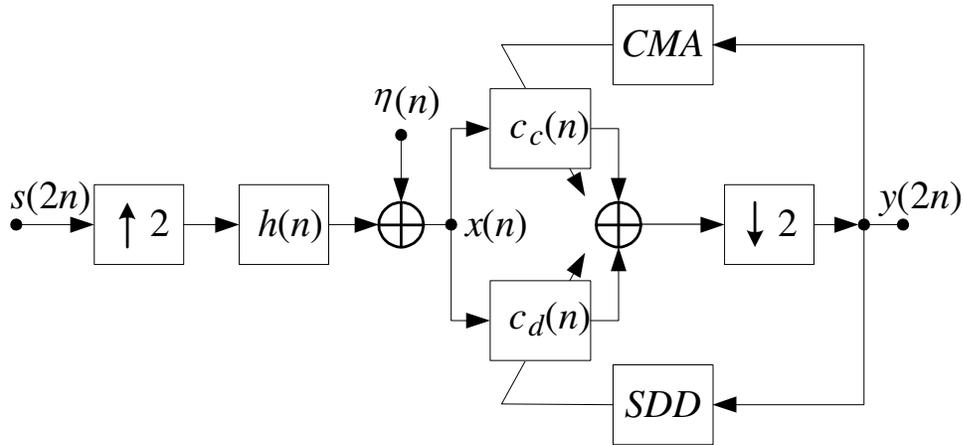


Figura 2.16: Modelo de comunicação em banda básica para o equalizador CMA-SDD.

No modelo de comunicação da Figura 2.16, observa-se que o sinal de entrada é amostrado a uma taxa  $T_s/2$  e na sequência processado pelo canal e o equalizador de modo fracionário. Antes da saída o sinal é amostrado novamente para retornar a taxa de sinalização originalmente transmitida  $T_s$ .

Deste modo, analisando o modelo modificado do equalizador concorrente, observa-se que para utilizar o SDD é necessário remover a ligação não linear  $D_Q$ . A saída do equalizador concorrente é ponderada por um termo exponencial que vai de encontro a quatro possíveis decisões pré-selecionadas. As regiões para essa decisão suave são previamente definidas em uma região na constelação, designada por  $S_{il}$ , ilustrada na Figura 2.17. Esta modificação torna o equalizador concorrente CMA-SDD mais robusto com relação à propagação de erro, devido a decisões erradas no processo adaptativo, o qual ajusta os coeficientes do filtro concorrente  $\mathbf{c}_d$ .

O algoritmo SDD é derivado através da maximização de uma função denominada  $J_{LMAP}$  com relação à  $\mathbf{c}_d$ . A função de otimização é definida logicamente através de uma função de densidade de probabilidade *a posteriori*, denominada  $f_S(s(2n) \in S_{il} | y(2n))$ , onde  $S_{il} = \{s_{pq} | p = 2i - 1, 2i; q = 2l - 1, 2l\}$  é uma das quatro regiões da constelação de símbolos como

exemplificado na Figura 2.17. A função *a posteriori* pode ser aproximada, assumindo que a equalização CMA é capaz de ajustar o equalizador de modo suficiente para obter uma saída modelada como  $\mathfrak{M}$  conjuntos Gaussianos [27][28][29]. Assim, se todos os símbolos emitidos pela fonte são transmitidos com igual probabilidade, maximizar a função  $f_S(s(2n) \in S_{il}|y(2n))$  é aproximadamente equivalente a maximizar a função de verossimilhança  $f_Y(y(2n)|s(2n) \in S_{il})$ .

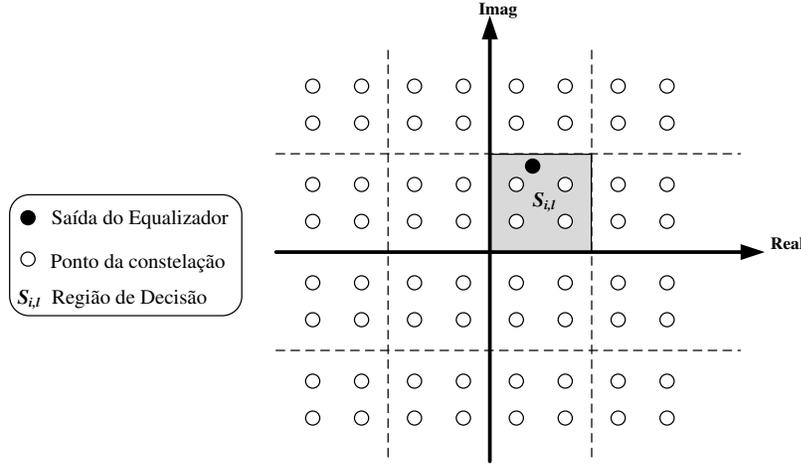


Figura 2.17: Regiões de decisão para a adaptação por decisão direta suave usando o esquema de modulação 64 QAM.

Portanto, a função de otimização para o algoritmo SDD, pode ser obtida como uma soma de funções de densidade condicional Gaussiana calculada para cada um dos quatro símbolos do conjunto na região  $S_{il}$ , escrita por

$$\begin{aligned}
 J_{LMAP}(\mathbf{c}_d) &= \log(f_Y(y(2n)|s(2n) \in S_{il})) \\
 &\approx \log \sum_{p=2i-1}^{2i} \sum_{q=2l-1}^{2l} \frac{1}{2\pi\rho} \exp\left(-\frac{|y(2n) - s_{pq}|^2}{2\rho}\right),
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

onde cada conjunto  $(p, q)$ , dado por  $s_{pq}$ , é descorrelacionado nas componentes de fase e quadratura com fator de dispersão  $\rho$ . Assim, a otimização do algoritmo SDD, em  $\mathbf{c}_d$ , é obtida por meio do método do gradiente estocástico, que é usado para maximizar a função  $J_{LMAP}(\mathbf{c}_d)$ , escrita por

$$\mathbf{c}_d(2(n+1)) = \mathbf{c}_d(2(n+1)) + \mu_d \nabla_{\mathbf{c}_d} J_{LMAP}(\mathbf{c}_d), \tag{2.46}$$

onde

$$\mathbf{c}_d = [\alpha_0 + j\beta_0, \alpha_1 + j\beta_1, \dots, \alpha_{N-1} + j\beta_{N-1}]^T, \quad (2.47)$$

$$\nabla_{\mathbf{c}_d} J_{LMAP}(\mathbf{c}_d) = \left[ \frac{\partial J_{LMAP}(\alpha_0)}{\partial \alpha_0} + j \frac{\partial J_{LMAP}(\beta_0)}{\partial \beta_0}, \dots, \frac{\partial J_{LMAP}(\alpha_{N-1})}{\partial \alpha_{N-1}} + j \frac{\partial J_{LMAP}(\beta_{N-1})}{\partial \beta_{N-1}} \right]^T, \quad (2.48)$$

$$\nabla_{\mathbf{c}_d} J_{LMAP}(\mathbf{c}_d) = \frac{\sum_{p=2i-1}^{2i} \sum_{q=2l-1}^{2l} \exp\left(-\frac{|y(2n) - s_{pq}|^2}{2\rho}\right) (s_{pq} - y(2n))}{\sum_{p=2i-1}^{2i} \sum_{q=2l-1}^{2l} \exp\left(-\frac{|y(2n) - s_{pq}|^2}{2\rho}\right)} \mathbf{x}^*(2n). \quad (2.49)$$

Finalmente, o algoritmo do equalizador concorrente é apresentado na Tabela 2.3.

Tabela 2.3: Algoritmo da equalização concorrente CMA-SDD.

Inicializar os vetores  $\mathbf{c}_d$  e  $\mathbf{c}_c$  como

$$\mathbf{c}_d = 0 + j0, \quad \mathbf{c}_c = \begin{cases} 0 + j0, & k = 0, 1, \dots, \mathcal{T} - 1, k \neq \xi \\ 1 + j0, & k = \xi \end{cases},$$

$j = \sqrt{-1}$ , onde  $\mathcal{T}$  é a dimensão dos vetores  $\mathbf{c}_d$  e  $\mathbf{c}_c$  (comprimento do equalizador) e  $\xi$ ,  $0 < \xi < \mathcal{T} - 1$  é o índice do único peso do vetor de coeficientes  $\mathbf{c}_c$  a ser inicializado com o valor  $1 + j0$ .

Inicializar o indexador de amostras recebidas por amostragem fracionária do canal:  $i = 1$ .

Inicializar o indexador de regressão do canal:  $n = 0$ .

Obter a saída do equalizador para o instante  $n$ :  $y(2n) = \mathbf{c}_c^T(2n)\mathbf{x}(2n) + \mathbf{c}_d^T(2n)\mathbf{x}(2n)$ .

Atualizar o vetor de coeficientes  $\mathbf{c}_c$ :  $\mathbf{c}_c(2(n+1)) = \mathbf{c}_c(2n) + \mu_c \varepsilon(2n)\mathbf{x}^*(2n)$ ,

$$\varepsilon(2n) = y(2n)(R_2 - |y(2n)|^2).$$

Onde  $\mu_c$  é o passo de adaptação do vetor  $\mathbf{c}_c$ ,  $\mu_c > 0$ .

Atualizar o vetor de coeficientes  $\mathbf{c}_d$ :  $\mathbf{c}_d(2(n+1)) = \mathbf{c}_d(2n) + \mu_d \nabla_{\mathbf{c}_d} J_{LMAP}(\mathbf{c}_d)$ ,

sendo,

$$\nabla_{\mathbf{c}_d} J_{LMAP}(\mathbf{c}_d) = \frac{\sum_{p=2i-1}^{2i} \sum_{q=2l-1}^{2l} \exp\left(-\frac{|y(2n) - s_{pq}|^2}{2\rho}\right) (s_{pq} - y(2n))}{\sum_{p=2i-1}^{2i} \sum_{q=2l-1}^{2l} \exp\left(-\frac{|y(2n) - s_{pq}|^2}{2\rho}\right)} \mathbf{x}^*(2n).$$

Onde  $\mu_d$  é o passo de adaptação do vetor  $\mathbf{c}_d$ ,  $\mu_d > 0$  e  $R_2 = E\{\hat{s}(n)^4\}/E\{\hat{s}(n)^2\}$

### 2.2.5 Modelo de Equalização Pré-FFT Proposto por Armour

Na pesquisa bibliográfica realizada sobre equalização temporal em sistemas OFDM, o modelo proposto por Armour [19][37][38][39][40] despertou interesse. A concepção empregada utiliza as informações processadas na saída do receptor OFDM, para servir como parâmetro de entrada no algoritmo de adaptação dos coeficientes do equalizador temporal. Deste modo é possível minimizar o prefixo cíclico e aumentar a vazão dos dados. O sistema OFDM combinado com o equalizador temporal é ilustrado na Figura 2.18.

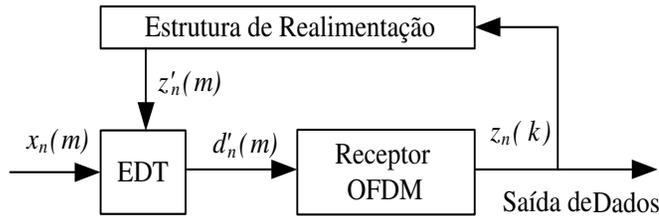


Figura 2.18: Receptor OFDM combinado com o equalizador temporal.

Este modelo apresenta o receptor OFDM precedido por um EDT (Equalizador no Domínio do Tempo) que possui seus coeficientes atualizados a partir de uma estrutura de realimentação. O sinal de entrada  $x_n(m)$  é filtrado pelo EDT que produz a sequência equalizada  $d'_n(m)$ . O índice  $n$  representa o  $n$ -ésimo símbolo OFDM da  $m$ -ésima amostra temporal do símbolo. O sinal  $d'_n(m)$  é processado pelo receptor OFDM, e a informação resultante  $z_n(k)$ , onde  $k$  é o índice da  $k$ -ésima subportadora, é realimentada para o domínio do tempo, como o objetivo de gerar uma referência, denominada de  $z'_n(m)$ , para o equalizador temporal também designado de pré-FFT. A estrutura de realimentação é ilustrada na Figura 2.19.

Após a filtragem da sequência de dados  $x_n(m)$  gera-se o sinal  $d'_n(m)$ . Na sequência o prefixo cíclico é extraído e o sinal resultante é aplicado a uma FFT gerando o sinal  $r_n(k)$  no domínio da frequência. O sinal  $r_n(k)$  é empregado no estimador de canal juntamente com as pilotos de referência do  $n$ -ésimo símbolo  $P_n(k)$ . Essa operação gera  $w_n(k)$ , já interpolado, que contém informações sobre o perfil do canal de comunicação. Os sinais  $r_n(k)$  e  $w_n(k)$  são processados pelo EDF (Equalizador no Domínio da Frequência) gerando a saída equalizada  $y_n(k)$ . O sinal  $y_n(k)$  é decidido produzindo o sinal  $z_n(k)$ . A informação contida em  $z'_n(m)$  é obtida após a

IFFT e a inserção do prefixo cíclico. Este sinal é utilizado como referência para o algoritmo adaptativo que calcula os coeficientes do EDT.

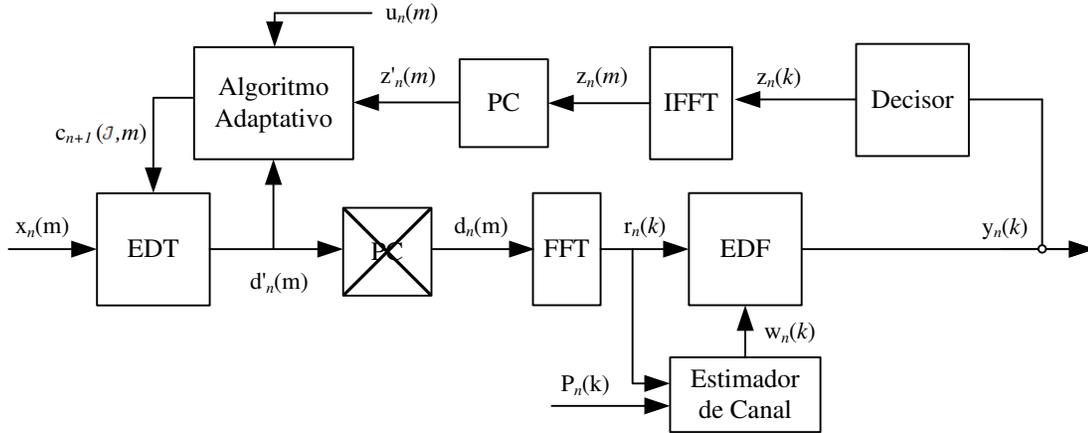


Figura 2.19: Estrutura de realimentação e o equalizador temporal incorporado ao sistema de recepção OFDM

É importante enfatizar que no receptor são geradas as subportadoras pilotos  $P_n(k)$ , com objetivo de auxiliar no processo de estimação do canal de comunicação. Vale ressaltar, que as subportadoras pilotos geradas no receptor estão perfeitamente sincronizadas com as enviadas pelo transmissor.

A estrutura do EDT é composta por um filtro linear transversal empregando os coeficientes  $c_{n+1}(j, m)$ , onde  $j$  representa o índice do coeficiente do equalizador. O equalizador opera na taxa de símbolo representado por  $1/T_s$ . A estrutura proposta para o equalizador é ilustrada na Figura 2.20.

A saída do equalizador é calculada pela equação

$$d'_n(m) = \sum_{j=0}^m c_n(j, m)x_n(m-j) + \sum_{j=m+1}^{\mathcal{T}} c_n(j, m)x_{n-1}(M+G+m-j), \quad (2.50)$$

onde o segundo termo da Equação (2.50), que reflete a transição entre os símbolos no processo de filtragem, será nulo quando  $\mathcal{T} < m + 1$ .

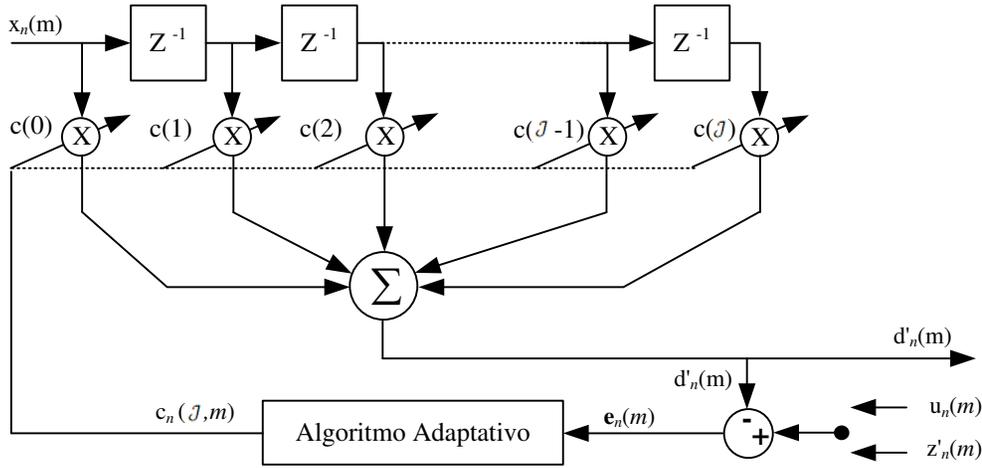


Figura 2.20: Modelo do equalizador temporal.

O processo de adaptação do algoritmo no EDT, segundo Armour [19][37][38][39][40], pode ser realizado utilizando a supervisão por uma ST (Sequência de Treinamento) ou pelo método DD.

No método da supervisão utiliza-se no algoritmo de equalização a informação presente na saída do equalizador  $d'_n(m)$  e a sequência de treinamento  $u_n(m)$ . A sequência de treinamento temporal é gerada no receptor e está sincronizada com a sequência enviada pelo transmissor. Esse procedimento gera o vetor de coeficientes do equalizador para a próxima amostra a ser transmitida  $c_n(j, m + 1)$ . Neste caso, o algoritmo LMS convencional supervisionado pode ser empregado para atualizar os coeficientes do EDT, utilizando para esse cálculo as expressões.

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_n(m + 1) &= \mathbf{c}_n(m) + \mu e_n(m) \mathbf{b}_n^*(m), \\ e_n(m) &= u_n(m) - d'_n(m), \end{aligned} \quad (2.51)$$

onde  $\mathbf{b}_n(m) = [x_n(m) \quad x_n(m - 1) \quad \dots \quad x_n(m - J)]$  e  $d'_n(m)$  é a saída do equalizador dada pela Equação (2.50). Quando o processo de supervisão é aplicado, o erro pode ser calculado pela diferença entre a saída do equalizador e a sequência de treinamento que foi transmitida.

Já o processo de adaptação dos coeficientes do EDT utilizando a decisão direta deve ser feito por um algoritmo LMS treinado em bloco. Não é possível empregar o algoritmo LMS convencional, pois a estrutura paralela da comunicação OFDM impede que um símbolo completo seja recebido antes que o processamento da FFT e da decisão terminem. Desta forma, a sequência de treinamento obtida por decisão direta estará disponível para o algoritmo de adaptação com

atraso de um símbolo OFDM. Por este motivo, a adaptação do EDT deve ser feita por símbolo e não por amostra. Deve-se enfatizar, porém, que as adaptações que seriam feitas por amostra são acumuladas e feitas de uma só vez para o símbolo seguinte. Isto estabelece uma taxa atualização de  $1/M$  vezes da taxa de símbolo. As modificações estão detalhadas em [19] e sua forma geral é apresentada pelo seguinte conjunto de equações

$$\mathbf{c}_{n+1}(J, m) = \mathbf{c}_n(J, m) + \sum_{n=0}^{M-1} \mu e_n(m) x_n(m)^*, \quad (2.52)$$

$$e_n(m) = z'_n(m) - d'_n(m).$$

O passo de equalização e a informação de referência realimentada pela estrutura são representados por  $\mu$  e  $z'_n(m)$ , respectivamente. O termo da soma em  $\mathbf{c}_{n+1}(J, m)$  na Equação (2.52) reproduz os cálculos do método da decisão direta e da supervisão. A saída  $d'_n(m)$  do equalizador é dada pela Equação (2.50). Este tipo de solução pode ser aplicado em sistemas onde a resposta impulsiva do canal não varia de forma significativa no intervalo de um período do símbolo OFDM.

O trabalho de Armour mostrou que é possível e viável a equalização pré-FFT em sistemas OFDM onde o prefixo cíclico é insuficiente para evitar interferência entre os símbolos. A vantagem de projetar receptores com equalizadores pré-FFT é a possibilidade de aumentar a eficiência de transmissão, transmitindo informação efetiva no intervalo de tempo onde se transmite o prefixo cíclico. Porém, o modelo criado por Armour prevê o emprego de uma sequência de treinamento conseguindo melhorar a BER (*Bit Error Rate*). Essas informações, juntamente com as apresentadas nas seções anteriores motivaram a criação de um equalizador temporal pré-FFT que permitisse a operação autoidata para minimizar a BER.

### 2.2.6 Considerações Finais Sobre a Equalização

A equalização autoidata se mostra útil para situações onde não dispomos do conhecimento prévio da sequência de dados. Esta classe de equalizadores opera sem a necessidade de uma sequência de treinamento

Por ser o canal de televisão digital considerado de banda larga, geralmente ocorrem problemas devido aos múltiplos percursos, necessitando de um equalizador para combater este problema.

Em um sistema digital apenas um múltiplo percurso já poderia causar uma alta taxa de erro no sistema. Assim, um equalizador deve possuir resposta impulsiva mais longa que a dispersão do canal para combater distorções do canal. Deste modo, o equalizador pode corrigir interferência entre símbolos pré- e pós-cursor.

### 3 SISTEMA DE EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PÓS-FFT

Este capítulo objetiva apresentar uma revisão da literatura relacionada, o algoritmo proposto, a metodologia e os resultados das simulações para a equalização concorrente pós-FFT.

A motivação para desenvolver este capítulo está focada na meta de aumentar a vazão dos dados, sem prejudicar o desempenho na taxa de erro de bits dos sistemas OFDM.

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Os sistemas que empregam a tecnologia OFDM, são concebidos basicamente para oferecer dois tipos de proteção contra as degradações provocadas pela resposta impulsiva do canal de comunicação. A primeira proteção é obtida no domínio do tempo inserindo um prefixo cíclico em cada símbolo OFDM. A finalidade é prevenir a interferência entre os símbolos. A segunda proteção é proposta para combater a interferência intrassímbolo. Esta proteção é obtida no domínio da frequência, explorando a referência presente nas subportadoras pilotos, através da estimação de canal que auxilia na compensação da atenuação na amplitude e na rotação de fase em cada subportadora. Ambas as proteções são eficazes nos sistemas OFDM, mas infelizmente a inserção do PC e o emprego das subportadoras pilotos, embora úteis para o sincronismo, provocam a redução na vazão de dados em um grande número de padrões de radiocomunicação, incluindo o IEEE 802.16 [14] e o DVB-T [16].

O objetivo do sistema de equalização proposto neste capítulo é minimizar o número de subportadoras pilotos para aumentar a vazão do sistema mantendo um nível de desempenho, de  $BER \times E_b/N_0$ , aceitável para sistemas de comunicação. Deste modo, o capítulo aborda uma solução para o problema da interferência intrassímbolo através da equalização concorrente no domínio da frequência.

É importante enfatizar que para a equalização de canal operar eficientemente, é preciso que o sincronismo da subportadora e do símbolo seja ajustado de modo adequado na cadeia da transmissão digital. A representação proposta nesta tese considera o receptor e o transmissor em perfeito sincronismo.

### 3.2 TRABALHOS RELACIONADOS A EQUALIZADORES CONCORRENTES E PÓS-FFT

O receptor OFDM convencional utiliza a informação contida nas subportadoras pilotos para viabilizar a estimação do canal e a equalização na frequência. Um modo de reduzir a necessidade dos sistemas utilizarem subportadoras pilotos é empregar técnicas de equalização cega. No caso do sistema OFDM, o esquema de equalização para operar no domínio da frequência tem como objetivo corrigir as degradações na amplitude e na fase de cada subportadora do dado recebido em uma comunicação. Estas degradações, conhecidas como interferência intrassímbolo, são responsáveis pelo aumento na taxa de erro de bits.

Nesta linha, as técnicas denominadas CMA [6][7] e DD [4][5], são algoritmos de equalização amplamente utilizados. Ambas as técnicas normalmente podem ser combinadas pelo chaveamento entre o modo CMA e DD, após a convergência parcial do CMA. Esta estratégia auxilia na melhora do desempenho do erro quadrático médio do algoritmo CMA em sistemas de comunicação que são projetados para operar com moduladores em amplitude e quadratura conhecidos como QAM. A técnica, conhecida como concorrente [8], é considerada uma solução eficiente e automática de se combinar o CMA com algoritmos baseados em decisão de símbolos de uma constelação de sinais, tais como o DD ou SDD [8][9]. A proposta concorrente conforme descrita no segundo capítulo estabelece uma estrutura alternativa paralela mestre-escravo, o qual pode usar ambos os algoritmos CMA e DD ao mesmo tempo. Dois filtros usados em paralelo e suas saídas adicionadas podem produzir a resposta equalizada concorrente. O equalizador mestre é inicializado com uma resposta em frequência plana, isto é, com um único pulso de inicialização, denominado de *Single Spike*, sendo adaptado pelo CMA. O equalizador escravo é inicializado para produzir uma resposta nula com todos os coeficientes do equalizador configurados em zero. O segundo filtro equalizador é atualizado usando o DD condicionado a uma função não linear o qual mede a qualidade da adaptação CMA. Tal qualidade é calculada comparando as decisões na saída do equalizador antes e depois do ajuste CMA. Se as saídas decididas são a mesmas a decisão provavelmente é a correta.

Desde a primeira publicação do Algoritmo Concorrente por De Castro *et al.* em 2001 [8], vários trabalhos se seguiram, fundamentados no conceito original de concorrência. Em geral, esses trabalhos posteriores focaram nos aspectos mais expressivos do algoritmo, tais como baixo

erro residual (*error floor*), capacidade de recuperação de fase da portadora e na velocidade de convergência.

Dos trabalhos posteriores ao elaborado por De Castro *et al.*, vale destacar o de Chen [9][10], que em 2004 propôs um esquema concorrente CMA-SDD com complexidade equivalente ao CMA-DD, porém com velocidade de convergência ainda mais rápida para os casos estudados. Adicionalmente, Chen removeu a relação não linear entre o mestre e o escravo do equalizador CMA e SDD. A relação não é necessária porque o SDD naturalmente trata as incertezas da decisão dentro de uma região na constelação compreendida entre quatro símbolos. Simultaneamente atualizam-se ambos os equalizadores que são habilitados sem preocupar-se com a propagação do erro devido às adaptações incorretas.

Outras derivações merecem ser citadas. Por exemplo, Shun-lan e Ming-zeng [41] propuseram uma nova formulação com o equalizador MSCA (*Modified Square Contour Algorithm*) em substituição ao CMA, enquanto Rao *et al.* [42] propôs o uso de um algoritmo denominado VSCMA (*Vector Constant Modulus Algorithm*).

Aplicações do equalizador concorrente em sistemas de comunicação já começam a surgir. Tipicamente, o algoritmo precisa ser adequado às especificidades do sistema ao qual será aplicado. Por exemplo, Hadeif [43] utilizou uma variação do concorrente para redução da IES e, consequentemente, da interferência de múltiplo acesso para sistemas DS-CDMA (*Direct Sequence – Code Division Multiple-Access*) com detecção para múltiplos usuários. O concorrente também foi ligeiramente modificado por Rao *et al.* [42] para se adequar a aplicações de transmissão de dados por propagação acústica em ambientes aquáticos variantes no tempo.

Seguindo a linha de aplicações do concorrente em sistemas de comunicação, este capítulo emprega o algoritmo CMA-DD, também designado por *hard* concorrente, e CMA-SDD, também designado por *soft* concorrente, para equalização no domínio da frequência, em uma configuração pós-FFT, em sistemas OFDM.

Se o sistema OFDM for configurado corretamente, o modelo do canal para cada subportadora pode ser considerado plano. Este cenário é garantido quando a duração do prefixo cíclico é escolhida de forma suficiente para evitar a IES. Adicionalmente, o número de subportadoras deve ser escolhido de tal modo que a largura de faixa da subportadora seja considerada banda estreita, com a largura de banda muito menor do que a banda de coerência do canal.

Considerando este modelo, são propostos algoritmos concorrentes modificados baseados em De Castro [8] e Chen [9], respectivamente, que atualizam um banco de equalizadores concorrentes com um único coeficiente. Deste modo, é permitida uma redução significativa no número de subportadoras pilotos usadas para estimar a resposta do canal. No estudo realizado foram investigadas duas metodologias para operar o sistema de recepção OFDM modificado. A primeira metodologia apresenta as subportadoras pilotos de forma espalhada no primeiro símbolo de cada superquadro. Já a segunda proposta foi realizada através da transmissão de um símbolo piloto a cada superquadro.

### 3.3 EQUALIZADOR AUTODIDATA CONCORRENTE PÓS-FFT

Esta seção tem como objetivo apresentar um algoritmo para um equalizador autodidata, que pode operar no sistema OFDM no domínio da frequência. O algoritmo contribui com a filosofia concorrente, pois é uma versão modificada para ser empregada em sistemas OFDM.

#### 3.3.1 Equalizador Concorrente Modificado

Como ilustrado na Figura 2.15 e Figura 2.16 e nos algoritmos da Tabela 2.2 e Tabela 2.3, o equalizador concorrente é caracterizado pela adaptação de dois filtros FIR independentes.

Entretanto, note que a saída do equalizador  $y(2n) = \mathbf{c}_c^T(2n)\mathbf{x}(2n) + \mathbf{c}_d^T(2n)\mathbf{x}(2n)$  pode ser escrita usando um único filtro, isto é,  $y(2n) = \mathbf{c}^T(2n)\mathbf{x}(2n)$  [44]. Neste caso, ao invés do equalizador concorrente utilizar dois filtros, pode-se estabelecer um único filtro equivalente com adaptações concorrentes economizando memória e operações matemáticas. Com esta simples modificação o algoritmo pode ser reescrito para o modo CMA-DD, como ilustrado na Figura 3.1, de acordo com as expressões

$$y(2n) = \mathbf{c}^T(2n)\mathbf{x}(2n), \quad (3.1)$$

$$\mathbf{c}(2(n+1)) = \mathbf{c}(2n) + \mu_c \varepsilon(2n) \mathbf{x}^*(2n), \quad (3.2)$$

onde o erro de adaptação do algoritmo é dado pela expressão

$$\varepsilon(2n) = y(2n)(R_2 - |y(2n)|^2). \quad (3.3)$$

Portanto,

$$\tilde{y}(2n) = \mathbf{c}^T(2(n+1))\mathbf{x}(2n), \quad (3.4)$$

$$\mathbf{c}(2(n+1)) = \mathbf{c}(2(n+1)) + \mu_d[1 - D_Q][Q\{y(2n)\} - y(2n)]\mathbf{x}^*(2n), \quad (3.5)$$

onde o fator  $D_Q$  é dado por

$$D_Q = \begin{cases} 0, & Q\{y(2n)\} = Q\{\tilde{y}(2n)\} \\ 1, & Q\{y(2n)\} \neq Q\{\tilde{y}(2n)\}. \end{cases} \quad (3.6)$$

A atualização dos coeficientes do equalizador, para o algoritmo concorrente baseado no algoritmo CMA-SDD, fica sendo dada pelo conjunto de expressões

$$y(2n) = \mathbf{c}^T(2n)\mathbf{x}(2n), \quad (3.7)$$

$$\mathbf{c}(2(n+1)) = \mathbf{c}(2n) + \mu_c \varepsilon(2n)\mathbf{x}^*(2n), \quad (3.8)$$

$$\varepsilon(2n) = y(2n)(R_2 - |y(2n)|^2), \quad (3.9)$$

$$\mathbf{c}(2(n+1)) = \mathbf{c}(2(n+1)) + \mu_d \nabla_{\mathbf{c}_d} J_{LMAP}(\mathbf{c}). \quad (3.10)$$

Com relação ao modo como é montada a Figura 3.1, pode-se observar que o elo não linear não foi mostrado por motivo de simplicidade.

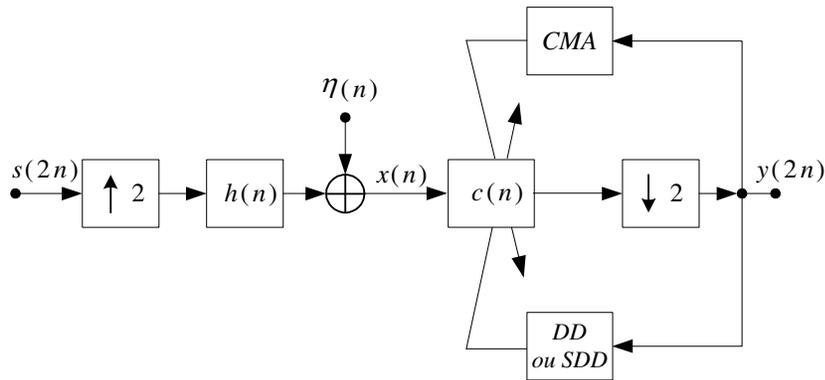


Figura 3.1: Modelo de comunicação em Banda Básica para a versão com um único filtro equalizador concorrente.

### 3.3.2 Equalização Concorrente Aplicada para o Sistema OFDM

Embora a estimação de canal baseada em piloto seja um modo efetivo para compensar a rotação na fase e atenuação na amplitude de cada subportadora, está intrínseca a desvantagem na redução da vazão do sistema. Esta abordagem necessita que as estimativas do canal nas subportadoras de dados, sejam interpoladas através das referências obtidas nos tons pilotos vizinhos. Quanto mais espaçadas são as subportadoras pilotos, menor é a resolução na frequência e pior são as estimativas do canal, que podem resultar em uma degradação no desempenho do sistema em termos da taxa de erro de bit. Técnicas de interpolação em duas dimensões, associadas com deslocamentos da localização do piloto na frequência, podem aumentar a resolução, ao custo da redução na vazão dos dados e de um aumento substancial na complexidade computacional do receptor.

Aplicar o equalizador concorrente para aumentar a vazão em sistemas OFDM está fundamentado na característica autodidata desse tipo de equalização. Além disso, o equalizador concorrente também tem outras características importantes e úteis para o desempenho do sistema, tal como uma baixa complexidade computacional, recomposição da fase e convergência rápida [8][9]. Considerando o aspecto da baixa complexidade computacional, pode-se argumentar que o SDD utiliza quatro cálculos exponenciais, o que é muito custoso. Porém, com o emprego do algoritmo CMA-SDD, o equalizador concorrente tem quase a mesma complexidade da configuração CMA-DD desde que as quatro operações complexas possam ser implantadas na prática através de uma tabela de procura [9].

Vale à pena enfatizar que o equalizador concorrente proposto aqui é ainda mais simples considerando que somente um coeficiente é utilizado para equalizar cada subportadora.

Esta não é a primeira aplicação do equalizador concorrente em sistemas OFDM. O trabalho de D'Agostini *et al.* [45] propôs uma extensão, com múltiplas portadoras, para uma versão CMA-DD com uma única portadora que havia sido estabelecida por De Castro *et al.* [8]. Embora seus resultados tenham mostrado um bom desempenho em relação à taxa de erro de bit, a arquitetura do receptor tem um considerado grau de complexidade. Essa técnica utiliza um equalizador concorrente no domínio da frequência com os coeficientes espaçados de forma fracionária em  $T_S/2$  necessitando processar duas FFTs por símbolo OFDM. Dois coeficientes são mandatórios, porque esse é o comprimento mínimo do filtro em um equalizador espaçado fracionalmente em  $T_S/2$ .

Os equalizadores espaçados de forma fracionária são apropriados para canais de fase não mínima. Entretanto, pode-se tirar vantagem do intervalo de guarda do sistema OFDM e do número de subportadoras ortogonais para cada modelo de canal com banda estreita como sendo plano, o que significa que a largura de banda de cada subportadora precisa ser muito menor do que a banda de coerência do canal. Neste caso, a amostragem fracionária não é necessária, o que pode simplificar consideravelmente a solução de equalização. Realmente, a equalização no domínio da frequência com o emprego do equalizador concorrente é necessária somente para compensar as atenuações na amplitude e na rotação de fase. Portanto, o equalizador proposto para o receptor OFDM, ilustrado na Figura 3.2 com a sigla EDF, usa um banco de equalizadores não fracionários empregando somente um coeficiente por subportadora [44][46][47].

É importante enfatizar que nas próximas seções deste capítulo como será abordado a equalização no domínio da frequência, os coeficientes deste equalizador serão designados pelo vetor  $\mathbf{w}$  e não pelo vetor  $\mathbf{c}$ . Isto implica uma alteração na nomenclatura com o objetivo de coerência na simbologia utilizada na tese, conforme já mencionada no segundo capítulo. Portanto,  $\mathbf{w}_n(k)$  é o vetor de coeficientes  $[w_n(k)]$ , com  $1 \leq k \leq M$ , representando o banco de equalizadores para o símbolo no instante  $n$ , onde  $k$  é o índice da subportadora do equalizador concorrente. O número total de subportadoras é dado por  $M$ . A coleção de dados de entrada e saída do banco de equalizadores é representada respectivamente por  $\mathbf{r}_n(k)$  e  $y_n(k)$ , onde

$$y_n(k) = \mathbf{w}_n^T(k)\mathbf{r}_n(k), \text{ para } k = 1, 2, \dots, M. \quad (3.11)$$

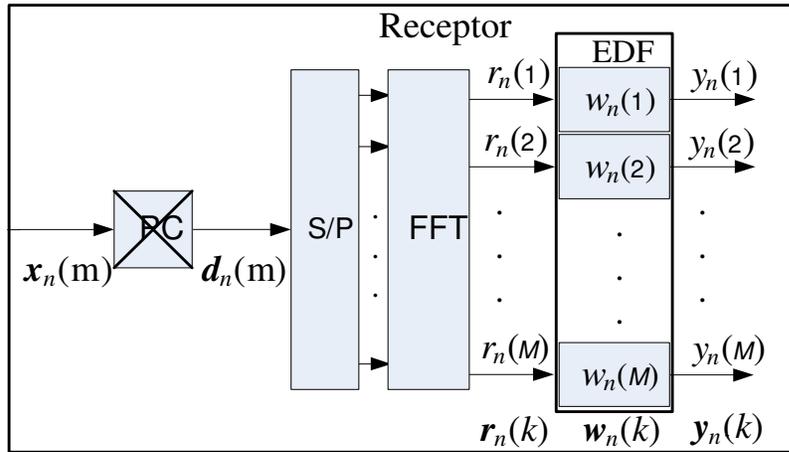


Figura 3.2: Modelo de recepção OFDM em banda básica empregando o EDF com os coeficientes dados por  $w_n(k)$ .

A recuperação da fase no equalizador concorrente é obtida com base em decisões sobre a constelação quadrada QAM que resulta em uma ambiguidade de fase  $mod-\pi/2$ . Tipicamente, a transmissão OFDM com o perfil do canal Brazil-A [48], pode impor na fase do sinal uma variação muito ampla através das subportadoras. Algumas delas podem apresentar rotações maiores do que  $45^\circ$ , ilustrada na Figura 3.3, resultando em erro na convergência da fase. Para exemplificar, considere um único símbolo de uma constelação 64 QAM, transmitido em todas as subportadoras com o valor 7 e  $j7$ . A Figura 3.4, ilustra a composição dos sinais de todas as subportadoras de dados. Com a devida normalização em amplitude, observa-se que a fase do sinal pode variar bastante ao longo das subportadoras. Na Figura 3.4, para o perfil do canal Brazil-A, constata-se que algumas subportadoras apresentam rotações maiores que  $45^\circ$ . Isto ocasiona uma elevação na taxa de erro de bits do sistema devido à convergência, em tais subportadoras, para constelações com rotações múltiplas de  $90^\circ$ , sendo que o desejado seria  $0^\circ$ .

Tal cenário deve ser evitado porque o erro na recuperação da fase, mesmo que em poucas subportadoras, pode degradar substancialmente o desempenho global da taxa de erro de bit do sistema. A solução adotada em [45], utiliza um método de giro denominado “*de-spinning*”, que precisa ser aplicado após a equalização para cada subportadora como descrito por

$$v_n(k) = \begin{cases} y_n(k) & \text{se } -45^\circ < \theta_k < 45^\circ \\ -jy_n(k) & \text{se } 45^\circ < \theta_k < 90^\circ \\ jy_n(k) & \text{se } -90^\circ < \theta_k < -45^\circ \\ -y_n(k) & \text{se } 90^\circ < \theta_k < -90^\circ \end{cases}$$

onde  $\theta_k$  é o ângulo do coeficiente médio  $\overline{w_n(k)}$  produzido sobre o último superquadro para a  $k$ -ésima subportadora. Essa solução não foi adotada aqui, porque demanda um aumento na complexidade computacional. Em vez de utilizar uma solução desse tipo, decidiu-se inicializar o banco de equalizadores com uma estimativa inicial do canal de comunicação, obtida através de um símbolo com subportadoras pilotos. Este procedimento é razoável e não prejudica a vazão dos dados, pois é realizado apenas no início de cada superquadro. Deste modo, esta solução de inicialização reduz a faixa inicial de possibilidades na fase causada pela combinação entre a resposta do equalizador e do canal, evitando a necessidade de uma operação adicional de rotação, o que simplifica o receptor. Pode-se também argumentar que sequências de sincronismo e codificação diferencial, são medidas que poderiam ser aplicadas nas subportadoras de modo individual para solucionar as ambiguidades de  $90^\circ$  na rotação da fase, mas é evitado o uso dessas técnicas em benefício da eficiência espectral.

O procedimento de equalização concorrente proposto necessita que as subportadoras pilotos sejam inseridas com certa recorrência para permitir a inicialização quando o receptor for ligado, um novo canal sintonizado ou em um processo de resincronização. Entretanto, no presente caso, o sistema pode utilizar símbolos pilotos com uma taxa muito menor que os tradicionais equalizadores na frequência para sistemas OFDM, reduzindo o impacto sobre a vazão total de dados no sistema. Para realizar essa tarefa foi criada uma abordagem empregando subportadoras pilotos espalhadas no primeiro símbolo de cada superquadro. A proposta era introduzir apenas no primeiro símbolo do superquadro, subportadoras pilotos intercaladas com as subportadoras de dados cujo objetivo era aumentar a vazão total do sistema. Neste caso, a estimativa da resposta em frequência do canal sobre os dados é obtida pela interpolação quando os correspondentes equalizadores do banco são inicializados. Este modelo não foi bem sucedido nas simulações. O motivo foi que o número de subportadoras pilotos era insuficiente para fornecer uma boa referência inicial para o banco de equalizadores. O modelo com as posições das subportadoras pilotos espalhadas no símbolo é ilustrado na Figura 3.5. Para resolver esta limitação foi criado um segundo modelo que conseguisse fornecer uma referência melhor para o banco de equalizadores. Conforme ilustrado na Figura 3.6, a proposta é utilizar um símbolo onde todas as subportadoras são pilotos. Este procedimento é realizado somente no primeiro símbolo de cada superquadro para permitir uma inicialização adequada. O custo na redução da vazão dos dados é pequeno. Para exemplificar, considere dois cenários, o primeiro configurado com um superquadro de 256

símbolos onde cada símbolo é formatado com 2048 subportadoras sendo o primeiro símbolo do superquadro todo composto de subportadoras pilotos, e o segundo configurado do mesmo modo que o primeiro, porém com o primeiro símbolo do superquadro apresentando 512 subportadoras pilotos espalhadas. Para este cenário a redução na vazão dos dados é de 0,3%.

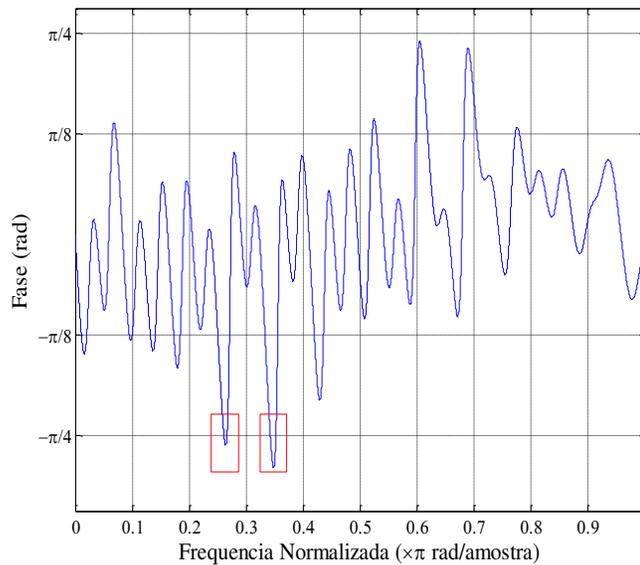


Figura 3.3: Perfil da resposta em fase do canal Brasil A.

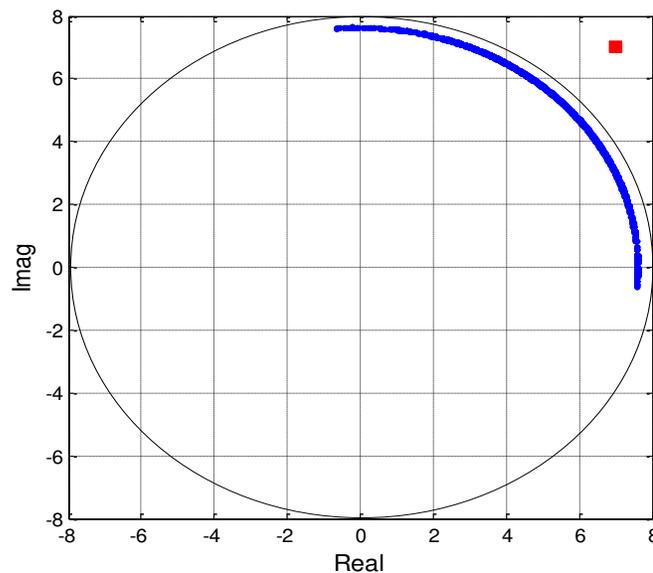


Figura 3.4: Constelação resultante da sobreposição das constelações das subportadoras do sinal OFDM recebido com normalização em amplitude do canal quando se transmite apenas o símbolo 7 e  $j7$  da constelação 64 QAM.

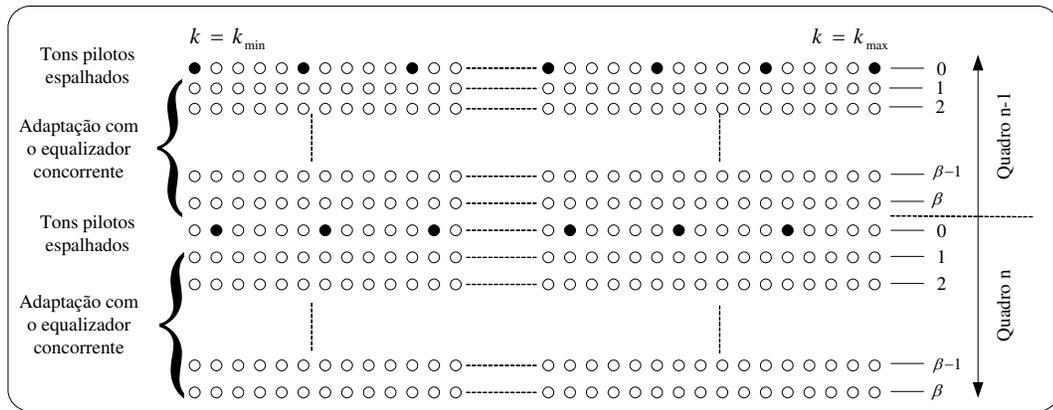


Figura 3.5: Posição das subportadoras pilotos espalhadas no superquadro do banco de equalizadores.

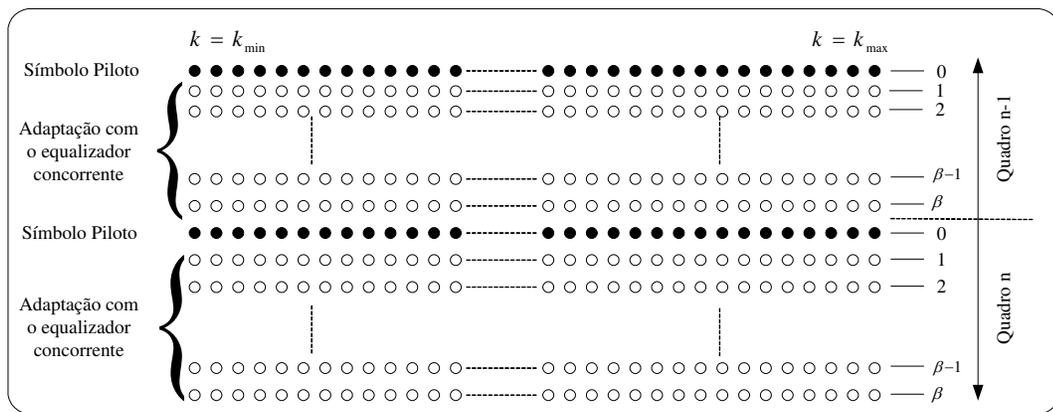


Figura 3.6: Posição do símbolo piloto no superquadro do banco de equalizadores.

Uma vez inicializado, o banco de equalizadores pode ser supervisionado quando as subportadoras pilotos estiverem presentes, caso contrário, permanecerá cego no processo de equalização. Neste capítulo, são investigadas ambas as soluções CMA-DD e o CMA-SDD. Com respeito à aplicação do equalizador CMA-SDD em sistemas OFDM, outro aspecto importante que aparece, além da recuperação da fase, é a possibilidade da existência de forças antagônicas entre os algoritmos CMA e SDD. Isto é o resultado da remoção do elo não linear entre o CMA e o SDD e pode ocorrer quando uma subportadora é fortemente atenuada pelo canal de comunicação. Empiricamente, foi observado que para atenuações maiores que 20 dB, a adaptação SDD prejudica o desempenho do algoritmo CMA. Felizmente, a mesma solução de inicialização adotada para o problema da ambiguidade de fase também pode resolver o problema das forças antagônicas no processo de concorrência envolvendo o CMA e o SDD. De fato, inicializando os coeficientes do equalizador com estimativas do canal pode-se criar uma condição inicial mais favorável para a

equalização. A Tabela 3.1 resume a versão do equalizador concorrente pós-FFT com as modificações sugeridas nesta tese. É importante enfatizar que nas simulações utiliza-se uma versão normalizada do algoritmo CMA-DD ou CMA-SDD pela potência média do sinal de entrada, como um algoritmo LMS normalizado. O fator de normalização da potência foi omitido da Tabela 3.1 para torná-la mais simples.

No algoritmo e na simulação será usado o termo CMA-DD (CMA-HDD) para *hard*, como transição abrupta entre os algoritmos e CMA-SDD (CMA-SDD) para *soft*, como transição suave entre os algoritmos.

Tabela 3.1: Algoritmo da equalização concorrente pós-FFT para sistemas OFDM.

Inicializar cada  $k$ -ésimo equalizador no primeiro símbolo do superquadro com símbolo piloto.

$\mathbf{w}_0(k) = P_0(k)$ , onde  $P_0(k)$  é o primeiro símbolo de cada superquadro.

Calcular a saída para cada  $k$ -ésima subportadora.

$$y_n(k) = \mathbf{w}_n^T(k) \mathbf{r}_n(k).$$

Para cada  $k$ -ésima subportadora, adaptar os coeficientes usando CMA e HDD ou CMA e SDD.

**CMA:**

$$\mathbf{w}_{n+1}(k) = \mathbf{w}_n(k) + \mu_c \epsilon_n(k) y_n(k) \mathbf{r}_n^*(k)$$

$$\epsilon_n(k) = R_2 - |y_n(k)|^2$$

$$R_2 = \frac{E\{\hat{s}_n(k)^4\}}{E\{\hat{s}_n(k)^2\}}$$

**HDD:**

$$\mathbf{w}_{n+1}(k) \leftarrow \mathbf{w}_{n+1}(k) + \mu_d [1 - D][Q\{y_n(k)\} - y_n(k)] \mathbf{r}_n^*(k),$$

$$D(k) = \begin{cases} 0, & Q\{y_n(k)\} = Q\{\tilde{y}_n(k)\} \\ 1, & Q\{y_n(k)\} \neq Q\{\tilde{y}_n(k)\}. \end{cases}$$

**SDD:**

$$\mathbf{w}_{n+1}(k) \leftarrow \mathbf{w}_{n+1}(k) + \mu_d \frac{\partial J_{LMAP}(\mathbf{w}, y_n(k))}{\partial \mathbf{w}}$$

$$\frac{\partial J_{LMAP}(\mathbf{w}, y_n(k))}{\partial \mathbf{w}} = \frac{\sum_{p=2i-1}^{2i} \sum_{q=2l-1}^{2l} \exp\left(-\frac{|y_n(k) - s_{pq}|^2}{2\rho}\right) (s_{pq} - y_n(k))}{\sum_{p=2i-1}^{2i} \sum_{q=2l-1}^{2l} \exp\left(-\frac{|y_n(k) - s_{pq}|^2}{2\rho}\right)} \mathbf{r}_n^*(k)$$

O algoritmo apresentado na Tabela 3.1 é concorrente e semi cego. Este algoritmo comuta para um algoritmo LMS quando as subportadoras pilotos estão disponíveis no primeiro símbolo do superquadro. Nas subportadoras pilotos, o erro é calculado usando o conhecimento de pilotos como referência, assim a expressão é atualizada por,

$$\mathbf{w}_{n+1}(k) = \mathbf{w}_n(k) + \mu[\mathbf{P}(k) - \hat{\mathbf{P}}(k)] \mathbf{r}_n^*(k). \quad (3.12)$$

### 3.4 METODOLOGIA NA SIMULAÇÃO DO EQUALIZADOR CONCORRENTE PÓS-FFT

A metodologia utilizada nesta seção, para avaliar o equalizador concorrente pós-FFT, está focada em análises comparativas do desempenho da taxa de erro de bit. Ambos os equalizadores concorrentes CMA-HDD e CMA-SDD são simulados empregando os perfis de canal com múltiplos percursos padronizados pelo ITU [48]. Adotou-se para as simulações os perfis dos canais Brazil A, B, D, E e DVB [48] que são descritos na Tabela 3.2. Os resultados do desempenho para o modelo do canal conhecido e o esquema de interpolação linear unidimensional também estão incluídos aqui somente com o objetivo de referência. O modelo do Canal Conhecido utiliza a informação conhecida do canal  $\Gamma_n(k)$  nas subportadoras  $k = 1, 2, \dots, M$  para equalização, ou seja, para ajustar a amplitude e fase de cada subportadora  $k$  por um fator  $1/\Gamma_n(k)$ . Por ser ideal, a resposta de tal estimador deve representar uma referência de desempenho superior para o equalizador concorrente, tanto de BER como de vazão. Por outro lado, o estimador por interpolação linear utiliza pilotos fixos igualmente espaçados por subportadoras de dados para cada símbolo OFDM. A estimativa de canal de uma subportadora piloto é calculada pela razão entre o sinal piloto recebido e a piloto transmitido, ou seja,

$$\hat{\Gamma}_n(k) = \frac{\hat{P}_n(k)}{P(k)}, \forall k \in \text{pilotos}. \quad (3.13)$$

Para as subportadoras de dados, a estimativa de canal é obtida pela interpolação linear das estimativas obtidas dos tons pilotos vizinhos. Como a estimativa do estimador por interpolação linear é utilizada para inicializar o banco de equalizadores e supondo que o processo de adaptação concorrente irá aprimorar a estimativa inicial, é razoável considerar que o desempenho do estimador por interpolação linear seja um limitante inferior de desempenho para o concorrente. O

objetivo não é comparar as melhores técnicas de estimadores existentes com o equalizador concorrente, mas sim verificar qual o pior nível de desempenho. Se o desempenho do equalizador proposto estiver próximo a este nível de desempenho saberemos que o equalizador proposto não atende as expectativas.

Os resultados das simulações são obtidos para um sistema com 2048 subportadoras. Os símbolos OFDM, incluindo o prefixo cíclico, são amostrados em 8.127 MHz o que corresponde a um tempo de amostragem de  $T_s = 63/(512 \times 10^6) \sim 123.05 \text{ ns}$ . Para formatar o espectro de transmissão, 158 subportadoras nulas são adicionadas às 1890 subportadoras de dados ou subportadoras pilotos, resultando em um total de 2048 subportadoras. Os dados são modulados com um esquema de modulação 64 QAM, enquanto que os tons pilotos são modulados com BPSK (*Binary Phase Shift Keying*).

Quando é assumida a resposta do canal conhecida, o modelo do sistema é configurado para operar sem as subportadoras pilotos, providenciando uma vazão de sistema  $R_{\text{con}}$  em *bits/s*, dado pelo inverso de  $T_s \times 2048 \times (1 + PC)/(1890 \times 6)$ . Para o modelo de estimação de canal baseado na interpolação linear, o sistema é configurado com uma subportadora piloto adicionada a cada quatro subportadoras, resultando em 378 tons pilotos e 1512 subportadoras de dados por símbolo OFDM. Nesse caso, a vazão do sistema  $R_{\text{interp}}$  é dada pelo inverso de  $T_s \times 2048 \times (1 + PC)/(1512 \times 6)$ . Considerando o equalizador concorrente CMA-HDD e CMA-SDD, os tons pilotos são usados somente no primeiro símbolo de cada superquadro. Para os outros símbolos do superquadro, todas as 1890 subportadoras disponíveis são usadas para a transmissão de dados. Considerando que o superquadro contém  $\beta$  símbolos OFDM, a vazão do sistema  $R_{\text{conc}}$  é dada por uma média ponderada pela equação  $R_{\text{conc}} = ((\beta - 1) \times R_{\text{con}})/\beta$ . Nesta tese, o equalizador concorrente é testado para diferentes valores do prefixo cíclico, dependendo do perfil do canal. A Tabela 3.3 resume os valores considerados aqui, onde a constante  $\beta$  é configurada para o valor 256. Vale à pena enfatizar que nenhum esquema de codificação de canal foi utilizado desde que o objetivo foi avaliar somente o desempenho do equalizador. Observar na Tabela 3.3 que o uso do equalizador concorrente pode elevar a vazão dos dados substancialmente dependendo do valor de  $\beta$ , que neste caso vale 256.

As escolhas do prefixo cíclico com os valores 1/16, 1/32, 1/64 e 1/128, são motivadas pelos perfis dos canais usados nas simulações. O objetivo é testar o equalizador concorrente em um cenário onde o prefixo cíclico é apenas suficiente para evitar IES bem como em um cenário ad-

verso com IES. O órgão ITU padronizou perfis de canais como função do atraso e do ganho das componentes dos múltiplos percursos. O canal foi digitalizado arredondando o perfil de atraso dos valores múltiplos do período de amostragem  $T_s$ . A Tabela 3.2 mostra os coeficientes que não são nulos nos perfis digitalizados do canal. Para este estudo é assumido que não há erro de sincronização. A magnitude da resposta em frequência dos canais da Tabela 3.2 está no Anexo A.

Os resultados da simulação foram obtidos para cada ponto de  $E_b/N_0$  pela estimativa da média  $m$  da BER em  $\mathbb{C} = 20$  realizações do experimento (simulação), como mostrado na Equação (3.14). A estimativa  $S^2$  da variância e o cálculo do intervalo de confiança são mostrados pela Equação (3.15). Nos cálculos, supõe-se que  $\overline{BER}$  tem distribuição gaussiana e, portanto, que  $(\overline{BER} - m)/(S/\sqrt{\mathbb{C}})$  tem distribuição *t-student* com  $\mathbb{C} - 1$  graus de liberdade. No cálculo do IC (Intervalo de Confiança) de 95%, o parâmetro  $c$  é dado pela função inversa de distribuição acumulada *t-student* avaliada em 0,95

$$\overline{BER} = \frac{1}{\mathbb{C}} \sum_{i=1}^{\mathbb{C}} BER_i. \quad (3.14)$$

$$s^2 = \frac{1}{\mathbb{C} - 1} \sum_{i=1}^{\mathbb{C}} (BER_i - \overline{BER})^2,$$

$$\Pr \left\{ -c < \frac{\overline{BER} - m}{s / \sqrt{\mathbb{C}}} < c \right\} = 0,95, \quad (3.15)$$

$$\Pr \left\{ \left| \frac{\overline{BER} - m}{s / \sqrt{\mathbb{C}}} \right| < c \right\} = 0,975,$$

$$IC = [\overline{BER} - cs / \sqrt{\mathbb{C}}; \overline{BER} + cs / \sqrt{\mathbb{C}}].$$

As curvas de desempenho de  $BER \times E_b/N_0$  são então apresentadas com linha sólida para a estimativa da média  $\overline{BER}$  e com linha tracejada para os limites superior e inferior do IC. As simulações são desenvolvidas seguindo os cenários mostrados na Tabela 3.4, onde a DPC (Duração do Prefixo Cíclico) em  $\mu s$  considerada é dada por  $2048 \times PC \times T_s$ .

Para entender melhor a Tabela 3.4, são escolhido dois valores do PC para cada cenário. Por exemplo, considerando o primeiro cenário escolhe-se  $PC = 1/32$  e  $PC = 1/64$  o que leva a duração de  $7.875 \mu s$  e  $3.9375 \mu s$ , respectivamente. Portanto, como o máximo atraso do canal

Brazil A é  $5.93 \mu s$ , então o  $PC = 1/32$  é suficiente para evitar a IES, enquanto  $PC = 1/64$  não pode preveni-lo, degradando o desempenho do sistema. A última coluna da Tabela 3.4, enfatiza se o prefixo cíclico é suficiente para prevenir IES. Caso exista a IES, o resultado na posição da tabela referente a este PC é (SIM), caso contrário é (NÃO). O desempenho da BER é calculado para estas duas condições em todos os cenários descritos na Tabela 3.4. Os parâmetros utilizados nas simulações foram escolhidos empiricamente de acordo com a Tabela 3.5. O programa de simulação utilizado, para obter os resultados, foi o ambiente *Simulink* da plataforma *Matlab* [18].

Tabela 3.2: Perfis de canais.

Coeficiente $[(Atraso/Ts) + 1]$	Atraso ( $\mu s$ )	Ganho (dB)	Fase (rad)
PERFIL DO CANAL ITU - BRAZIL A			
1	0,00	00,0	0
3	0,15	-13,8	0
20	2,22	-16,2	0
26	3,05	-14,9	0
49	5,86	-13,6	0
50	5,93	-16,4	0
Coeficiente $[(Atraso/Ts) + 1]$	Atraso ( $\mu s$ )	Ganho (dB)	Fase (rad)
PERFIL DO CANAL ITU - BRAZIL B			
1	0,0	0	0
4	0,3	-12	0
30	3,5	-4	0
37	4,4	-7	0
78	9,5	-15	0
105	12,7	-22	0
Coeficiente $[(Atraso/Ts) + 1]$	Atraso ( $\mu s$ )	Ganho (dB)	Fase (rad)
PERFIL DO CANAL ITU - BRAZIL D			
2	0,13	-0,1	0
7	0,73	-3,8	0
19	2,22	-2,6	0
26	3,05	-1,3	0
49	5,86	0,0	0
50	5,93	-2,8	0
Coeficiente $[(Atraso/Ts) + 1]$	Atraso ( $\mu s$ )	Ganho (dB)	Fase (rad)
PERFIL DO CANAL DVB			
5	0,45	-1,40	0
6	0,50	0,00	0
8	0,85	-1,90	0
17	1,95	-0,10	0
24	2,75	-1,30	0
28	3,25	-0,60	0
Coeficiente $[(Atraso/Ts) + 1]$	Atraso ( $\mu s$ )	Ganho (dB)	Fase (rad)
PERFIL DO CANAL BRAZIL E			
1	0	0	0
10	1	0	0
18	2	0	0

Tabela 3.3: Vazão dos dados em *Mbits/s* para os sistemas simulados.

Parâmetro Transmissor	Canal Conhecido	Concorrente	Interpolação Linear
PC = 1/16	42,35	42,18	33,88
PC = 1/32	43,64	43,47	34,91
PC = 1/64	44,14	44,03	35,45
PC = 1/128	44,65	44,48	35,72

Tabela 3.4: Cenários para avaliação do desempenho.

Cenário	Perfil do Canal	Atraso Máximo do Canal - $\mu s$	PC	DPC - $\mu s$	IES
1	Brazil A	5,93	1/32	7,87	NÃO
			1/64	3,97	SIM
2	Brazil B	12,7	1/16	15,75	NÃO
			1/32	7,87	SIM
3	Brazil D	5,93	1/32	7,87	NÃO
			1/64	3,97	SIM
4	Brazil E	2,00	1/64	3,97	NÃO
			1/128	1,9688	SIM
5	DVB	3,25	1/64	3,97	NÃO
			1/128	1,9688	SIM

Tabela 3.5: Parâmetros de simulação do algoritmo concorrente.

ALGORITMO	$\mu_c$	$\mu_d$	$\rho$
CMA-DD	0,0001	0,01	
CMA-SDD	0,0001	0,01	0,4

### 3.5 ANÁLISE DO DESEMPENHO DA EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PÓS-FFT

Os resultados, mostrados na Figura 3.7, Figura 3.11, Figura 3.15, Figura 3.19 e Figura 3.23 foram obtidos com o PC suficiente para evitar IES. Para todos os perfis de canal, os resultados do canal conhecido usado como referência confirmam que a ortogonalidade da FFT foi preservada e que as subportadoras são realmente planas quando o PC é suficiente para evitar IES. De fato, nenhuma saturação foi observada no desempenho do canal conhecido o que indica que a compensação do canal é limitada somente pelo ruído. Do mesmo modo, todos os resultados do equalizador concorrente também não apresentam saturação, seguindo os resultados do canal conhecido com uma perda em torno de 0,3 a 3,0 dB. A Tabela 3.6 mostra a perda em dB, para os cenários propostos com PC suficiente para evitar a IES, entre o desempenho dos equalizadores concorrentes e do canal conhecido para o valor de  $BER = 10^{-5}$ . Estes valores foram obtidos analisando os gráficos de desempenho presentes nas ilustrações Figura 3.7, Figura 3.11, Figura 3.15, Figura 3.19 e Figura 3.23.

Tabela 3.6: Comparativo da perda em dB entre o equalizador concorrente e o canal conhecido.

Cenário	Perfil do Canal	PC	BER	Perda em dB com relação ao canal conhecido	
				Equalizador	Perda (dB)
1	Brazil A	$PC = 1/32$	$10^{-5}$	CMA-SDD	0,3
			$10^{-5}$	CMA-DD	0,3
2	Brazil B	$PC = 1/16$	$10^{-5}$	CMA-SDD	3,0
			$10^{-5}$	CMA-DD	3,0
3	Brazil D	$PC = 1/32$	$10^{-5}$	CMA-SDD	1,0
			$10^{-5}$	CMA-DD	2,0
4	Brazil E	$PC = 1/64$	$10^{-5}$	CMA-SDD	2,0
			$10^{-5}$	CMA-DD	2,0
5	DVB	$PC = 1/64$	$10^{-5}$	CMA-SDD	2,5
			$10^{-5}$	CMA-DD	2,5

Observando a Tabela 3.6, o melhor desempenho foi encontrado no perfil do canal Brazil A e o pior com o canal Brazil B. Comparando os resultados do CMA-DD (*hard*) e CMA-SDD (*soft*) observa-se que são muito similares, exceto para o Brazil D onde o CMA-SDD é levemente superior ao CMA-DD. Os resultados mostram saturação para a interpolação linear unidimensional o que ocorre devido à imprecisão das estimativas interpoladas do canal para as subportadoras de dados.

Por outro lado, quando o prefixo cíclico não é suficiente para prevenir IES, a ortogonalidade da FFT é perdida e a interferência entre as subportadoras degrada o desempenho da BER. A saturação no resultado do canal conhecido mostra exatamente isto, além do fato que o modelo do canal plano não pode ser considerado estritamente válido para cada uma das subportadoras. Embora os resultados, mostrados na Figura 3.8, Figura 3.12, Figura 3.16, Figura 3.20 e Figura 3.24, foram obtidos pela condição de PC que invalida o modelo do canal de banda estreita, estes resultados são apresentados neste estudo com o objetivo de avaliar a robustez da equalização concorrente para essa condição. O resultado do equalizador concorrente tem mostrado um desempenho muito similar entre os CMA-DD e CMA-SDD e superior quando comparado com a interpolação linear com prefixo cíclico suficiente.

Comparações entre o CMA-DD e CMA-SDD são mostradas por Chen [9][10] usando modulação com uma única portadora. Seus resultados mostram que ambos os algoritmos tem o mesmo erro residual, diferindo somente na velocidade de convergência do MSE que é mais rápida para o SDD. Isto explica porque o DD e o SDD apresentam desempenho de BER similar para recepções fixas. Velocidade de convergência certamente impactará na habilidade de rastrear os canais dinâmicos que serão investigados em trabalhos futuros

As figuras, Figura 3.9, Figura 3.13, Figura 3.17, Figura 3.21 e Figura 3.25, ilustram os diagramas das constelações empregando a modulação 64 QAM. Estes resultados foram obtidos nas simulações após a convergência do algoritmo concorrente CMA-SDD para os perfis de canal mostrados na Tabela 3.4. Observa-se que o equalizador concorrente consegue compor a constelação na posição da amplitude e fase em que os símbolos foram transmitidos para a situação onde o PC é suficiente. Porém, quando o PC é insuficiente as demais figuras, Figura 3.10, Figura 3.14, Figura 3.18, Figura 3.22, e Figura 3.26, mostram que o equalizador concorrente CMA-SDD não consegue compor na posição correta a amplitude e fase dos símbolos transmitidos, como já era esperado, pois existe a ação da IES. O pior cenário com o PC insuficiente foi constatado na Figu-

ra 3.18, o que corrobora com a Figura 3.16, que ilustra o desempenho do equalizador para este cenário. Adotou-se relação de 60 *dB* visto que o objetivo é medir a sensibilidade do equalizador às imperfeições do canal e não a sensibilidade ao ruído.

### 3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE A EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PÓS-FFT

Os métodos da equalização concorrente propostos neste capítulo apresentam propriedades de operação autodidata e características de recuperação da fase dos equalizadores concorrentes CMA-DD e CMA-SDD.

De fato, a equalização concorrente pode ser considerada como o estado da arte em termos de equalização autodidata de baixa complexidade. Como mostrado, suas aplicações em sistemas OFDM podem melhorar a vazão global sem comprometer o desempenho da BER, quando operam em conjunto com um PC suficiente para evitar a IES.

Foi constatado que o equalizador concorrente pode reduzir drasticamente o número de subportadoras pilotos nos sistemas OFDM. Além disso, os dois filtros concorrentes usados no equalizador concorrente original, podem ser alterados para uma única adaptação concorrente. Esta modificação é importante para simplificar a estrutura do receptor. As subportadoras pilotos foram inseridas no primeiro símbolo do superquadro, para inicialização e supervisão da equalização concorrente. Após a inicialização, quando a informação do tom piloto é disponível, a adaptação CMA-DD ou CMA-SDD é comutada para uma adaptação LMS utilizando tons pilotos como referência. Esta estratégia foi aplicada no sentido de tornar eficiente o uso da informação dos tons pilotos.

Os resultados mostram que, para os cenários testados com tamanho do PC suficiente, o desempenho do sistema segue os resultados do canal conhecido com uma perda de somente 0,3 a 3,0 *dB*. Entretanto, quando o prefixo cíclico é insuficiente para prevenir IES, o desempenho da BER satura, mas ainda em um nível melhor do que o estimador por interpolação linear com PC suficiente.

O desempenho do EDF muda em função do canal de comunicação. No Anexo A pode-se notar que os canais D e B apresentam nulos espectrais mais acentuados se comparados com os canais A, E e DVB. Assim, o equalizador apresenta maior dificuldade para resolver o canal.

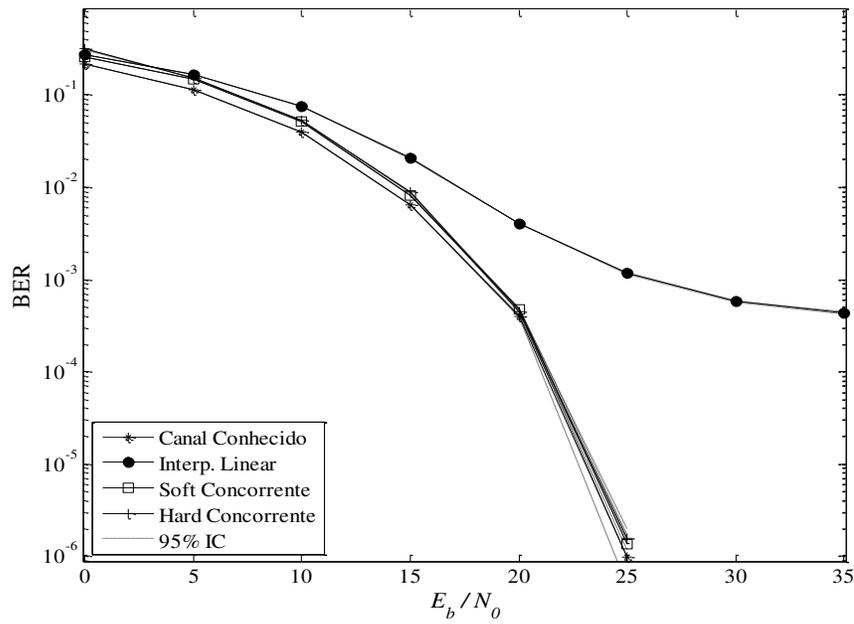


Figura 3.7: Desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o primeiro cenário da, Tabela 3.4 com  $PC = 1/32$  suficiente para prevenir a IES.

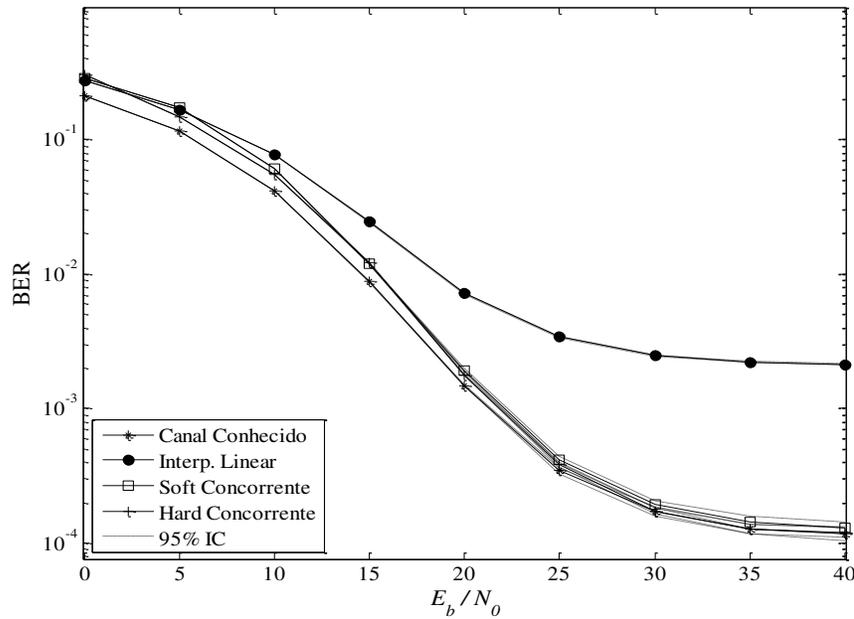


Figura 3.8: Desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o primeiro cenário da, Tabela 3.4 com  $PC = 1/64$  insuficiente para prevenir a IES.

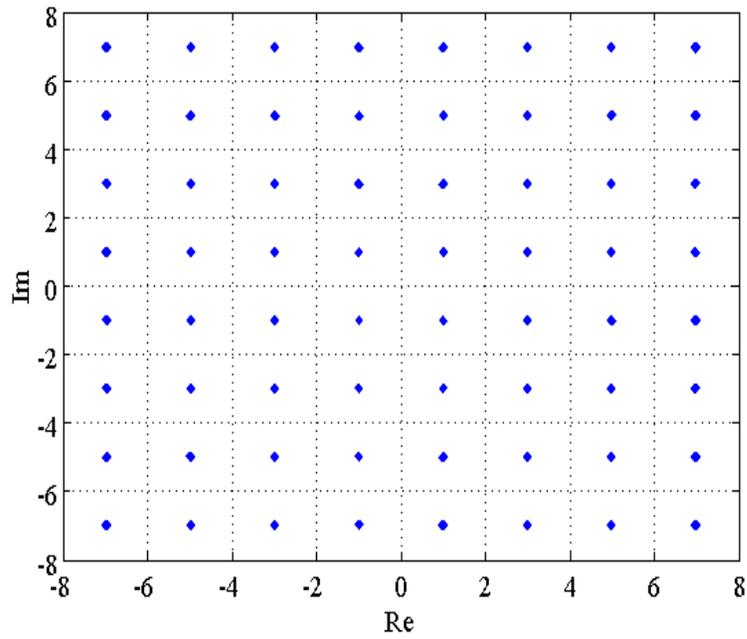


Figura 3.9: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o primeiro cenário da Tabela 3.4, com  $PC = 1/32$ .

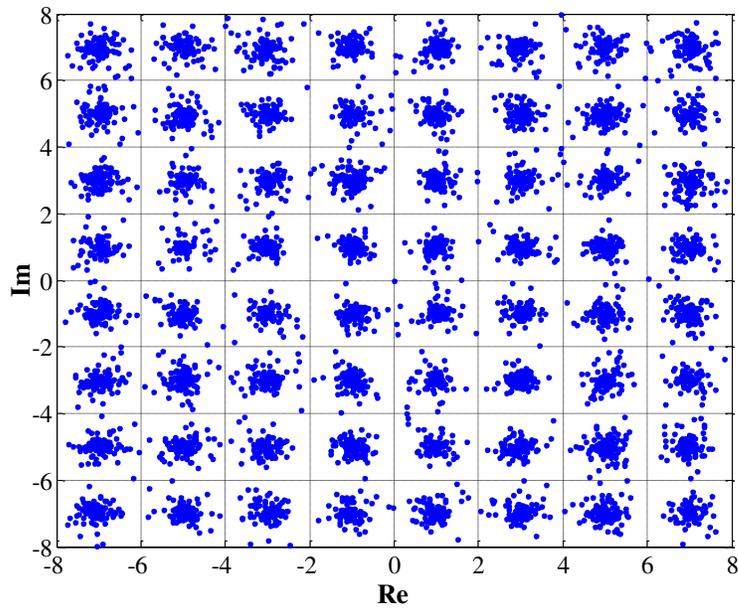


Figura 3.10: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o primeiro cenário da Tabela 3.4, com  $PC = 1/64$ .

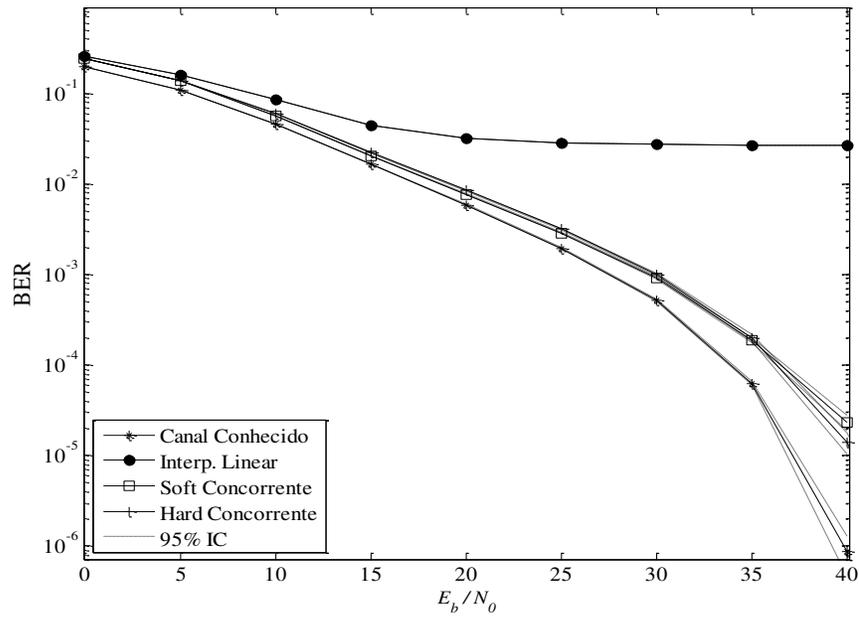


Figura 3.11: Desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o segundo cenário da, Tabela 3.4 com  $PC = 1/16$  suficiente para prevenir a IES.

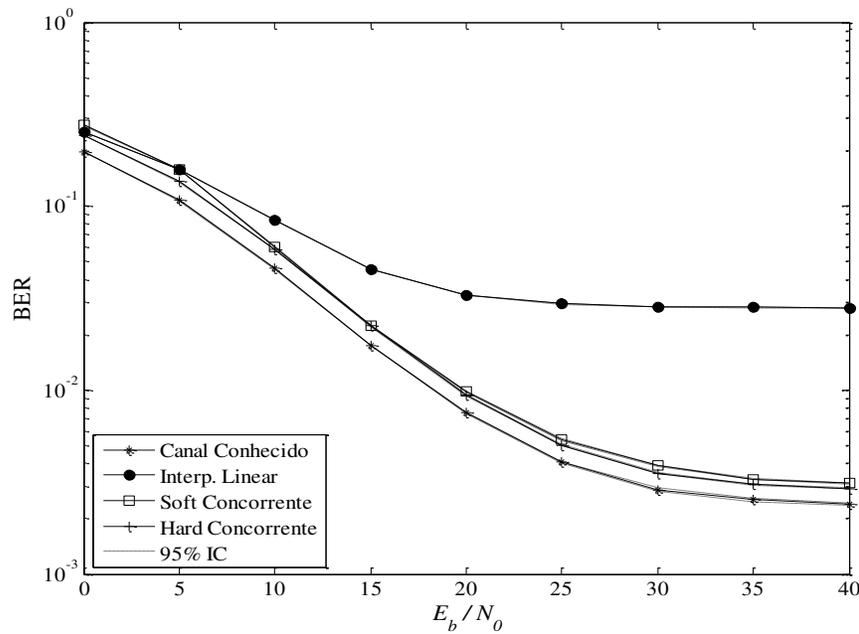


Figura 3.12: Desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o segundo cenário da, Tabela 3.4 com  $PC = 1/32$  insuficiente para prevenir a IES.

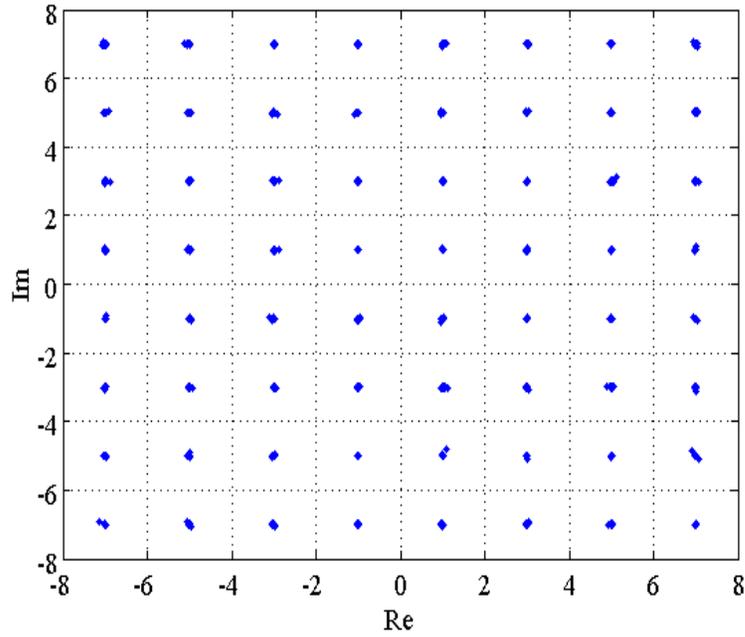


Figura 3.13: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o segundo cenário da Tabela 3.4, com  $PC = 1/16$ .

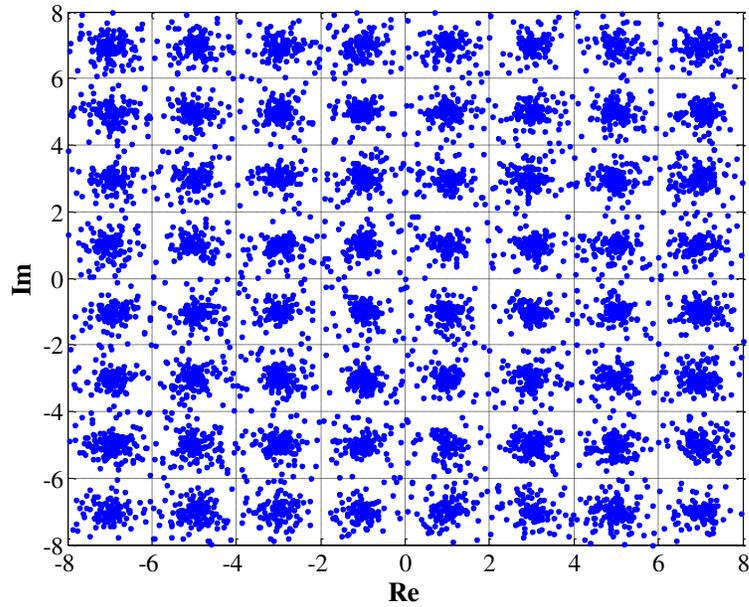


Figura 3.14: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o segundo cenário da Tabela 3.4, com  $PC = 1/32$ .

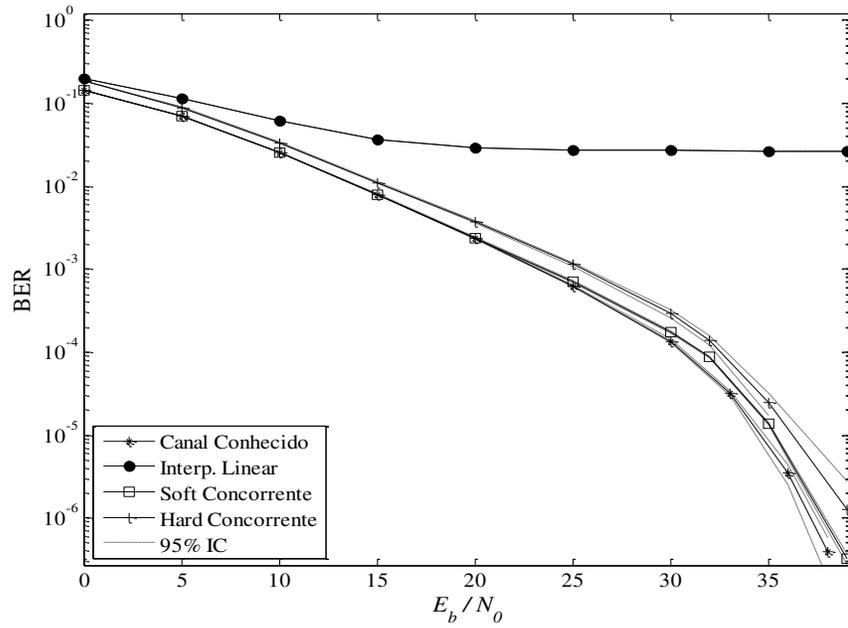


Figura 3.15: Desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o terceiro cenário da, Tabela 3.4 com  $PC = 1/32$  suficiente para prevenir a IES.

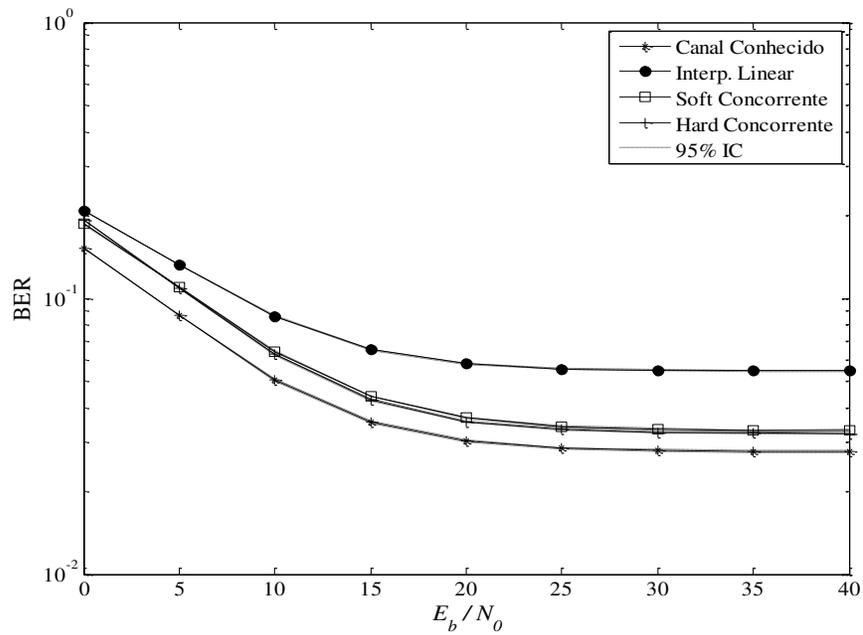


Figura 3.16: Desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o terceiro cenário da, Tabela 3.4 com  $PC = 1/64$  insuficiente para prevenir a IES.

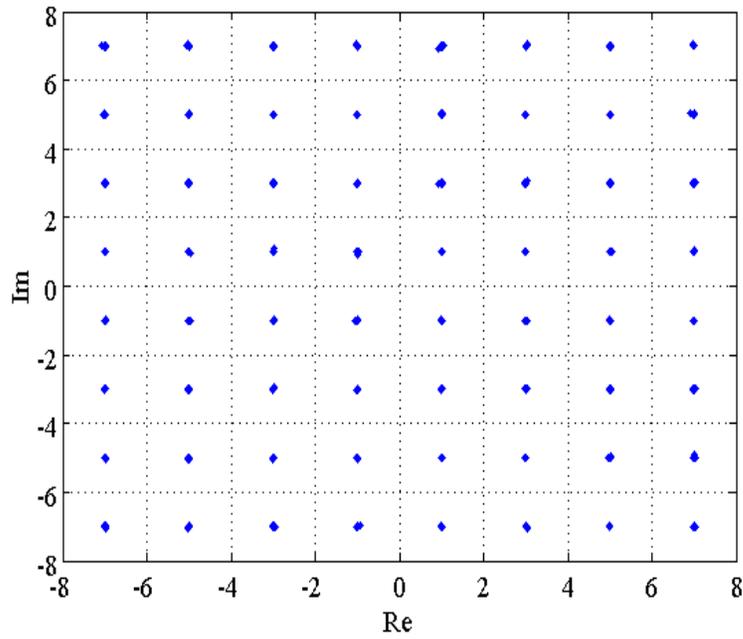


Figura 3.17: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o terceiro cenário da Tabela 3.4, com  $PC = 1/32$ .

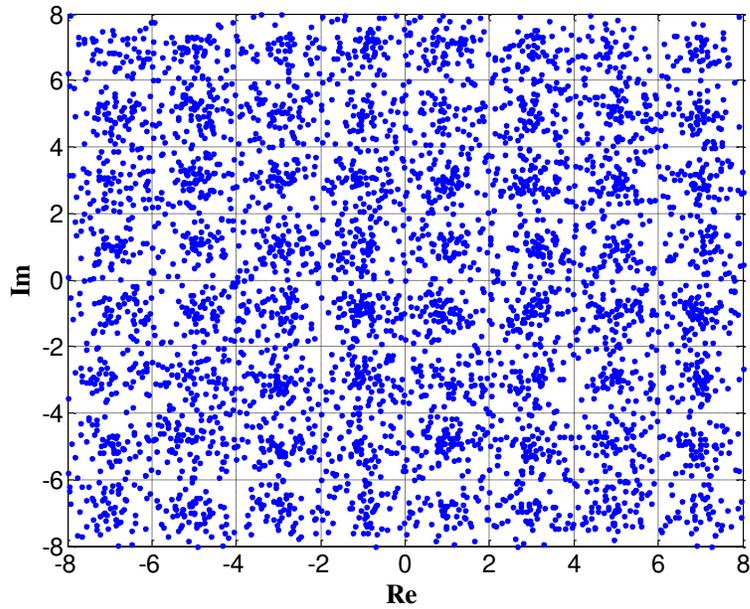


Figura 3.18: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o terceiro cenário da Tabela 3.4, com  $PC = 1/64$ .

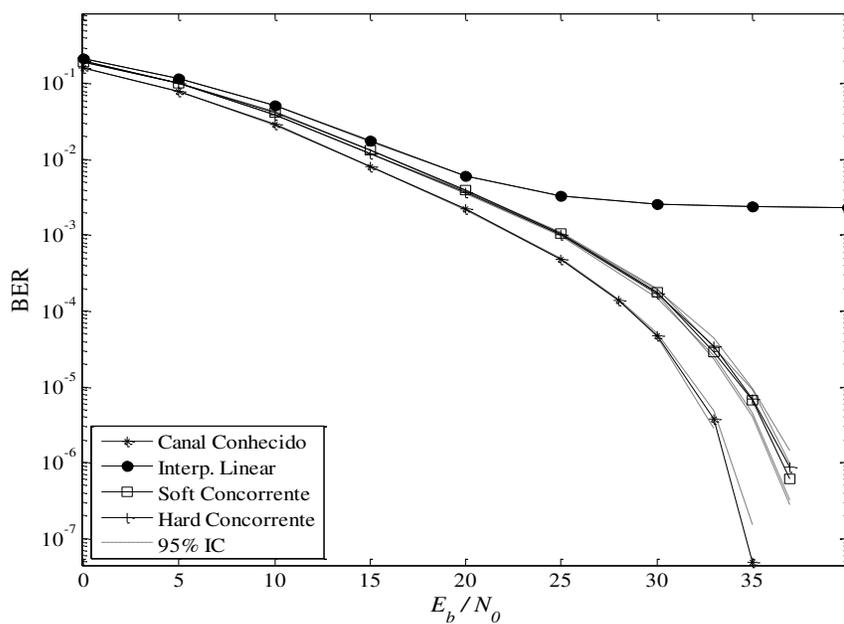


Figura 3.19: Desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o quarto cenário da, Tabela 3.4 com  $PC = 1/64$  suficiente para prevenir a IES.

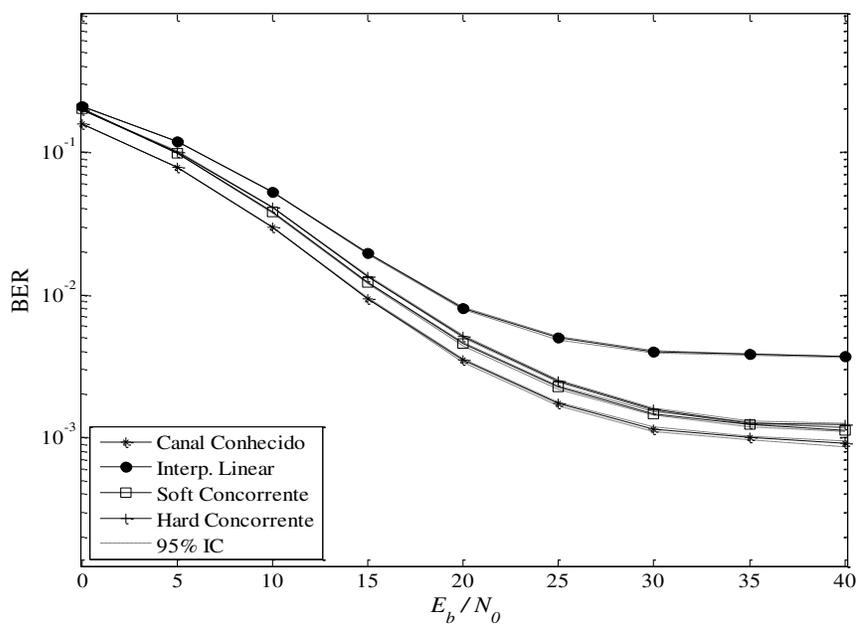


Figura 3.20: Desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o quarto cenário da, Tabela 3.4 com  $PC = 1/128$  insuficiente para prevenir a IES.

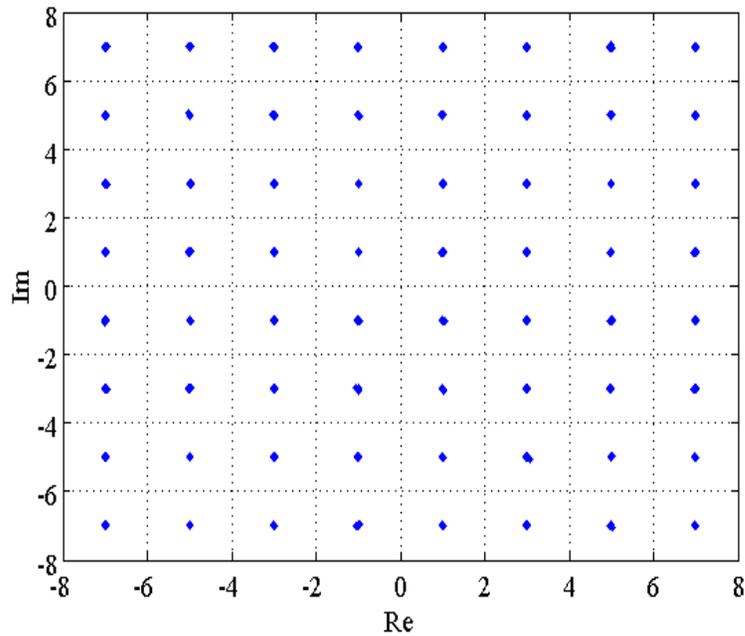


Figura 3.21: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o quarto cenário da Tabela 3.4, com  $PC = 1/64$ .

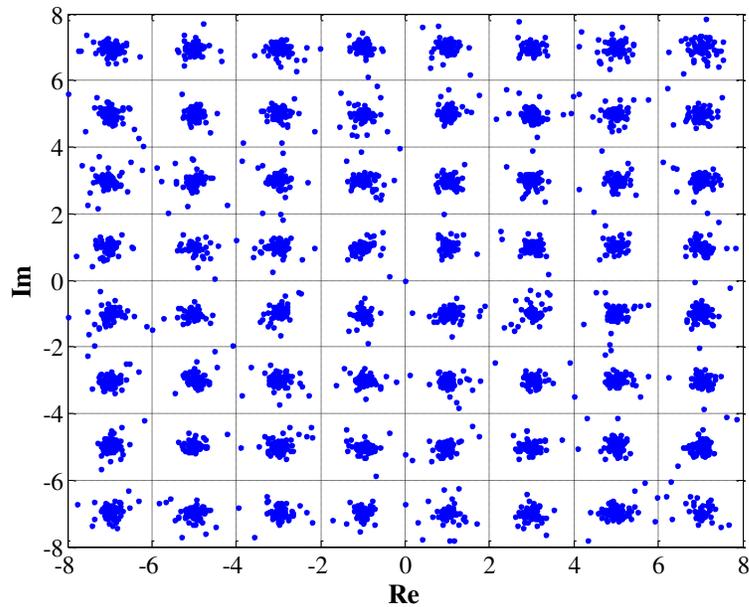


Figura 3.22: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o quarto cenário da Tabela 3.4, com  $PC = 1/128$ .

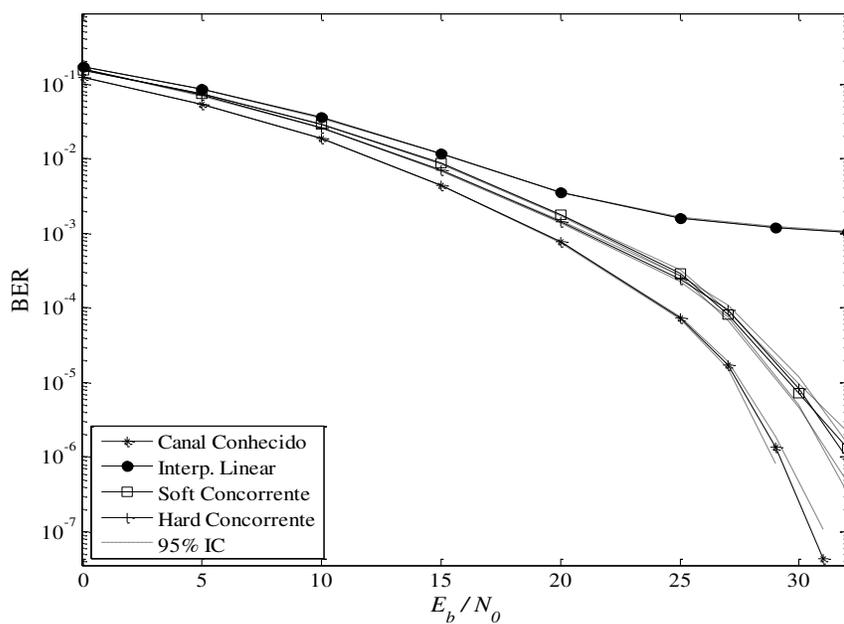


Figura 3.23: Desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o quinto cenário da, Tabela 3.4 com  $PC = 1/64$  suficiente para prevenir a IES.

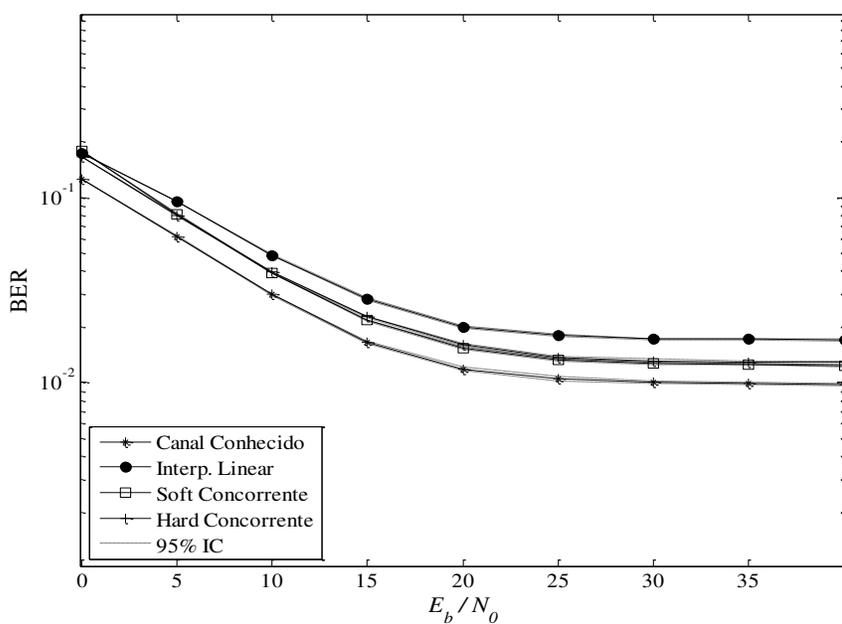


Figura 3.24: Desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o quinto cenário da, Tabela 3.4 com  $PC = 1/128$  insuficiente para prevenir a IES.

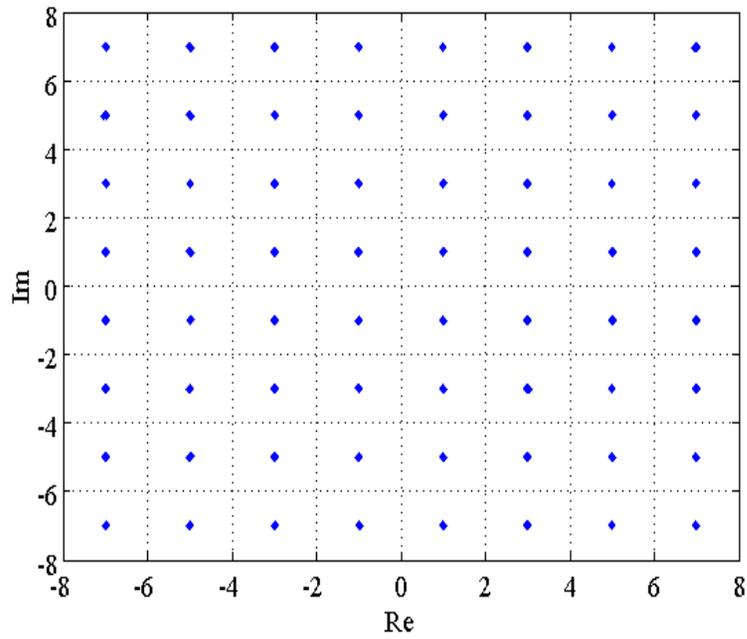


Figura 3.25: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o quinto cenário da Tabela 3.4, com  $PC = 1/64$ .

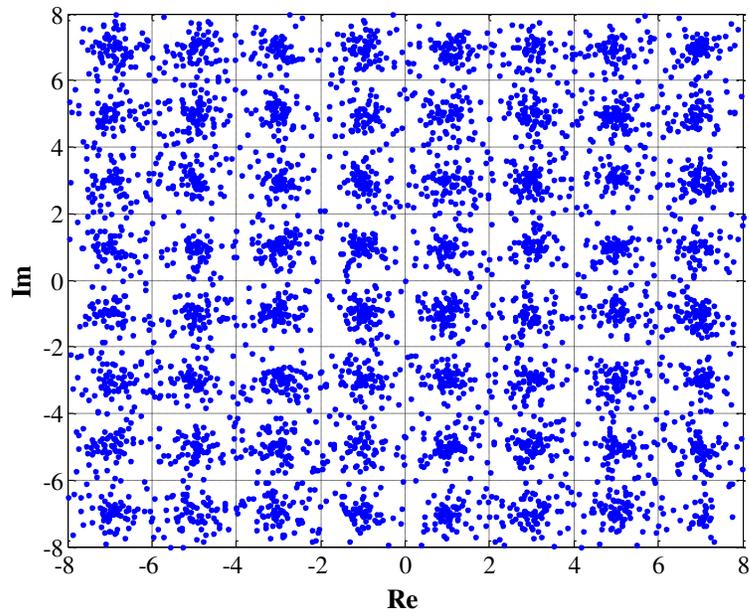


Figura 3.26: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, na saída do equalizador concorrente CMA-SDD, após a sua convergência para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o quinto cenário da Tabela 3.4, com  $PC = 1/128$ .

## 4 SISTEMA DE EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PRÉ-FFT

Este capítulo tem como objetivo apresentar a literatura relacionada, o modelo matemático da equalização pré-FFT proposta, a metodologia empregada e os resultados obtidos nas simulações realizadas para a equalização concorrente pré-FFT.

A motivação para desenvolver este capítulo está focada no aumento da vazão dos dados, minimizando o comprimento do prefixo cíclico, sem penalizar o desempenho em termos da taxa de erro de bits para os sistemas OFDM.

### 4.1 INTRODUÇÃO

Os padrões de comunicação que empregam a técnica de transmissão OFDM, como mencionado no terceiro capítulo, são projetados com uma proteção temporal para combater as degradações provocadas pela resposta impulsiva do canal de comunicação. Esta proteção temporal, realizada através de uma extensão cíclica, denominada de prefixo cíclico, é eficaz e evita a interferência entre os símbolos OFDM transmitidos. Porém, como já mencionado, a inserção do PC provoca uma redução na vazão dos dados do sistema. Uma classe de equalizadores conhecida na literatura como temporal ou pré-FFT, no caso do sistema OFDM, pode auxiliar no combate a este tipo de interferência provocada pelos múltiplos percursos existentes em um canal de comunicação sem fio.

Deste modo, o objetivo deste capítulo é encurtar o comprimento do PC. Para atingir êxito nesta tarefa é proposto um algoritmo de equalização concorrente pré-FFT. A motivação é aumentar a vazão do sistema, mantendo o desempenho  $BER \times E_b/N_0$  similar ou superior, quando comparado com a técnica de transmissão OFDM convencional configurada com a duração do PC suficiente. Este processo de equalização para ser mais eficiente em termos de vazão de dados, é projetado de forma que precise do mínimo de informação da fonte. Assim, a proposta é criar um sistema de equalização cega. Para isto é utilizado como base os algoritmos concorrentes propostos por De Castro [8] e Chen [9].

## 4.2 TRABALHOS RELACIONADOS A EQUALIZADORES PRÉ-FFT

O equalizador pré-FFT é um filtro que encurta o canal de comunicação. Isto significa que o equalizador pré-FFT pode reduzir a ordem efetiva do canal para que o comprimento do PC possa manter-se em um valor pequeno. Assim, se o espalhamento do canal é maior que o intervalo da extensão cíclica, um equalizador temporal pode ser aplicado com a finalidade de minimizar a interferência no sinal transmitido. O equalizador temporal é projetado admitindo que o equalizador no domínio da frequência já esteja totalmente adaptado.

Na literatura, existe um interessante histórico sobre os encurtadores de canais. A primeira referência sobre o assunto é dos autores Falconer e Magee [49], que propuseram um método de encurtamento de canal projetado para estimação da sequência de máxima verossimilhança, onde era empregado o método MMSE (*Minimum Mean-Square Error*). A motivação de Falconer e Magee foi reduzir a complexidade do algoritmo de decodificação de Viterbi, que depende da memória do canal. Posteriormente o estudo de Falconer foi adaptado para o sistema MCM (*Multi Carrier Modulation*) por Al-Dhahir [50].

Seguindo a linha de investigação de algoritmos que se baseiam na minimização do erro quadrático médio entre a saída do canal equalizado e a saída decidida, é interessante citar os trabalhos de Melsa [51], Lesch [52], Chow [53][54], Al-Dhahir [55] e Webster [56]. É oportuno enfatizar que otimizar o MSE não significa necessariamente otimizar a taxa de erro de bit [4].

Os algoritmos apresentados até então, precisam de uma sequência de treinamento para estimar o canal, com exceção de Falconer [49]. Porém, a solução de Falconer é citada como um algoritmo de baixa convergência por Chow [53][54], que propõem um algoritmo com convergência superior. A limitação do algoritmo de Chow é que o erro residual da equalização é alto.

Prosseguindo na linha evolucionária, o artigo de Pal *et al.* [57] apresenta um encurtador de canal que é projetado usando no receptor um banco de filtros adaptativos, configurados em relação a um esquema MISO (*Multiple Input Single Output*) de comunicação. Cada entrada representa um caminho lógico do transmissor para o receptor. Esta solução mantém parte do PC adicionado ao símbolo para que seja possível a equalização e utiliza uma sequência de treinamento, o que provoca perda de eficiência na transmissão. Este sistema necessita de alterações no transmissor como a inclusão de várias antenas.

O estudo proposto por Zhang [58] concebe um algoritmo que calcula a máxima relação entre o sinal e a interferência mais o ruído, denominada de SINR (*Signal to Interference plus noise ratio*), no domínio do tempo. Em seguida são calculados os coeficientes do equalizador através de um processo iterativo que minimiza a SINR relacionada à função de custo. Os resultados mostram que ocorre uma melhora na vazão do sistema com relação aos artigos já citados. Porém, este algoritmo precisa do conhecimento da resposta impulsiva do canal.

Com relação às funções de customização dos algoritmos, os primeiros projetos de encurtadores de canal foram baseados em funções heurísticas. Os projetos da última década se baseiam na minimização da taxa de erro de bit, conforme propõem Arslan [59], Milosevic [60] e Vanbleu [61]. Essa é uma metodologia adequada para ser empregada em sistemas com múltiplas portadoras.

Outra característica importante em sistemas que encurtam a resposta impulsiva do canal é a sua adaptabilidade. Muitos tipos de encurtadores de canal na literatura não são adaptativos ou cegos e apresentam alta complexidade. Diversos autores concentram esforços nesta linha de investigação. O estudo apresentado por Wang [62] propõe o preenchimento de zeros em cada símbolo OFDM ao invés de uma réplica das últimas amostras do símbolo conhecido como CP-OFDM (*Cyclic Prefix-OFDM*). Este método leva o nome de ZP-OFDM (*Zero Prefix-OFDM*) e possui todas as vantagens do CP-OFDM garantindo a recomposição do símbolo e podendo usar um equalizador com estrutura FIR. Entretanto, a implantação do ZP-OFDM implica em modificações no transmissor o que não é interessante para padrões já estabelecidos.

O artigo proposto por Zhu [63] apresenta um equalizador com decisão realimentada. A estrutura de realimentação é responsável pela eliminação da IES, enquanto a parte direta é usada para suprimir a IIS. Este algoritmo pode apresentar instabilidade na convergência dos coeficientes do equalizador se os pólos da função de transferência do equalizador não forem calculados corretamente, visto que a estrutura utilizada é a DFE.

Para melhorar o desempenho do equalizador proposto por Zhu [63], Parsaee [64] cria uma nova técnica que permite otimizar o critério do MMSE, tornando o equalizador mais robusto frente às condições de fading e interferências mais severas. Porém, é preciso introduzir um codificador de canal dentro da malha de realimentação o que eleva a complexidade do algoritmo.

Os artigos de Yoshida *et al.* [65][66] exploram a transmissão OFDM usando símbolos pilotos de comprimento variável, denominados de VLP (*Variable Length Pilot*), e um equalizador

pré-FFT. A desvantagem deste sistema é a inclusão de um tempo de guarda que pode ser superior ao tempo de guarda utilizado em sistemas convencionais, isto provoca uma redundância e consequente diminuição na vazão dos dados úteis.

O resultado da investigação de Kim [67], apresenta o esquema de um equalizador adaptativo temporal usando um algoritmo baseado na tradicional técnica do LMS. O sistema proposto apresenta um desempenho superior ao sistema OFDM convencional, devido à inserção do equalizador como uma forma de diversidade para os múltiplos percursos e uma redução na perda de energia associada com a utilização de um intervalo de guarda menor. Embora todos estes ganhos sejam comprovados no artigo, o equalizador ainda precisa de uma sequência de treinamento, o que provoca uma perda de eficiência na transmissão. O algoritmo foi testado somente para um número pequeno de subportadoras, igual a 64, o que não se aplica para alguns sistemas como a televisão digital [15][16][17].

Técnicas de adaptação cega para a equalização são desejadas quando o objetivo é obter alta eficiência espectral em termos de *bits/Hertz*. A técnica cega é empregada para reduzir a perda na largura de faixa quando utilizada uma sequência de treinamento ou quando a sequência de treinamento não pode ser disponibilizada no receptor, ou seja, um transmissor não cooperativo.

O estudo de Courville [68] propõe um equalizador cego para receptores com múltiplas portadoras, assumindo uma sobre amostragem no transmissor, o qual tem o efeito de preencher a entrada da IFFT com zeros. O equalizador é adaptado no sentido de armazenar os zeros sobre a correspondente saída da FFT. A transmissão de zeros sobre determinadas subportadoras poderia ser pensada como um sinal de treinamento consistindo de zeros; entretanto, o uso do termo cego para este algoritmo é discutível.

Martin [69], juntamente com outros pesquisadores, propôs um algoritmo para um equalizador adaptativo cego com baixa complexidade denominado de MERRY (*Multicarrier Equalization by Restoration of Redudancy*). O funcionamento do algoritmo MERRY é baseado no armazenamento da redundância introduzida no PC, e sua função de custo é a média quadrada do erro entre os dados contidos no PC e os correspondentes dados do sinal. Em outras palavras, o algoritmo MERRY é um encurtador de canal adaptativo e cego que explora a redundância no PC. Deve-se enfatizar que o algoritmo MERRY apresenta alguns pontos negativos como, por exemplo, a sua atualização que é realizada apenas uma vez por símbolo, fazendo a convergência do algoritmo lenta e a necessidade de alta relação sinal-ruído para funcionar de modo eficiente.

Em contraste, o algoritmo SAM (*Sum-squared auto-Correlation Minimization*) desenvolvido por Balakrishnan [70], converge mais rápido do que o algoritmo MERRY, ao custo de um aumento significativo na sua complexidade. O algoritmo SAM tem a vantagem de não precisar de uma estimativa do símbolo de sincronização isto é, a localização do início de cada bloco. O algoritmo MERRY necessita que o canal não varie significativamente sobre cada símbolo, já que ele é atualizado uma vez por símbolo, mas o algoritmo SAM pode rastrear variações temporais dentro de um símbolo, uma vez que é atualizado por amostra. Nesta linha de investigação ainda é proposto por Nawaz [71][72], o algoritmo SLAM (*Single Lag Autocorrelation Minimization*).

Em 2004, Hewavithana [73] propôs um algoritmo para equalização cega com baixa complexidade, ideal para sistemas DAB [11]. Este algoritmo utiliza o PC do símbolo OFDM para equalizar o canal com múltiplo percurso, o que pode provocar a diminuição da vazão de dados no sistema afetando a eficiência. Posteriormente um estudo apresentado por Martin [74] combinou um equalizador temporal cego com um estimador de canal. Neste caso não foi admitido qualquer conhecimento da sequência de dados transmitida, sendo usada uma estrutura de modelo de canal SIMO (*Single Input Multiple Output*) para obtenção de uma taxa de erro de bit aceitável.

Os encurtadores de canal adaptativos como os apresentados por Falconer [49] e Martin *et al.* [69], apresentam projetos baseados no método do gradiente estocástico com baixa taxa de convergência para a equalização. Posteriormente, Martin [75] fez outra proposta, onde apresenta um novo algoritmo caracterizado por um melhora no tempo de convergência.

Já a proposta de Yuki Yoshida [76], combina técnicas de diversidade e métodos de equalização pré- e pós-FFT. No estudo este autor propõe um equalizador de baixa complexidade.

Em 2005 Alayyan [77] propõe uma equalização cega combinando as características do algoritmo CMA [6][7] com a redundância, no domínio do tempo, contida no PC. O objetivo é a eliminação de mínimos locais da função de custo do algoritmo CMA. Este algoritmo apresenta um alto erro residual final da equalização e uma baixa taxa de convergência.

Em 2009 Toker [78] propôs um algoritmo de equalização com passo adaptativo, com o objetivo de melhorar a convergência. Porém, o erro residual final da equalização ainda é considerado alto se comparado ao MSE obtido nos gráficos que foram simulados no modelo concorrente proposto por De Castro [8].

Outra linha de pesquisa que merece destaque é o estudo realizado por Armour [19][37][38][39][40]. Esta investigação apresenta a filosofia que mais se aproxima com a linha que o au-

tor desta tese aborda. O objetivo do método é melhorar a eficiência de transmissão e o desempenho com relação à taxa de erro de bit. O algoritmo de Armour utiliza as informações processadas na saída do receptor OFDM para servir como parâmetro de entrada no algoritmo de adaptação dos coeficientes do equalizador temporal.

Existem outros autores que já aplicaram a proposta de Armour em suas pesquisas, como é o caso de Acácio [79], que propõe um esquema de equalização baseado na técnica LMS, modificando o algoritmo de Armour para explorar as informações contidas nas subportadoras pilotos. Nesse esquema, o sinal na saída do receptor é realimentado, processado pela IFFT e truncado com uma janela retangular para gerar os coeficientes do equalizador no domínio do tempo. O processo de truncar a resposta impulsiva do equalizador degrada sua resposta em frequência. Como o período do símbolo OFDM é muito longo em relação ao período de amostragem, a degradação na resposta em frequência, devido ao janelamento, não é significativa. Além disso, o equalizador na frequência compensa automaticamente tal degradação [80].

Após posicionar o leitor sobre o estado tecnológico dos equalizadores temporais para sistemas com múltiplas portadoras, o autor inicia o desenvolvimento do algoritmo de retropropagação concorrente para equalização pré-FFT.

#### 4.3 ALGORITMO DE RETROPROPAGAÇÃO CONCORRENTE PARA EQUALIZAÇÃO PRÉ-FFT

O algoritmo apresentado nesta seção é uma contribuição da pesquisa realizada sobre os equalizadores pré-FFT. O objetivo é conceber um algoritmo que consiga adaptar os coeficientes do equalizador pré-FFT, de modo similar à do LMS, porém usando a retropropagação do gradiente estocástico do erro. Este erro, medido no domínio da frequência, é usado como informação para o algoritmo que adapta os coeficientes do equalizador temporal. Esta estratégia possibilita o uso de informações previamente conhecidas sobre a constelação do sinal nas subportadoras, a fim de se minimizar o erro em funções de custo. Neste capítulo estas funções de custo são especificamente do algoritmo CMA e SDD. Além disso, é proposto um esquema para que os algoritmos CMA e SDD atuem de modo concorrente, conforme o algoritmo proposto por De Castro [8] e Chen [9].

A Figura 4.1 ilustra o diagrama em blocos do algoritmo de retropropagação, destacando-se os equalizadores pré-FFT ou EDT (Equalizador no Domínio do Tempo) e EDF. O bloco de retropropagação usa a informação na frequência para atualizar os coeficientes do equalizador pré-FFT. Assim, a vantagem deste processo é utilizar as informações presente nas subportadoras, sem que seja necessário o envio de mais informações de referência do transmissor para a equalização temporal.

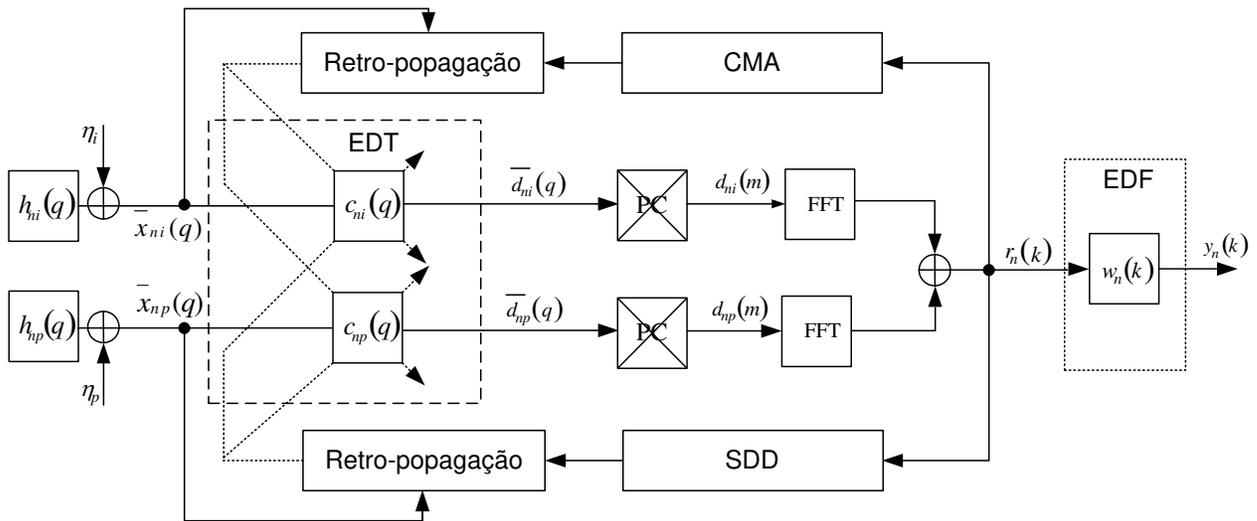


Figura 4.1: Estrutura de Retropropagação para o equalizador pré-FFT.

Para explicar o desenvolvimento do algoritmo de retropropagação são realizadas duas abordagens. A primeira usando o algoritmo CMA e a segunda o algoritmo SDD.

O sinal na saída do equalizador de retropropagação concorrente é determinado pelo conjunto de equações

$$\begin{aligned}\bar{d}_{np}(q) &= \bar{x}_{np}(q)c_{np}(q), \\ \bar{d}_{ni}(q) &= \bar{x}_{ni}(q)c_{ni}(q),\end{aligned}\tag{4.1}$$

onde  $\bar{x}_{np}(q)$  e  $\bar{x}_{ni}(q)$  representam os dados na entrada do equalizador temporal fracionário, sendo  $c_{np}$  e  $c_{ni}$  os coeficientes de índice par e ímpar, respectivamente, do equalizador.

A abordagem inicia-se com o tratamento matemático para desenvolver o algoritmo CMA e SDD para uma versão OFDM.

### 4.3.1 Algoritmo de Retropropagação CMA para Equalização Pré-FFT

Considere parte do sistema de recepção OFDM destacando-se os equalizadores EDT e EDF conforme ilustra a Figura 4.2.

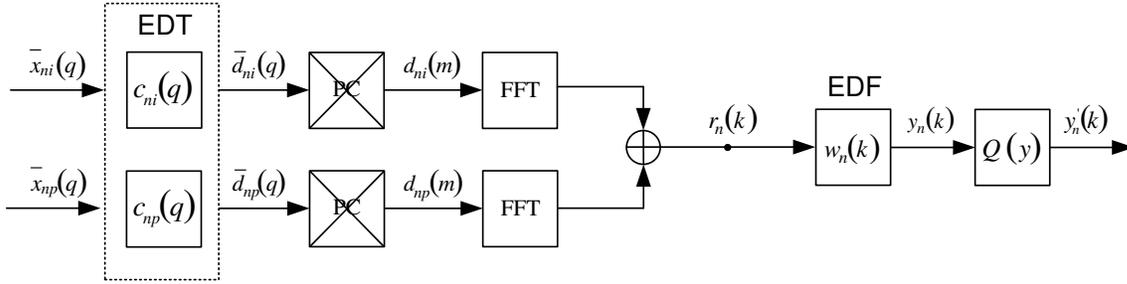


Figura 4.2: Sistema de recepção OFDM com a inclusão dos equalizadores EDT e EDF.

Através de estudos na literatura sobre a equalização, infere-se que um dos métodos mais eficientes para atualizar os coeficientes do equalizador temporal seria o fracionário [41][81][82][83]. Portanto, o equalizador temporal será desenvolvido utilizando amostragem fracionária em  $T_s/2$ , conforme ilustra a Figura 4.2. A modalidade escolhida para fazer a derivação do procedimento fracionário foi à técnica denominada de múltiplo canal [33][84][85].

O modelo matemático para o sistema OFDM, usando o algoritmo CMA, é desenvolvido utilizando a informação na saída  $r_n(k)$ , após a FFT, como parâmetro inicial para um processo de derivação que é desenvolvido em relação aos coeficientes do equalizador temporal  $c_n(J)$ .

Iniciando a análise considere,

$$y_n(k) = w_n(k) r_n(k), \quad (4.2)$$

onde  $w_n(k)$  são os coeficientes da  $k$ -ésima subportadora do EDF no  $n$ -ésimo símbolo OFDM, e

$$r_n(k) = \sum_{m=0}^{M-1} d_{ni}(m) e^{-j\frac{2\pi m k}{M}} + \sum_{m=0}^{M-1} d_{np}(m) e^{-j\frac{2\pi m k}{M}}. \quad (4.3)$$

A seguir é preciso analisar a relação existente entre a taxa de sinalização antes e depois da retirada do PC do símbolo OFDM. Para explicar o procedimento adotado nesta investigação considere a Figura 4.3.

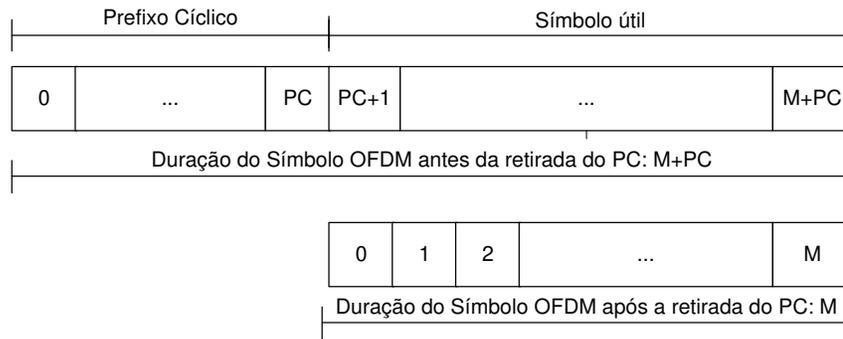


Figura 4.3: Símbolo OFDM com comprimento  $M+PC$  e prefixo cíclico composto por  $PC$  amostras.

Pode-se observar na Figura 4.3 que antes a retirada do PC, o símbolo OFDM apresenta  $M + PC$  amostras. Após a retirada do PC o símbolo OFDM apresenta o comprimento de  $M$  amostras que serão aplicadas na entrada da FFT. Assim, a relação entre a informação (taxa) antes e depois do PC fica sendo igual, para a parte ímpar e par, respectivamente, a

$$d_{ni}(m) = \bar{d}_{ni}(m + PC), \quad (4.4)$$

$$d_{np}(m) = \bar{d}_{np}(m + PC), \quad (4.5)$$

onde  $m \in \{0,1,2, \dots, M\}$ . Por conveniência esta relação pode ser reescrita na forma

$$d_{ni}(m) = \bar{d}_{ni}(q), \quad (4.6)$$

$$d_{np}(m) = \bar{d}_{np}(q), \quad (4.7)$$

onde  $q \in \{0,1,2, \dots, M + PC\}$ .

De modo geral, a saída ímpar e par do equalizador temporal pode ser descrita, respectivamente, pelas equações

$$\bar{d}_{ni}(q) = \sum_{j=0}^{T-1} c_{ni}(j) b_{ni}^{(j)}(q), \quad (4.8)$$

$$\bar{d}_{np}(q) = \sum_{j=0}^{T-1} c_{np}(j) b_{np}^{(j)}(q). \quad (4.9)$$

Na Equação (4.9),  $\mathcal{J}$  é o índice que representa o número de coeficientes do equalizador temporal, ou conforme definido no segundo capítulo o comprimento do equalizador.

Os valores que os dados da parte ímpar, representados por  $b_{ni}^{(j)}(q)$ , podem assumir na entrada do equalizador temporal são definidos pelo vetor

$$\mathbf{b}_{ni}(q) = [b_{ni}^{(j)}(q)] = \begin{bmatrix} \bar{x}_{ni}(2(M + PC) - q) \\ \bar{x}_{ni}(2(M + PC) - q - 1) \\ \vdots \\ \bar{x}_{ni}(2(M + PC) - q - \mathcal{J} + 1) \end{bmatrix}, \quad (4.10)$$

onde  $\bar{x}_{ni}(q)$  representa os dados na entrada do equalizador temporal.

De modo semelhante os valores que os dados da parte par, representados por  $b_{np}^{(j)}(q)$ , podem assumir na entrada do equalizador temporal são definidos pelo vetor

$$\mathbf{b}_{np}(q) = [b_{np}^{(j)}(q)] = \begin{bmatrix} \bar{x}_{np}(2(M + PC) - q) \\ \bar{x}_{np}(2(M + PC) - q - 1) \\ \vdots \\ \bar{x}_{np}(2(M + PC) - q - \mathcal{J} + 1) \end{bmatrix}, \quad (4.11)$$

onde  $\bar{x}_{np}(q)$  representa os dados na entrada do equalizador temporal.

Vale destacar que o conjunto de coeficientes de índice par  $\{c_{np}(\mathcal{J})\}$  do equalizador são complexos e dados pela expressão  $\{c_{R,np}(\mathcal{J}) + j c_{I,np}(\mathcal{J})\}$ , onde  $R$  e  $I$  são os índices que indicam a parte real e imaginária, respectivamente do coeficiente complexo. O mesmo é adotado para os coeficientes de índice ímpar do equalizador, alterando a nomenclatura para  $\{c_{ni}(\mathcal{J})\}$  dados pela expressão  $\{c_{R,ni}(\mathcal{J}) + j c_{I,ni}(\mathcal{J})\}$ .

Por conveniência deste ponto em diante a análise matemática será realizada em relação à parte par da estrutura fracionária, pois todas as manipulações também serão válidas para o canal ímpar.

A concepção do algoritmo que está sendo proposto considera a função de custo do algoritmo CMA tradicional, dada por

$$E_{CMA}(k) = (|r_n(k)|^2 - R_2)^2, \quad (4.12)$$

onde  $R_2$  é uma constante definida na Equação (2.37).

Porém, esta função de customização é útil para minimizar o erro apenas em uma das subportadoras do sistema OFDM. Para minimizar o erro em todas as subportadoras, é necessária uma alteração na função de custo do CMA para contemplar todas elas, levando a  $F_{CMA} = \sum_{k=0}^{M-1} E_{CMA}(k)$ , o que resulta em

$$F_{CMA} = \sum_{k=0}^{M-1} (|r_n(k)|^2 - R_2)^2. \quad (4.13)$$

Para realizar a derivação é empregada a propriedade do gradiente para minimizar a função de custo do CMA. Considerando  $E_{CMA}(k) = (|r_n(k)|^2 - R_2)^2$  como o erro CMA em cada subportadora, a operação do gradiente pode ser escrita na forma

$$\nabla_c E_{CMA} = \sum_{k=0}^{M-1} \nabla_c E_{CMA}(k). \quad (4.14)$$

Logo o vetor com os valores do gradiente é dado por

$$\nabla_c E_{CMA} = \begin{bmatrix} \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{R,n,p}(0)} + j \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{I,n,p}(0)} \\ \vdots \\ \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{R,n,p}(\mathcal{T}-1)} + j \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{I,n,p}(\mathcal{T}-1)} \end{bmatrix}, \quad (4.15)$$

onde os subíndices  $R$  e  $I$  representam a parte real e imaginária, respectivamente, do coeficiente complexo  $c$ . Deste modo,

$$\nabla_{c,n,p} E_{CMA}(k) = \left[ \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} + j \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{I,n,p}(l)} \right], \quad (4.16)$$

onde  $l \in \{0, 1, \dots, \mathcal{T} - 1\}$ .

Para encontrar o gradiente, é preciso resolver as derivadas de primeira ordem,  $\frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)}$ ,  $\frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{I,n,p}(l)}$ . O desenvolvimento será realizado para uma única subportadora e no final da análise será expandido para todas as subportadoras.

Primeiramente resolvendo o termo real do gradiente tem-se

$$\frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} = \frac{\partial (|r_n(k)|^2 - R_2)^2}{\partial c_{R,n,p}(l)}. \quad (4.17)$$

Considerando-se  $|r_n(k)|^2 = r_n(k) \cdot r_n^*(k)$ , então

$$\frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} = 2(|r_n(k)|^2 - R_2) \frac{\partial (r_n(k) \cdot r_n^*(k))}{\partial c_{R,n,p}(l)}. \quad (4.18)$$

Derivando a expressão  $\frac{\partial (r_n(k) \cdot r_n^*(k))}{\partial c_{R,n,p}(l)}$ , tem-se

$$\frac{\partial (r_n(k) \cdot r_n^*(k))}{\partial c_{R,n,p}(l)} = r_n(k) \cdot \frac{\partial (r_n^*(k))}{\partial c_{R,n,p}(l)} + \frac{\partial (r_n(k))}{\partial c_{R,n,p}(l)} \cdot r_n^*(k). \quad (4.19)$$

Derivando os termos  $\frac{\partial (r_n(k))}{\partial c_{R,n,p}(l)}$  e  $\frac{\partial (r_n^*(k))}{\partial c_{R,n,p}(l)}$  na Equação (4.19) e analisando as partes não conjugada e conjugada tem-se

$$\frac{\partial (r_n(k))}{\partial c_{R,n,p}(l)} = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\partial d_{np}(m)}{\partial c_{R,n,p}(l)} e^{-j \frac{2\pi m k}{M}}, \quad (4.20)$$

$$\frac{\partial (r_n^*(k))}{\partial c_{R,n,p}(l)} = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\partial d_{np}^*(m)}{\partial c_{R,n,p}(l)} e^{j \frac{2\pi m k}{M}}, \quad (4.21)$$

assim,

$$\frac{\partial (d_{np}(m))}{\partial c_{R,n,p}(l)} = \left. \frac{\partial \bar{d}_{np}(q)}{\partial c_{R,n,p}(l)} \right|_{q \in \{0,1,2,\dots,M+PC\}}, \quad (4.22)$$

$$\frac{\partial (d_{np}^*(m))}{\partial c_{R,n,p}(l)} = \left. \frac{\partial \bar{d}_{np}^*(q)}{\partial c_{R,n,p}(l)} \right|_{q \in \{0,1,2,\dots,M+PC\}}. \quad (4.23)$$

Derivando em relação aos coeficientes do equalizador temporal dados pela Equação (4.9), obtém-se

$$\frac{\partial (\bar{d}_{np}(q))}{\partial c_{R,n,p}(l)} = b_{n,p}^{(l)}(q), \quad (4.24)$$

$$\frac{\partial (\bar{d}_{np}^*(q))}{\partial c_{R,n,p}(l)} = b_{n,p}^{*(l)}(q). \quad (4.25)$$

De forma análoga, a parte imaginária pode ser escrita como

$$\frac{\partial (\bar{d}_{np}(q))}{\partial c_{I,n,p}(l)} = j b_{n,p}^{(l)}(q), \quad (4.26)$$

$$\frac{\partial (\bar{d}_{np}^*(q))}{\partial c_{I,n,p}(l)} = -j b_{n,p}^{*(l)}(q). \quad (4.27)$$

Partindo das Equações (4.24) e (4.25) e realizando algumas substituições, baseadas nas equações apresentadas, a parte real da derivada pode ser escrita na forma

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} = & 2(|r_n(k)|^2 - R_2) \left\{ \left[ r_n(k) \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right] \right. \\ & \left. + \left[ r_n^*(k) \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{(l)}(q) \right) e^{-j \frac{2\pi m k}{M}} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (4.28)$$

Empregando as Equações (4.26) e (4.27), de modo análogo, a parte imaginária pode ser escrita na forma

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{I,n,p}(l)} = & j2(|r_n(k)|^2 - R_2) \left\{ \left[ r_n(k) \sum_{m=0}^{M-1} \left( -j b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right] \right. \\ & \left. + \left[ r_n^*(k) \sum_{m=0}^{M-1} \left( j b_{n,p}^{(l)}(q) \right) e^{-j \frac{2\pi m k}{M}} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (4.29)$$

Reescrevendo a Equação (4.29) tem-se

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{I,n,p}(l)} = & 2(|r_n(k)|^2 - R_2) \left\{ \left[ r_n(k) \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right] \right. \\ & \left. - \left[ r_n^*(k) \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{(l)}(q) \right) e^{-j \frac{2\pi m k}{M}} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (4.30)$$

Substituindo a Equação (4.28) e (4.30) na Equação (4.16), pode-se escrever

$$\begin{aligned}
& \left[ \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} + j \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{I,n,p}(l)} \right] \\
&= 2(|r_n(k)|^2 - R_2) \left\{ \left[ r_n(k) \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right] \right. \\
&+ \left[ r_n^*(k) \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{(l)}(q) \right) e^{-j \frac{2\pi m k}{M}} \right] + \left[ r_n(k) \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right] \\
&\left. - \left[ r_n^*(k) \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{(l)}(q) \right) e^{-j \frac{2\pi m k}{M}} \right] \right\}, \quad (4.31)
\end{aligned}$$

como  $\nabla_{c,n,p} E_{CMA}(k) = \left[ \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} + j \frac{\partial E_{CMA}(k)}{\partial c_{I,n,p}(l)} \right]$ , então

$$\nabla_{c,n,p} E_{CMA}(k) = 4(|r_n(k)|^2 - R_2) \left\{ \left[ r_n(k) \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right] \right\}. \quad (4.32)$$

Observando o termo  $\sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}}$ , percebe-se que se trata do conjugado da transformada de Fourier. Adotando o símbolo  $\mathcal{F}$  para o operador da transformada de Fourier, a Equação (4.32) pode ser escrita na forma

$$\nabla_{c,n,p} E_{CMA}(k) = 4(|r_n(k)|^2 - R_2) \left\{ \left[ r_n(k) \mathcal{F}^* \left[ \left( b_{n,p}^{(l)}(q) \right) \right] \right] \right\}. \quad (4.33)$$

Considerando o termo  $b_{n,p}^{(l)}(q) = x_{np}(q - l)$ , e empregando a propriedade do deslocamento temporal da transformada de Fourier, dada por  $\mathcal{F}[x(t - \tau)] = X(f)e^{-j2\pi f\tau}$ , tem-se a Equação (4.33) escrita na forma

$$\nabla_{c,n,p} E_{CMA}(k) = 4(|r_n(k)|^2 - R_2) r_n(k) \mathcal{F}^* \left[ \left( b_{n,p}^{(0)}(q) \right) \right] e^{-j \frac{2\pi l k}{M}}. \quad (4.34)$$

Por conveniência o termo  $\mathcal{F}^* \left[ \left( b_{n,p}^{(0)}(q) \right) \right]$  será substituído por  $\mathbf{B}_{Mp}^*(k)$ . Onde  $\mathbf{B}_{Mp}^*(k)$  é uma matriz que contém  $M$  linhas e uma coluna, representando os coeficientes da transformada de Fourier para cada subportadora, dada por

$$\mathbf{B}_{Mp}^*(k) = \begin{bmatrix} B_{Mp}^*(0) \\ \vdots \\ B_{Mp}^*(M) \end{bmatrix}. \quad (4.35)$$

Logo,

$$\nabla_{c,n,p} E_{CMA}(k) = 4(|r_n(k)|^2 - R_2) r_n(k) \mathbf{B}_{Mp}^*(k) e^{-j \frac{2\pi l k}{M}}. \quad (4.36)$$

Assim,

$$\nabla_{c,n,p} E_{CMA}(k) = \begin{bmatrix} 4(|r_n(k)|^2 - R_2) r_n(k) B_{Mp}^*(k) e^{-j \frac{2\pi (0) k}{M}} \\ \vdots \\ 4(|r_n(k)|^2 - R_2) r_n(k) B_{Mp}^*(k) e^{-j \frac{2\pi (T-1) k}{M}} \end{bmatrix}. \quad (4.37)$$

Definindo o vetor  $V_p^*(k) = 4(|r_n(k)|^2 - R_2) r_n(k) \mathbf{B}_{Mp}^*(k)$ , tem-se

$$\nabla_{c,n,p} E_{CMA}(k) = V_p^{*T}(k) \begin{bmatrix} e^{-j \frac{2\pi (0) k}{M}} \\ \vdots \\ e^{-j \frac{2\pi (T-1) k}{M}} \end{bmatrix}. \quad (4.38)$$

O algoritmo final deve levar em consideração que cada coeficiente do equalizador temporal é atualizado pela soma de todas as contribuições das subportadoras após a FFT ser executada.

Assim, considerando-se os coeficientes em função de  $V_p^*(k)$ , a expressão para atualização dos coeficientes do equalizador temporal pode ser escrita como

$$\mathbf{c}_{p,n+1}(J) = \mathbf{c}_{p,n}(J) + \mu_c \sum_{k=0}^{M-1} V_p^*(k) e^{-j \frac{2\pi J k}{M}}, \quad (4.39)$$

$$\mathbf{c}_{p,n+1}(J) = \mathbf{c}_{p,n}(J) + \mu_c \left( \sum_{k=0}^{M-1} V_p(k) e^{j \frac{2\pi J k}{M}} \right)^*. \quad (4.40)$$

A Equação (4.40) pode ser reescrita na forma compacta utilizando a transformada inversa de Fourier  $\mathcal{F}^{-1}$ , levando a

$$\mathbf{c}_{p,n+1}(\mathcal{J}) = \mathbf{c}_{p,n}(\mathcal{J}) + \mu_c \{ \mathcal{F}^{-1}[V_p(k)] \}^* . \quad (4.41)$$

Na Equação (4.41) o fator  $1/N$ , onde  $N$  é comprimento da FFT, foi omitido por conveniência, não impondo nenhum prejuízo para a implantação do algoritmo.

Analisando a forma vetorial da Equação (4.39) para atualização dos coeficientes do equalizador temporal tem-se

$$\mathbf{c}_{p,n+1} = \mathbf{c}_{p,n} + \mu_c \sum_{k=0}^{M-1} \nabla_{c,p,n} E_{CMA}(k), \quad (4.42)$$

onde  $\mathbf{c}$  é um vetor empregado para representar os coeficientes do equalizador temporal.

A IFFT possui  $M$  termos e será empregada para atualizar os coeficientes do equalizador temporal que apresenta  $\mathcal{T}$  termos, onde  $\mathcal{T} < M$ . Portanto, é necessário um truncamento na IFFT até o  $\mathcal{T}$ -ésimo termo do equalizador, ou seja, é preciso descartar os termos entre  $\mathcal{T}+1$  e  $M$  coeficientes.

$$\mathcal{F}^{-1}(\mathcal{J}, k) = \left[ e^{j \frac{2\pi \mathcal{J} k}{M}} \right] \Big|_{\mathcal{T} \times M} . \quad (4.43)$$

Empregando a definição, o vetor  $V_p^*(k)$  apresenta sua forma vetorial dada por

$$V_p^*(k) = [4\epsilon_n(k) \mathbf{r}_n(k) \mathbf{B}_{Mp}^*(k)] \Big|_{M \times 1} . \quad (4.44)$$

Logo, as expressões matemáticas empregadas na atualização dos coeficientes do ramo par e ímpar do equalizador fracionário são, respectivamente,

$$\mathbf{c}_{p,n+1}(\mathcal{J}) = \mathbf{c}_{p,n}(\mathcal{J}) + \mu_c \mathcal{F}^{-1*}(\mathcal{J}, k) V_p^*(k), \quad (4.45)$$

$$\mathbf{c}_{i,n+1}(\mathcal{J}) = \mathbf{c}_{i,n}(\mathcal{J}) + \mu_c \mathcal{F}^{-1*}(\mathcal{J}, k) V_i^*(k) . \quad (4.46)$$

A Tabela 4.1 esquematiza o procedimento adotado para o algoritmo de retropropagação CMA anexado ao equalizador pré-FFT.

A Figura 4.4 ilustra o diagrama em blocos do modelo do algoritmo de retropropagação CMA anexado ao equalizador pré-FFT.

Tabela 4.1: Algoritmo de retropropagação CMA para equalização pré-FFT.

Algoritmo de retropropagação CMA para equalização pré-FFT.
<p>Inicializar o vetor <math>\mathbf{c}</math>. com o valor</p> $\mathbf{c}_n(\mathcal{J}) = \begin{cases} 0 + j0, & \mathcal{J} = 0, 1, \dots, \mathcal{T} - 1, \mathcal{J} \neq \xi \\ 1 + j0, & \mathcal{J} = \xi \end{cases}$ <p>onde <math>j = \sqrt{-1}</math>, <math>\mathcal{T}</math> é a dimensão do vetor dos coeficientes do equalizador temporal <math>c</math> e <math>\xi</math>, <math>0 &lt; \xi &lt; \mathcal{T} - 1</math> é o índice do único coeficiente do equalizador que é inicializado com o valor <math>1 + j0</math>. Esta técnica denominada de <i>Single Spike</i> [4][5] é aceita e utilizada na prática para a inicialização de equalizadores.</p>
<p>Iniciar o indexador das amostras recebidas por amostragem fracionária do canal: <math>q = 0</math>.</p>
<p>Iniciar o indexador de regressor do canal: <math>n = 0</math>.</p>
<p>Conseguir o <math>n</math>-ésimo regressor do canal <math>b_n(q)</math>:</p> $b_n(q) = \bar{x}_n(2(M + PC) - q - \mathcal{T} + 1)$ <p>onde <math>\bar{x}_n</math> é a sequência de amostras recebidas por amostragem fracionária <math>T_s/2</math> do canal, com <math>q = 0, 2, 4, 6, 8, \dots, M</math>, sendo <math>M</math> o número total de amostras do símbolo OFDM, e PC o tamanho do prefixo cíclico.</p>
<p>Saída do equalizador pré-FFT para o símbolo OFDM no instante <math>n</math>:</p> $\bar{d}_n(q) = \sum_{\mathcal{J}=0}^{\mathcal{T}-1} c_n(\mathcal{J}) b_n^{(\mathcal{J})}(q).$
<p>Atualizar os coeficientes do equalizador pré-FFT:</p> $\mathbf{c}_{n+1}(\mathcal{J}) = \mathbf{c}_n(\mathcal{J}) + \mu_c \mathcal{F}^{-1*}(\mathcal{J}, k) \mathbf{V}^*(k)$ <p>onde <math>\mathbf{V}^*(k) = 4\epsilon_n(k)r_n(k)\mathbf{B}_M^*(k)</math>,</p> $\epsilon_n(k) = ( r_n(k) ^2 - R_2)$ $\mathbf{B}_M^*(k) = \mathcal{F}^* \left[ \left( b_n^{(0)}(q) \right) \right]$ <p>sendo <math>\mathcal{F}^{-1*}(\mathcal{J}, k) = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi(0)k}{M}} \\ \vdots \\ \vdots \\ e^{-j\frac{2\pi(\mathcal{T}-1)k}{M}} \end{bmatrix}</math>.</p>
<p>Incrementar indexadores: <math>q = q + 2, n = n + 1</math></p>
<p>Fim</p>

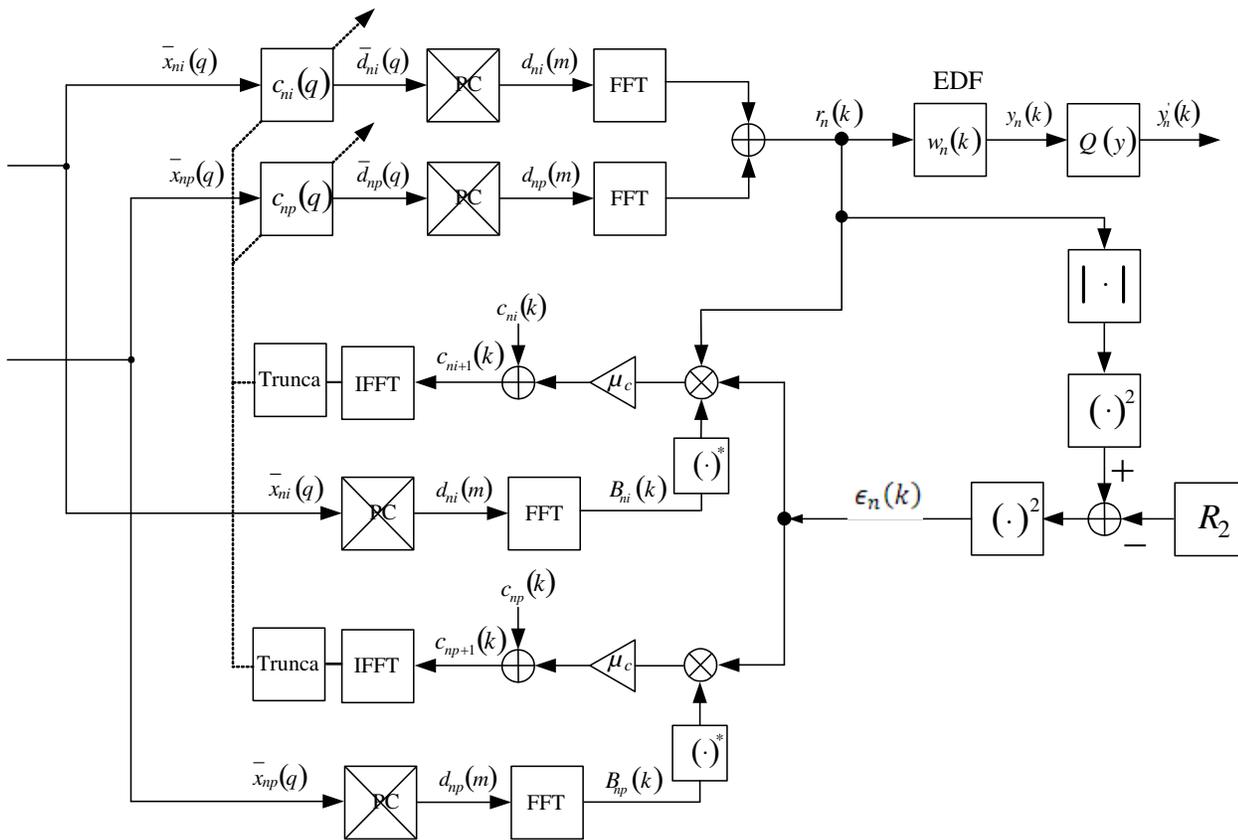


Figura 4.4: Sistema de recepção OFDM com o algoritmo de retropropagação CMA para equalização pré-FFT.

### 4.3.2 Algoritmo de Retropropagação DD para Equalização Pré-FFT

Considere novamente o sistema de recepção OFDM ilustrado na Figura 4.2. O desenvolvimento do modelo matemático do algoritmo DD, será realizado através de uma derivação na saída decidida após a FFT, denominada de  $r'_n(k)$ , com relação aos coeficientes do equalizador temporal  $c_n(j)$ . A Figura 4.5 mostra o modelo do receptor OFDM do ponto de vista da derivação que será desenvolvida. É importante observar que ocorre o desacoplamento do equalizador EDF em relação ao desenvolvimento do algoritmo DD. A intenção é fornecer ao equalizador um valor que quantize a intensidade da interferência entre os símbolos, antes que seja corrigida a fase e a amplitude de cada subportadora pelo EDF.

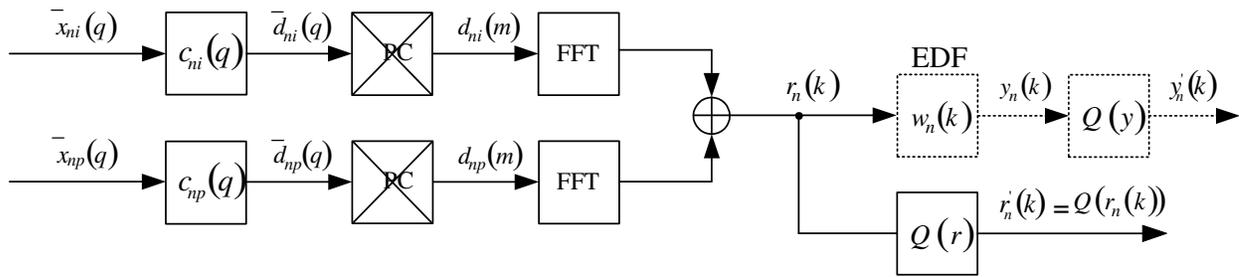


Figura 4.5: Sistema de recepção OFDM modificado para a perspectiva da derivação.

Iniciando a análise considere a equação

$$r'_n(k) = Q\{r_n(k)\}, \quad (4.47)$$

sendo  $Q\{r_n(k)\}$  o resultado da operação de quantização aplicado à saída  $r_n(k)$  após a FFT, e

$$r_n(k) = \sum_{m=0}^{M-1} d_{ni}(m) e^{-j\frac{2\pi m k}{M}} + \sum_{m=0}^{M-1} d_{np}(m) e^{-j\frac{2\pi m k}{M}}, \quad (4.48)$$

onde  $k$  é a  $k$ -ésima subportadora e  $n$  o  $n$ -ésimo símbolo OFDM.

De modo análogo a análise realizada na derivação do algoritmo CMA, ilustrado na Figura 4.3 antes da retirada do PC, o símbolo OFDM apresenta  $M+PC$  amostras. Após a retirada do PC o símbolo OFDM apresenta o comprimento de  $M$  amostras que serão aplicadas na entrada da FFT. Assim, a relação entre a informação (taxa) antes e depois do PC fica sendo igual, para a parte ímpar e par, respectivamente a

$$d_{ni}(m) = \bar{d}_{ni}(m + PC), \quad (4.49)$$

$$d_{np}(m) = \bar{d}_{np}(m + PC), \quad (4.50)$$

onde  $m \in \{0,1,2, \dots, M\}$ . Por conveniência esta relação pode ser reescrita na forma

$$d_{ni}(m) = \bar{d}_{ni}(q), \quad (4.51)$$

$$d_{np}(m) = \bar{d}_{np}(q), \quad (4.52)$$

onde  $q \in \{0,1,2, \dots, M + PC\}$ .

De modo geral a saída ímpar e par do equalizador temporal pode ser descrita, respectivamente, pelas equações

$$\bar{d}_{ni}(q) = \sum_{j=0}^{\mathcal{J}-1} c_{ni}(j) b_{ni}^{(j)}(q), \quad (4.53)$$

$$\bar{d}_{np}(q) = \sum_{j=0}^{\mathcal{J}-1} c_{np}(j) b_{np}^{(j)}(q). \quad (4.54)$$

Destaca-se que o conjunto de coeficientes de índice par  $\{c_{np}(j)\}$  do equalizador são complexos e dados pela expressão  $\{c_{R,np}(j) + j c_{I,np}(j)\}$ , onde  $R$  e  $I$  são os índices que indicam a parte real e imaginária, respectivamente, do coeficiente complexo. O mesmo é adotado para os coeficientes de índice ímpar do equalizador, alterando a nomenclatura para  $\{c_{ni}(j)\}$ , dados pela expressão  $\{c_{R,ni}(j) + j c_{I,ni}(j)\}$ .

Os valores que os dados da componente ímpar e par, na entrada do equalizador temporal representados por  $b_{ni}^{(j)}(q)$ , podem assumir são respectivamente designados pelos vetores

$$\mathbf{b}_{ni}(q) = \left[ b_{ni}^{(j)}(q) \right] = \begin{bmatrix} \bar{x}_{ni}(2(M + PC) - q) \\ \bar{x}_{ni}(2(M + PC) - q - 1) \\ \vdots \\ \bar{x}_{ni}(2(M + PC) - q - \mathcal{J} + 1) \end{bmatrix}, \quad (4.55)$$

$$\mathbf{b}_{np}(q) = \left[ b_{np}^{(j)}(q) \right] = \begin{bmatrix} \bar{x}_{np}(2(M + PC) - q) \\ \bar{x}_{np}(2(M + PC) - q - 1) \\ \vdots \\ \bar{x}_{np}(2(M + PC) - q - \mathcal{J} + 1) \end{bmatrix}, \quad (4.56)$$

onde  $\bar{x}_n(q)$  representa os dados na entrada do equalizador temporal e  $\mathcal{J}$  o número de coeficientes deste equalizador. Por conveniência deste ponto em diante a análise matemática será realizada em relação à parte par da estrutura fracionária, pois todas as manipulações também serão válidas para o canal ímpar.

A concepção do algoritmo da decisão direta considera o símbolo recebido e o símbolo quantizado sobre a constelação de dados transmitida.

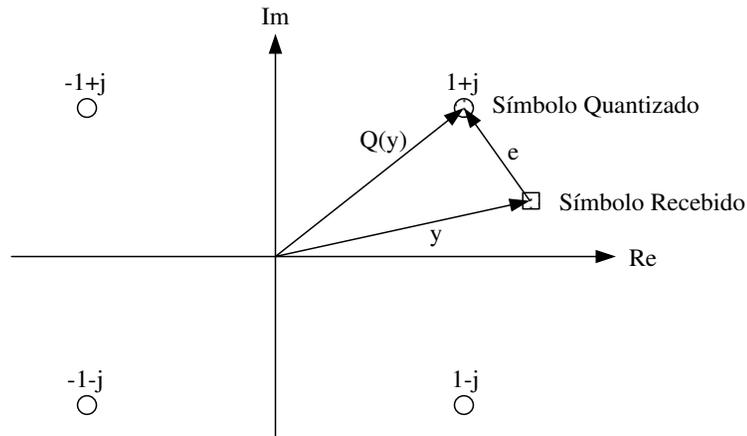


Figura 4.6: Decisão direta e o erro  $e$ .

A Figura 4.6 ilustra como é gerado o erro  $e$ , quando o símbolo recebido é quantizado. O termo  $Q(y)$  é uma função que direciona a decisão da saída para o símbolo mais próximo da constelação transmitida pelo sistema de comunicação. Quando a taxa de erro de bit é alta o sistema de decisão direta não atua bem, pois a função  $Q(y)$  irá produzir em sua saída o símbolo mais próximo da constelação transmitida. Caso ocorra um pequeno erro, então a decisão será tomada na direção correta da constelação transmitida. Os efeitos que aparecem em um algoritmo de decisão direta com uma única portadora, certamente podem ser esperados em um sistema com múltiplas portadoras, pois a derivação da função de custo é feita de forma similar.

A função de custo tradicional do algoritmo DD, é dada por

$$\mathfrak{S}_{DD} = |Q(r_n(k)) - r_n(k)|^2. \quad (4.57)$$

Porém, esta função de customização é útil para minimizar o erro apenas em uma das subportadoras do sistema OFDM. Para minimizar o erro em todas as subportadoras, é necessária uma alteração na função de custo do DD para contemplar todas as subportadoras. Assim, a Equação (4.57) pode ser reescrita como

$$F_{DD} = \sum_{k=0}^{M-1} |Q(r_n(k)) - r_n(k)|^2. \quad (4.58)$$

Para realizar a derivação é empregado o conceito do gradiente para minimizar a função de custo do DD. Assim,

$$\nabla_c F_{DD} = \sum_{k=0}^{M-1} \nabla_c E_{DD}(k), \quad (4.59)$$

onde  $F_{DD} = \sum_{k=0}^{M-1} E_{DD}(k)$ , o que resulta em

$$\nabla_c E_{DD} = \begin{bmatrix} \frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{R,n,p}(0)} + j \frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{I,n,p}(0)} \\ \vdots \\ \frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{R,n,p}(\mathcal{T}-1)} + j \frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{I,n,p}(\mathcal{T}-1)} \end{bmatrix}, \quad (4.60)$$

onde os sub-índices  $R$  e  $I$  representam a parte real e imaginária, respectivamente, do coeficiente complexo  $c$ . O sub-índice  $p$  representa a parte par do equalizador fracionário.

$$\nabla_{c,np} E_{DD}(k) = \left[ \frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} + j \frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{I,n,p}(l)} \right], \quad (4.61)$$

onde  $l \in \{0, 1, \dots, \mathcal{T}-1\}$ .

Para encontrarmos o gradiente é preciso resolver as derivadas de primeira ordem,  $\frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)}$  e  $\frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{I,n,p}(l)}$ . O desenvolvimento será realizado para uma única subportadora, e no final expandido para todas as subportadoras

Resolvendo em primeiro lugar o termo  $\frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)}$ , tem-se

$$\frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} = \frac{\partial (|Q(r_n(k)) - r_n(k)|^2)}{\partial c_{R,n,p}(l)}, \quad (4.62)$$

mas  $|Q(r_n(k)) - r_n(k)|^2 = [Q(r_n(k)) - r_n(k)] \cdot [Q(r_n(k)) - r_n(k)]^*$ , logo

$$\frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} = \frac{\partial ([Q(r_n(k)) - r_n(k)] \cdot [Q(r_n(k)) - r_n(k)]^*)}{\partial c_{R,n,p}(l)}. \quad (4.63)$$

Para tornar a visualização da Equação (4.63) mais adequada, considere que  $\psi_n(k) = [Q(r_n(k)) - r_n(k)]$  e  $\psi_n^* = [Q(r_n(k)) - r_n(k)]^*$ . Aplicando a propriedade da derivada do produto e fazendo  $|\psi|^2 = \psi_n(k) \cdot \psi_n^*(k)$ , tem-se

$$\frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} = \frac{\partial (\psi_n(k) \cdot \psi_n^*(k))}{\partial c_{R,n,p}(l)}, \quad (4.64)$$

$$\frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} = \psi_n(k) \frac{\partial(\psi_n^*(k))}{\partial c_{R,n,p}(l)} + \frac{\partial(\psi_n(k))}{\partial c_{R,n,p}(l)} \psi_n^*(k), \quad (4.65)$$

$$\frac{\partial(\psi_n^*(k))}{\partial c_{R,n,p}(l)} = Q \left[ \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\partial d_{np}^*(m)}{\partial c_{R,n,p}(l)} e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right] - \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\partial d_{np}^*(m)}{\partial c_{R,n,p}(l)} e^{j \frac{2\pi m k}{M}}, \quad (4.66)$$

$$\frac{\partial(\psi_n(k))}{\partial c_{R,n,p}(l)} = Q \left[ \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\partial d_{np}(m)}{\partial c_{R,n,p}(l)} e^{-j \frac{2\pi m k}{M}} \right] - \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\partial d_{np}(m)}{\partial c_{R,n,p}(l)} e^{-j \frac{2\pi m k}{M}}, \quad (4.67)$$

O primeiro termo da equação acima é constante, portanto apresenta derivada igual à zero.

$$\frac{\partial(d_{np}^*(m))}{\partial c_{R,n,p}(l)} = \frac{\partial \bar{d}_{np}^*(q)}{\partial c_{R,n,p}(l)} \Big|_{q \in \{0,1,2,\dots,M+PC\}}, \quad (4.68)$$

$$\frac{\partial(d_{np}(m))}{\partial c_{R,n,p}(l)} = \frac{\partial \bar{d}_{np}(q)}{\partial c_{R,n,p}(l)} \Big|_{q \in \{0,1,2,\dots,M+PC\}}. \quad (4.69)$$

Considerando a Equação (4.54) e derivando-se em relação aos coeficientes do equalizador temporal, obtém-se

$$\frac{\partial(\bar{d}_{np}(q))}{\partial c_{R,n,p}(l)} = b_{n,p}^{(l)}(q), \quad (4.70)$$

$$\frac{\partial(\bar{d}_{np}^*(q))}{\partial c_{R,n,p}(l)} = b_{n,p}^{*(l)}(q). \quad (4.71)$$

De forma análoga ao desenvolvimento realizado para a parte real a parte imaginária pode ser escrita como

$$\frac{\partial(\bar{d}_{np}(q))}{\partial c_{I,n,p}(l)} = j b_{n,p}^{(l)}(q), \quad (4.72)$$

$$\frac{\partial(\bar{d}_{np}^*(q))}{\partial c_{I,n,p}(l)} = -j b_{n,p}^{*(l)}(q). \quad (4.73)$$

Partindo das Equações (4.70) e (4.71) e realizando algumas substituições, baseadas nas equações apresentadas, a parte real da derivada pode ser escrita na forma

$$\frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} = \psi_n(k) \left\{ - \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right\} + \psi_n^*(k) \left\{ - \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{(l)}(q) \right) e^{-j \frac{2\pi m k}{M}} \right\}. \quad (4.74)$$

Partindo das Equações (4.72) e (4.73) e realizando algumas substituições, baseadas nas equações apresentadas, a parte imaginária da derivada pode ser escrita na forma

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{I,n,p}(l)} = j \left\{ \psi_n(k) \left\{ - \sum_{m=0}^{M-1} \left( -j b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right\} \right. \\ \left. + \psi_n^*(k) \left\{ - \sum_{m=0}^{M-1} \left( j b_{n,p}^{(l)}(q) \right) e^{-j \frac{2\pi m k}{M}} \right\} \right\}. \end{aligned} \quad (4.75)$$

Substituindo a equação  $\psi_n(k)$  e  $\psi_n^*(k)$  na Equação (4.74) tem-se

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} = [Q(r_n(k)) - r_n(k)] \left\{ - \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right\} \\ + [Q(r_n(k)) - r_n(k)]^* \left\{ - \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{(l)}(q) \right) e^{-j \frac{2\pi m k}{M}} \right\}. \end{aligned} \quad (4.76)$$

Substituindo a equação  $\psi_n(k)$  e  $\psi_n^*(k)$  na Equação (4.75) tem-se

$$\begin{aligned} j \frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{I,n,p}(l)} = j \left\{ [Q(r_n(k)) - r_n(k)] \left\{ - \sum_{m=0}^{M-1} \left( -j b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right\} \right. \\ \left. + [Q(r_n(k)) - r_n(k)]^* \left\{ - \sum_{m=0}^{M-1} \left( j b_{n,p}^{(l)}(q) \right) e^{-j \frac{2\pi m k}{M}} \right\} \right\}. \end{aligned} \quad (4.77)$$

Assim, a Equação (4.77) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned}
j \frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{I,n,p}(l)} &= -[Q(r_n(k)) - r_n(k)] \left\{ w_n^*(k) \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right\} \\
&+ [Q(r_n(k)) - r_n(k)]^* \left\{ w_n(k) \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{(l)}(q) \right) e^{-j \frac{2\pi m k}{M}} \right\}.
\end{aligned} \tag{4.78}$$

Substituindo a Equação (4.76) e (4.78), na Equação (4.61) tem-se

$$\begin{aligned}
\nabla_{c,n,p} E_{DD}(k) &= \left[ \frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{R,n,p}(l)} + j \frac{\partial E_{DD}(k)}{\partial c_{I,n,p}(l)} \right] \\
&= -[Q(r_n(k)) - r_n(k)] \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right\} \\
&- [Q(r_n(k)) - r_n(k)]^* \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{(l)}(q) \right) e^{-j \frac{2\pi m k}{M}} \right\} \\
&- [Q(r_n(k)) - r_n(k)] \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right\} \\
&+ [Q(r_n(k)) - r_n(k)]^* \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{(l)}(q) \right) e^{-j \frac{2\pi m k}{M}} \right\},
\end{aligned} \tag{4.79}$$

$$\nabla_{c,n,p} E_{DD}(k) = -2[Q(r_n(k)) - r_n(k)] \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}} \right\}. \tag{4.80}$$

Como  $\sum_{m=0}^{M-1} \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) e^{j \frac{2\pi m k}{M}}$  é a transformada de Fourier de “ $b$ ”, pode-se considerar o operador da transformada conjugada como sendo  $\mathcal{F}^* \left\{ \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) \right\}$ , logo a Equação (4.80) se reduz a

$$\nabla_{c,n,p} E_{DD}(k) = -2[Q(r_n(k)) - r_n(k)] \left\{ \mathcal{F}^* \left[ \left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) \right] \right\}. \tag{4.81}$$

Considerando o termo  $\left( b_{n,p}^{*(l)}(q) \right) = x_{np}(q - l)$ , e empregando a propriedade do deslocamento temporal da transformada de Fourier, dada por  $\mathcal{F}[x(t - \tau)] = X(f)e^{-j2\pi f\tau}$ , a Equação (4.81) pode ser reescrita na forma

$$\nabla_{c,n,p} E_{DD}(k) = -2[Q(r_n(k)) - r_n(k)] \left\{ \mathcal{F}^* \left\{ \left( b_{n,p}^{(0)}(q) \right) \right\} e^{-j \frac{2\pi l k}{M}} \right\}. \quad (4.82)$$

Por conveniência o termo  $\mathcal{F}^* \left[ \left( b_n^{(0)}(q) \right) \right]$  será substituído por  $\mathbf{B}_{Mp}^*(k)$ , que é uma matriz que contém  $M$  linhas e uma coluna, representando os coeficientes da transformada de Fourier para cada subportadora, escrito por

$$\mathbf{B}_{Mp}^*(k) = \begin{bmatrix} B_{Mp}^*(0) \\ \vdots \\ B_{Mp}^*(M) \end{bmatrix}. \quad (4.83)$$

Assim,

$$\nabla_{c,n,p} E_{DD}(k) = -2[Q(r_n(k)) - r_n(k)] \left\{ \mathbf{B}_{Mp}^*(k) \cdot e^{-j \frac{2\pi l k}{M}} \right\}. \quad (4.84)$$

Logo,

$$\nabla_{c,n,p} E_{DD}(k) = \begin{bmatrix} -2[Q(r_n(k)) - r_n(k)] \left\{ B_{Mp}^*(k) e^{-j \frac{2\pi(0)k}{M}} \right\} \\ \vdots \\ -2[Q(r_n(k)) - r_n(k)] \left\{ B_{Mp}^*(k) e^{-j \frac{2\pi(J-1)k}{M}} \right\} \end{bmatrix}. \quad (4.85)$$

Definindo o vetor  $\mathbf{\Lambda}_p^*(k) = -2[Q(r_n(k)) - r_n(k)] \left\{ \mathbf{B}_{Mp}^*(k) \right\}$  tem-se,

$$\nabla_{c,n,p} E_{DD}(k) = \mathbf{\Lambda}_p^*(k) \begin{bmatrix} e^{-j \frac{2\pi(0)k}{M}} \\ \vdots \\ e^{-j \frac{2\pi(J-1)k}{M}} \end{bmatrix}. \quad (4.86)$$

O algoritmo final deve levar em consideração que cada coeficiente do equalizador temporal é atualizado pela soma de todas as contribuições das subportadoras após a FFT ser executada. Assim, expressando os coeficientes do equalizador temporal em função de  $\mathbf{\Lambda}_p^*(k)$  tem-se

$$\mathbf{c}_{p,n+1}(J) = \mathbf{c}_{p,n}(J) + \mu_d \sum_{k=0}^{M-1} \mathbf{\Lambda}_p^*(k) e^{-j \frac{2\pi J k}{M}}, \quad (4.87)$$

$$\mathbf{c}_{p,n+1}(\mathcal{J}) = \mathbf{c}_{p,n}(\mathcal{J}) + \mu_d \left( \sum_{k=0}^{M-1} \Lambda_p(k) e^{j \frac{2\pi \mathcal{J} k}{M}} \right)^* \quad (4.88)$$

Adotando o símbolo  $\mathcal{F}^{-1}$  como operador da transformada inversa de Fourier tem-se

$$\mathbf{c}_{p,n+1}(\mathcal{J}) = \mathbf{c}_{p,n}(\mathcal{J}) + \mu_d \{ \mathcal{F}^{-1}[\Lambda_p(k)] \}^* \quad (4.89)$$

Analisando a forma vetorial da equação (4.87) para atualização dos coeficientes do equalizador temporal tem-se

$$\mathbf{c}_{p,n+1} = \mathbf{c}_{p,n} + \mu_d \sum_{k=0}^{M-1} \nabla_{\mathbf{c},p,n} E_{DD}(k), \quad (4.90)$$

onde  $\mathbf{c}$  é um vetor empregado para representar os coeficientes do equalizador temporal.

A IFFT possui  $M$  termos e será empregada para atualizar os coeficientes do equalizador temporal que apresenta  $\mathcal{J}$  termos, onde  $\mathcal{J} < M$ . Portanto, é necessário o truncamento na IFFT até o  $\mathcal{J}$ -ésimo termo do equalizador, ou seja, é preciso descartar os termos entre  $\mathcal{J} + 1$  e  $M$  coeficientes.

$$\mathcal{F}^{-1}(\mathcal{J}, k) = \left[ e^{j \frac{2\pi \mathcal{J} k}{M}} \right] \Big|_{\mathcal{J} \times M} \quad (4.91)$$

Usando a definição, o vetor  $\Lambda_p^*(k)$  apresenta sua forma vetorial que pode ser escrita por

$$\Lambda_p^*(k) = -2[Q(r_n(k)) - r_n(k)] \{ \mathbf{B}_{Mp}^*(k) \} \Big|_{M \times 1} \quad (4.92)$$

Logo, as expressões matemáticas empregadas na atualização dos coeficientes do ramo par e ímpar do equalizador fracionário são, respectivamente, escritas por

$$\mathbf{c}_{p,n+1}(\mathcal{J}) = \mathbf{c}_{p,n}(\mathcal{J}) + \mu_d \mathcal{F}^{-1*}(\mathcal{J}, k) \Lambda_p^*(k), \quad (4.93)$$

$$\mathbf{c}_{i,n+1}(\mathcal{J}) = \mathbf{c}_{i,n}(\mathcal{J}) + \mu_d \mathcal{F}^{-1*}(\mathcal{J}, k) \Lambda_i^*(k). \quad (4.94)$$

A Tabela 4.2 esquematiza o procedimento adotado para o algoritmo de retropropagação DD anexado ao equalizador pré-FFT.

A Figura 4.7 ilustra o diagrama em blocos do modelo do algoritmo de retropropagação DD anexado ao equalizador pré-FFT.

Tabela 4.2: Algoritmo de retropropagação DD para equalização pré-FFT.

Algoritmo de retropropagação DD para equalização pré-FFT.	
Inicializar o vetor $\mathbf{c}$ . com o valor	
	$\mathbf{c}_n(\mathcal{J}) = \begin{cases} 0 + j0, & \mathcal{J} = 0, 1, \dots, \mathcal{T} - 1, \mathcal{J} \neq \xi \\ 1 + j0, & \mathcal{J} = \xi \end{cases}$
onde $j = \sqrt{-1}$ , $\mathcal{T}$ é a dimensão do vetor dos coeficientes do equalizador temporal $\mathbf{c}$ e $\xi$ , $0 < \xi < \mathcal{T} - 1$ é o índice do único coeficiente do equalizador que é inicializado com o valor $1 + j0$ . Esta técnica, denominada de <i>Single Spike</i> [4][5], é aceita e utilizada na prática para a inicialização de equalizadores.	
Iniciar o indexador das amostras recebidas por amostragem fracionária do canal: $q = 0$ .	
Iniciar o indexador de regressor do canal: $n = 0$ .	
Conseguir o $n$ -ésimo regressor do canal $b_n(q)$ : $b_n(q) = \bar{x}_n(2(M + PC) - q - \mathcal{T} + 1)$ , onde $\bar{x}_n$ é a sequência de amostras recebidas por amostragem fracionária $T_s/2$ do canal, com $q = 0, 2, 4, 6, 8, \dots, M$ , sendo $M$ o número total de amostras do símbolo OFDM, e PC o comprimento do prefixo cíclico.	
Saída do equalizador pré-FFT para o símbolo OFDM no instante $n$ :	
	$\bar{d}_n(q) = \sum_{\mathcal{J}=0}^{\mathcal{T}-1} c_n(\mathcal{J}) b_n^{(\mathcal{J})}(q)$
Atualizar os coeficientes do equalizador pré-FFT:	
	$\mathbf{c}_{n+1}(\mathcal{J}) = \mathbf{c}_n(\mathcal{J}) + \mu_d \mathcal{F}^{-1*}(\mathcal{J}, k) \Lambda^*(k)$
Onde $\Lambda^*(k) = -2[Q(r_n(k)) - r_n(k)] \{\mathbf{B}_M^*(k)\}$ ,	
	$e_n(k) = Q(r_n(k)) - r_n(k)$
	$\mathbf{B}_M^*(k) = \mathcal{F}^* \left[ \left( b_n^{(0)}(q) \right) \right]$
sendo $\mathcal{F}^{-1*}(\mathcal{J}, k) =$	$\begin{bmatrix} e^{-j \frac{2\pi(0)k}{M}} \\ \vdots \\ \vdots \\ e^{-j \frac{2\pi(\mathcal{T}-1)k}{M}} \end{bmatrix}$
Incrementar indexadores: $q = q + 2$ , $n = n + 1$	
Fim.	

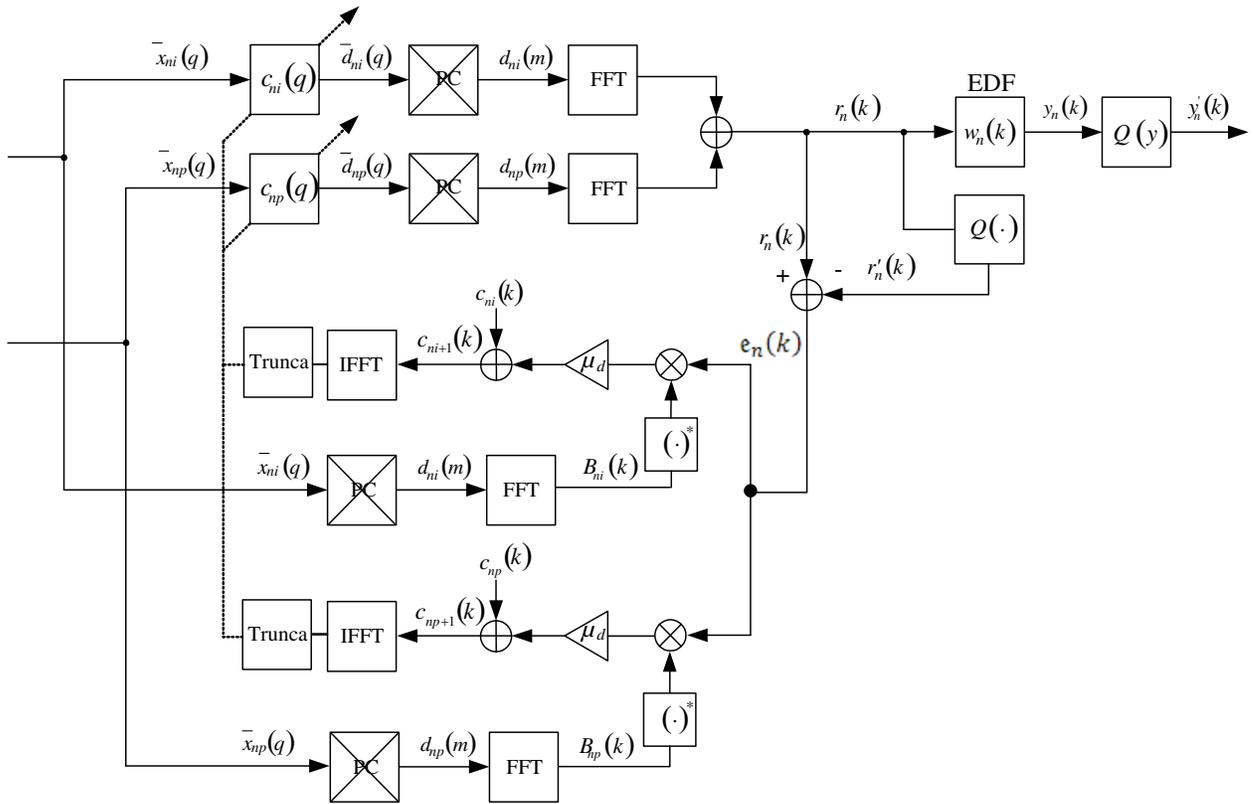


Figura 4.7: Sistema de recepção OFDM com o algoritmo de retropropagação DD para equalização pré-FFT.

### 4.3.3 Algoritmo de Retropropagação Concorrente para Equalização Pré-FFT

O algoritmo proposto nesta seção é uma combinação do algoritmo tradicional CMA e o algoritmo de decisão direta suave, denominado como SDD, atuando de forma concorrente.

A derivação neste algoritmo é feita na saída decidida após a FFT denominada de  $r'_n(k)$ , conforme ilustra a Figura 4.5, com relação aos coeficientes do equalizador temporal  $c_n(J)$ . O objetivo é fornecer ao equalizador um valor que quantize a intensidade da interferência entre os símbolos, antes que seja corrigida a fase e a amplitude de cada subportadora pelo EDF.

A análise do algoritmo é feita de forma semelhante ao realizado para o CMA. A mudança está na função de custo tradicional do algoritmo DD, que é escrita por

$$\mathfrak{J}_{DD} = |Q(r_n(k)) - r_n(k)|^2, \quad (4.95)$$

onde  $Q(r_n(k))$  representa a saída quantizada do equalizador definida por

$$Q(r_n(k)) = \min\{s_{il}: |r_n(k) - s_{il}|^2\}. \quad (4.96)$$

O termo  $s_{il}$  representa um dos pontos da região de decisão, resultante da divisão do plano complexo em  $\mathfrak{M}/4$  regiões regulares, ilustrado na Figura 4.8. Assim, o termo  $s_{il}$  é um símbolo da constelação  $\mathcal{M}$ -QAM dentro de um conjunto de pontos definidos por  $S = \{s_{il} = (2i - Q - 1) + j(2l - Q - 1), 1 \leq i, l \leq Q\}$ , onde  $Q = \sqrt{\mathcal{M}} = 2^I$ , sendo  $I$  um número inteiro.

Após a equalização, a saída do equalizador contém a versão equalizada da informação transmitida somada a um sinal com características aproximadas de uma distribuição gaussiana. Assim, se os coeficientes do equalizador temporal forem adequadamente configurados, a saída do equalizador pode ser modelada por  $\mathfrak{M}$  clusters com distribuição gaussiana, com cada cluster sendo representado por  $s_{il}$ , onde  $1 \leq i, l \leq Q$ .

Segundo as considerações acima, a função de densidade de probabilidade *a posteriori* de  $r_n(k)$  pode ser aproximada por

$$p(\mathbf{c}_{p,i}, r_n(k)) \leq \sum_{q=1}^Q \sum_{l=1}^Q \frac{p_{ql}}{2\pi\rho} \exp\left(-\frac{|r_n(k) - s_{ql}|^2}{2\rho}\right), \quad (4.97)$$

onde  $p_{ql}$  são as probabilidades *a priori* de  $s_{ql}$ ,  $1 < q, l < Q$ .

Para minimizar a complexidade dos cálculos necessários em (4.97), é proposta uma divisão local que contemple apenas quatro funções exponenciais. Deste modo, não é preciso investigar todas as regiões da função de densidade, pois isso é feito dividindo o plano complexo em  $\mathfrak{M}/4$  regiões regulares, conforme ilustra a Figura 4.8. Cada região contém quatro símbolos da constelação, representada como

$$S_{il} = \{s_{t_3}, t = 2i - 1, 2i; \mathfrak{z} = 2l - 1, 2l\}. \quad (4.98)$$

Assim, se  $r_n(k)$  está dentro da região  $S_{il}$ , obtém-se uma aproximação da densidade *a posteriori*, dada por

$$\tilde{p}(\mathbf{c}_{p,i}, r_n(k)) \approx \sum_{t=2i-1}^{2i} \sum_{\mathfrak{z}=2l-1}^{2l} \frac{1}{8\pi\rho} \exp\left(-\frac{|r_n(k) - s_{t_3}|^2}{2\rho}\right), \quad (4.99)$$

onde cada probabilidade foi igualmente distribuída pelo valor 1/4. Porém, esta proposta só seria interessante para uma equalização ótima. Para otimizar este resultado é proposta a solução MAP estudada em [85].

O objetivo é projetar um esquema com os algoritmos CMA e SDD operando de forma cooperativa. A função do algoritmo CMA é reduzir o erro para permitir a correta atuação do SDD. O algoritmo SDD é projetado para atender o critério MAP, maximizando o logaritmo da função de densidade de probabilidade local na saída do equalizador temporal, dada por

$$\bar{J}_{LMAP}(\mathbf{c}_{p,i}) = E \left[ J_{LMAP}(\mathbf{c}_{p,i}, r_n(k)) \right]. \quad (4.100)$$

O objetivo em maximizar a função de densidade de probabilidade na saída do equalizador temporal, é que o máximo local desta função ocorre justamente para os valores dos símbolos válidos transmitidos. Assim, é razoável derivar os coeficientes do equalizador para que a sua saída direcione para este máximo.

Ajustando-se os coeficientes do algoritmo do gradiente estocástico [9][10][86], obtém-se

$$J_{LMAP}(\mathbf{c}_{p,i}, r_n(k)) = \rho \log \left( \tilde{p}(\mathbf{c}_{p,i}, r_n(k)) \right). \quad (4.101)$$

Os coeficientes pares e ímpares de adaptação são dados por

$$\mathbf{c}_{p,i,n+1} = \mathbf{c}_{p,i,n} + \mu_{DD} \frac{\partial J_{LMAP}(\mathbf{c}_{p,i}, r_n(k))}{\partial \mathbf{c}_{p,i}}, \quad (4.102)$$

onde

$$\frac{\partial J_{LMAP}(\mathbf{c}_{p,i}, r_n(k))}{\partial \mathbf{c}_{p,i}} = \frac{\sum_{t=2i-1}^{2i} \sum_{\bar{3}=2l-1}^{2l} \exp\left(-\frac{|r_n(k) - s_{t\bar{3}}|^2}{2\rho}\right) (s_{t\bar{3}} - r_n(k))}{\sum_{t=2i-1}^{2i} \sum_{\bar{3}=2l-1}^{2l} \exp\left(-\frac{|r_n(k) - s_{t\bar{3}}|^2}{2\rho}\right)} \mathbf{B}_{M,p,i}^* \quad (4.103)$$

A Tabela 4.3 esquematiza o procedimento adotado no algoritmo de retropropagação concorrente anexado ao equalizador pré-FFT para sistemas OFDM.

Tabela 4.3: Algoritmo de retropropagação concorrente para equalização pré-FFT.

Algoritmo de retropropagação concorrente para equalização pré-FFT.	
Inicializar o vetor $\mathbf{c}$ . com o valor	
$\mathbf{c}_j = \begin{cases} 0 + j0, & j = 0, 1, \dots, \mathcal{T} - 1, j \neq \xi \\ 1 + j0, & j = \xi \end{cases}$	
onde $j = \sqrt{-1}$ , $\mathcal{T}$ é a dimensão do vetor dos coeficientes do equalizador temporal $\mathbf{c}$ e $\xi$ , $0 < \xi < \mathcal{T} - 1$ é o índice do único coeficiente do equalizador que é inicializado com o valor $1 + j0$ . Esta técnica, denominada de <i>Single Spike</i> [4][5], é aceita e utilizada na prática para a inicialização de equalizadores.	
Iniciar o indexador das amostras recebidas por amostragem fracionária do canal: $q = 0$ .	
Iniciar o indexador de regressor do canal: $n = 0$ .	
Conseguir o $J$ -ésimo regressor do canal $b_n^J(q)$ : $b_n^J(q) = \bar{x}_n(2(M + PC) - q - J + 1)$ , onde $\bar{x}_n$ é a sequência de amostras recebidas por amostragem fracionária $T_S/2$ do canal, com $q = 0, 2, 4, 6, 8, \dots, M$ , sendo $M$ o número total de amostras do símbolo OFDM, e $PC$ o comprimento do prefixo cíclico.	
Saída do equalizador pré-FFT para o símbolo OFDM no instante $n$ :	
$\bar{d}_n(q) = \sum_{j=0}^{\mathcal{T}-1} c_n(j) b_n^{(j)}(q)$	
Atualizar os coeficientes do equalizador concorrente pré-FFT:	
<b>Algoritmo CMA:</b>	
$\mathbf{c}_{n+1}(j) = \mathbf{c}_n(j) + \mu_c \mathcal{F}^{-1*}(j, k) \mathbf{V}^*(k),$ $\mathbf{V}^*(k) = 4\epsilon_n(k) r_n(k) \mathbf{B}_M^*(k),$ $\epsilon_n(k) = ( r_n(k) ^2 - R_2),$ $\mathbf{B}_M^*(k) = \mathcal{F}^* \left[ \left( b_n^{(0)}(q) \right) \right].$	
<b>Algoritmo SDD:</b>	
$\mathbf{c}_{n+1}(j) = \mathbf{c}_n(j) + \mu_d \frac{\partial J_{LMAP}(\mathbf{c}, r_n(k))}{\partial \mathbf{c}},$ $\frac{\partial J_{LMAP}(\mathbf{c}, r_n(k))}{\partial \mathbf{c}} = \frac{\sum_{i=2i-1}^{2i} \sum_{l=2l-1}^{2l} \exp\left(-\frac{ r_n(k) - s_{t_3} ^2}{2\rho}\right) (s_{t_3} - r_n(k))}{\sum_{i=2i-1}^{2i} \sum_{l=2l-1}^{2l} \exp\left(-\frac{ r_n(k) - s_{t_3} ^2}{2\rho}\right)} \mathbf{B}_M^*.$	
Incrementar indexadores: $q = q + 2$ , $n = n + 1$	
Fim.	

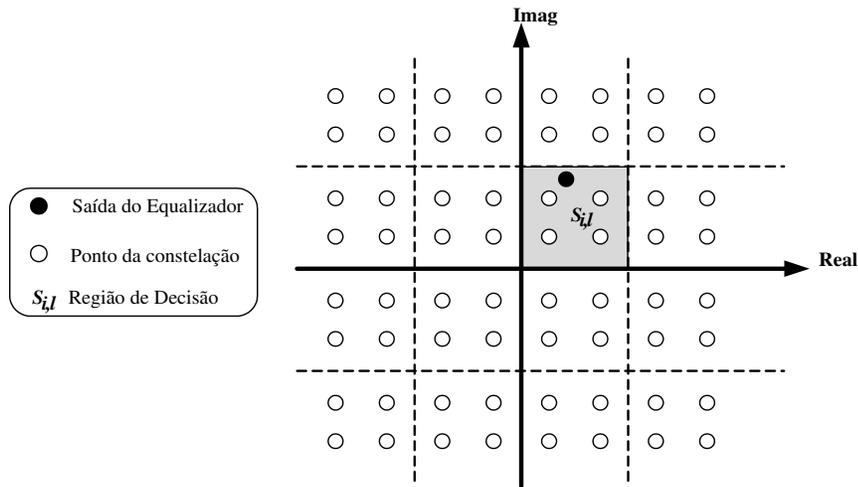


Figura 4.8: Região de decisão para o algoritmo de retropropagação concorrente.

#### 4.4 METODOLOGIA NA SIMULAÇÃO DO EQUALIZADOR CONCORRENTE PRÉ-FFT

A metodologia de simulação empregada nesta seção mostra o desempenho do sistema OFDM equipado com o algoritmo de retropropagação concorrente para equalização pré-FFT, ou simplesmente equalização concorrente pré-FFT. Nas simulações, será utilizado um EDF convencional por interpolação linear em conjunto com o EDT ou concorrente pré-FFT.

O objetivo da simulação é verificar qual é o desempenho deste sistema, quando o PC é reduzido para valores menores do que a máxima dispersão temporal do canal, deixando o trabalho de mitigar a interferência entre os símbolos para o equalizador concorrente pré-FFT.

Os resultados da simulação são gerados de forma a se comparar o desempenho do dispositivo proposto, em termos de  $BER \times E_b/N_0$ , com esquemas tradicionais de equalização no domínio da frequência com PC insuficiente. O desempenho do algoritmo de equalização concorrente pré-FFT, também é comparado com o desempenho de um equalizador temporal fracionário ideal, denominado de equalizador supervisionado, que tem disponível durante toda a simulação uma sequência de treinamento conhecida. Este sistema com supervisão plena não transmite informação útil, mas serve como uma referência de desempenho superior para se avaliar o desempenho do algoritmo proposto. O equalizador supervisionado utiliza a mesma estrutura de retropropagação deduzida para o equalizador concorrente pré-FFT, porém a atualização dos coeficientes deste equalizador é realizada usando o tradicional algoritmo LMS.

Também são apresentados resultados teóricos e de simulação para o canal AWGN com o propósito de enfatizar a coerência dos resultados de simulação. O resultado do desempenho do sistema AWGN simulado, foi produzido na mesma plataforma *Matlab*, criada para calcular a BER no sistema OFDM equipado com o equalizador concorrente pré-FFT [87][88]. O resultado do desempenho teórico para o canal AWGN foi obtido para a modulação  $\mathcal{M}QAM - \mathcal{N}$  partindo da expressão dada por Santella [89]. Essa expressão é proposta para o cálculo da BER em um sistema com uma única portadora, dada por

$$P_{\epsilon} = \frac{\sqrt{\mathcal{M}}-1}{\sqrt{\mathcal{M}} \log_2(\sqrt{\mathcal{M}})} \cdot \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3 \cdot \log_2(\mathcal{M}) \cdot E_b}{2(\mathcal{M}-1) \cdot N_0}} \right). \quad (4.104)$$

Para  $\mathcal{M} = 4$  a Equação (4.104) se reduz a taxa de erro de bit da modulação QPSK, dada por

$$P_{\epsilon} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right). \quad (4.105)$$

O pesquisador Wyk [90], em seu trabalho, propôs uma extensão da Equação (4.105) para ser utilizada em sistema com múltiplas portadoras. A proposta é dividir a largura de faixa disponível em  $\mathcal{N}$  subcanais utilizando uma modulação  $\mathcal{M}QAM$ . Assim, origina-se a denominação  $\mathcal{M}QAM - \mathcal{N}$ . Como exemplo, considere o esquema  $64QAM - 2048$ , que representa a modulação  $64QAM$  sobre 2048 subportadoras. A expressão que relaciona estes parâmetros para o caso geral, é dada por

$$P_{\epsilon} = \frac{\sqrt{\mathcal{M}}-1}{\sqrt{\mathcal{M}} \log_2(\sqrt{\mathcal{M}})} \cdot \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\left( \frac{2\sqrt{\mathcal{N}}-1}{2\sqrt{\mathcal{N}}-1} \right) \frac{3 \cdot \log_2(\mathcal{M}) \cdot E_b}{2(\mathcal{M}-1) \cdot N_0}}{2\sqrt{\mathcal{N}}-1}} \right). \quad (4.106)$$

Para o caso com  $\mathcal{M} = 4$ , a Equação (4.106) se reduz a

$$P_{\epsilon} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\left( \frac{2\sqrt{\mathcal{N}}-1}{2\sqrt{\mathcal{N}}-1} \right) \frac{E_b}{N_0}}{2\sqrt{\mathcal{N}}-1}} \right). \quad (4.107)$$

O EDF, que foi empregado nas simulações, utiliza a conhecida técnica de Interpolação Linear para a estimação do canal. Este processo estima o canal nas subportadoras pilotos fixas e igualmente espaçadas de cada símbolo OFDM, empregando a Equação (3.13).

Para as subportadoras de dados, a estimativa de canal é obtida pela interpolação linear das estimativas obtidas nas subportadoras pilotos vizinhas. A motivação para utilizar a interpolação linear foi estabelecer um limiar mínimo de desempenho, uma vez que este tipo estimador possui um desempenho inferior se comparado a outras técnicas de interpolação [24].

Os resultados de simulação foram obtidos para um sistema OFDM com 2048 subportadoras. Os símbolos OFDM, incluindo o PC, possuem uma taxa de amostragem de 8,127 MHz, ou seja, um período de amostragem de  $T_s = 63/(512 \times 10^6) \sim 123,05 \text{ ns}$ . Para formatação do espectro de frequência, foram utilizadas, entre as 2048 subportadoras, 158 subportadoras nulas, restando 1890 para dados e pilotos. As subportadoras de dados são moduladas com 64-QAM e os tons pilotos com BPSK. Os parâmetros do equalizador empregados nesta simulação são apresentados na Tabela 4.4 o número de coeficientes do equalizador temporal é representado pelo termo  $\mathcal{T}$ , a posição do coeficiente unitário usado na inicialização do equalizador é dada por  $\mathfrak{L}$ , os passos de adaptação usados para o equalizador concorrente pré-FFT são dados por  $\mu_c$ ,  $\mu_d$ , e o parâmetro de dispersão da constelação do SDD é dado por  $\rho$ .

Para verificar o aumento na vazão efetiva dos dados que se obtém com o equalizador concorrente pré-FFT, o sistema com o estimador linear é configurado com as subportadoras pilotos espaçadas entre si de quatro subportadoras, resultando em 378 pilotos e 1512 subportadoras de dados, em cada símbolo OFDM. Neste caso, a vazão do sistema  $R_{\text{interp}}$  é dada pelo inverso de  $T_s \times 2048 \times (1 + PC)/(1512 \times 6)$ . Para o equalizador concorrente pré-FFT, a configuração das subportadoras pilotos é idêntica à do estimador por Interpolação Linear. Isto se deve ao fato que as subportadoras pilotos, mesmo para a equalização temporal, são empregadas para auxiliarem a equalização na frequência e o sincronismo.

A Tabela 4.5 resume os valores de vazão sistêmica dos dados para uma transmissão OFDM. Cada cenário na Tabela 4.5 apresenta a vazão dos dados considerando duas situações, ambas com equalizadores na frequência. A primeira situação apresenta um sistema com PC insuficiente, para mitigar a interferência entre os símbolos, porém está equipado com o equalizador concorrente pré-FFT. A segunda situação apresenta um sistema com PC suficiente sem equalização concorrente pré-FFT. A explicação para o uso do PC suficiente foi mostrada na Tabela 3.4.

A configuração do prefixo cíclico com os valores iguais a 1/16, 1/32, 1/64 e zero, na Tabela 4.5, é motivada pelo perfil do canal de comunicação proposto para cada cenário. O ganho de vazão dos dados depende da dispersão do canal no cenário considerado. Logicamente, em cená-

rios onde o comprimento do PC é maior, o ganho na vazão dos dados com a equalização concorrente pré-FFT aumenta. Na primeira situação do primeiro cenário, considerado na Tabela 4.5 o equalizador concorrente pré-FFT atua de modo cooperativo e com o  $PC = 0$ , possibilitando uma economia superior a  $1 \text{ Mbit/s}$ . A outra configuração para este cenário utiliza o estimador de canal convencional com o PC suficiente para prevenir a IES.

O órgão ITU [48] padroniza o perfil do canal em função do atraso e do ganho das componentes de múltiplo percurso. A fase das componentes foi gerada aleatoriamente para simular o posicionamento da antena do receptor. A digitalização do canal foi feita truncando para cima o perfil de atrasos. Os coeficientes não nulos do canal digitalizados são mostrados na Tabela 4.6 e a magnitude da resposta em frequência dos canais está no Anexo A.

O esquema, para a equalização proposta, foi testado com valores de PC iguais a  $1/32$ ,  $1/64$ ,  $1/128$ ,  $1/256$  e zero. A motivação para a escolha destes valores foi estabelecida pelos perfis dos canais apresentados na Tabela 4.6. A duração do PC em  $\mu\text{s}$  é dada, para o sistema aqui considerado, por  $2048 \times PC \times T_S$ . Como exemplo, o valor de  $PC = 1/64$  corresponde a uma duração de  $3,9375 \mu\text{s}$ . Portanto, considerando o atraso máximo do canal Brazil A como  $5,93 \mu\text{s}$ , conclui-se que o valor do PC menor ou igual a  $1/64$  não previne a IES no canal Brazil A.

Os resultados da simulação foram obtidos para cada ponto de  $E_b/N_0$  pela estimativa da média  $m$  da BER em  $\mathbb{C} = 20$  realizações do experimento (simulação), como dado na equação

$$\overline{\text{BER}} = \frac{1}{\mathbb{C}} \sum_{i=1}^{\mathbb{C}} \text{BER}_i. \quad (4.108)$$

A estimativa  $S^2$  da variância e o cálculo do intervalo de confiança são dados por

$$s^2 = \frac{1}{\mathbb{C} - 1} \sum_{i=1}^{\mathbb{C}} (\text{BER}_i - \overline{\text{BER}})^2,$$

$$\Pr \left\{ -c < \frac{\overline{\text{BER}} - m}{s / \sqrt{\mathbb{C}}} < c \right\} = 0,95,$$

$$\Pr \left\{ \left| \frac{\overline{\text{BER}} - m}{s / \sqrt{\mathbb{C}}} \right| < c \right\} = 0,975,$$

$$\text{IC} = [\overline{\text{BER}} - cs / \sqrt{\mathbb{C}}; \overline{\text{BER}} + cs / \sqrt{\mathbb{C}}].$$

Como apresentado no conjunto de Equações (4.109), nos cálculos, supõe-se que  $\overline{BER}$  tem distribuição gaussiana e, portanto, que  $(\overline{BER} - m)/(\mathcal{S}/\sqrt{\mathbb{C}})$  tem distribuição *t-student* com  $\mathbb{C} - 1$  graus de liberdade. No cálculo do IC de 95%, o parâmetro  $c$  é dado pela função inversa de distribuição acumulada *t-student* avaliada em 0,95.

As curvas de desempenho de  $BER \times E_b/N_0$  são então apresentadas com linha sólida para a estimativa da média  $\overline{BER}$  e com linha tracejada para os limites superior e inferior do IC.

É importante destacar dois aspectos. O primeiro é que nas simulações não foi utilizado esquema de codificação de canal, visando enfatizar apenas o desempenho da equalização. O segundo é que o receptor OFDM opera com o concorrente EDT e o EDF convencional [1].

As simulações são orientadas pelos cenários apresentados na Tabela 4.7. A primeira coluna informa o número do cenário. A segunda e a terceira coluna mostram o perfil e o atraso máximo do canal em  $\mu s$ , respectivamente. A quarta coluna apresenta o valor da razão do PC no símbolo OFDM, que para todos os perfis simulados é insuficiente para evitar a interferência entre os símbolos. A quinta coluna mostra a DPC considerada, que para todos os cenários é dada por  $2048 \times PC \times T_s$  ( $\mu s$ ).

O objetivo da simulação é testar o desempenho do esquema de equalização concorrente pré-FFT para cenários com PC insuficiente para evitar a interferência entre os símbolos. Para exemplificar, o primeiro cenário é proposto com valor de  $PC = 1/64$ , que representa uma duração de  $3,97 \mu s$ . Sabendo que o atraso máximo do espalhamento do canal, para o perfil Brazil A, é de  $5,93 \mu s$ , constata-se que o PC considerado neste cenário, não é suficiente para evitar a IES. Porém, com a utilização do equalizador concorrente pré-FFT foi possível equalizar o canal e aumentar a vazão efetiva dos dados.

#### 4.5 ANÁLISE DO DESEMPENHO DA EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PRÉ-FFT

Esta seção objetiva mostrar os resultados de desempenho encontrados para o equalizador concorrente pré-FFT.

As simulações foram realizadas conforme os cenários da Tabela 4.7. Todos os cenários são propostos com o prefixo cíclico insuficiente para evitar a interferência entre os símbolos. As-

sim, é importante enfatizar que o equalizador concorrente pré-FFT é responsável pela mitigação da IES. O estimador por interpolação linear não agrega proteção temporal. Isso é proposto, para mostrar que quando o prefixo cíclico não é suficiente para prevenir IES, a ortogonalidade da FFT é perdida e a interferência entre as portadoras degrada o desempenho da BER. Assim, os resultados informam saturação para a interpolação linear unidimensional mostrando-se a necessidade de um PC adequado ou um equalizador temporal para evitar a IES quando é empregado apenas o EDF. O equalizador temporal supervisionado é representado na simulação como uma referência para o desempenho superior da equalização temporal.

As ilustrações Figura 4.9, Figura 4.10, Figura 4.11, Figura 4.12, Figura 4.13, Figura 4.14, Figura 4.15, Figura 4.16, Figura 4.17, Figura 4.18, Figura 4.19 e Figura 4.20 mostram os resultados do desempenho alcançado com a simulação para os cenários propostos na Tabela 4.7. Os resultados mostram que o algoritmo concorrente proposto, resulta em um canal equivalente encurtado e melhora o desempenho do sistema em cenários com PC insuficiente. Na prática, este ganho de desempenho pode possibilitar aumentos de capacidade ou de melhoria da cobertura de sistemas OFDM. O algoritmo concorrente pré-FFT ainda conta com as características inerentes à cooperação entre o CMA e o SDD. Esta cooperação, como mostram De Castro [8] e Chen [9], melhora a velocidade de convergência e minimiza o erro residual da equalização. Destaca-se também que o desempenho do equalizador concorrente acompanha a curva obtida para o equalizador supervisionado, na maioria dos cenários propostos. Nos cenários para o canal Brazil B a curva do desempenho saturou próximo a uma BER de  $1 \times 10^{-5}$  e para o canal GSM a saturação ocorreu próximo a uma BER de  $1 \times 10^{-6}$ . A Tabela 4.8 mostra a perda em *dB* entre o desempenho do equalizador concorrente pré-FFT e o supervisionado para o valor de  $BER = 10^{-5}$ . Estes valores foram obtidos analisando o desempenho das ilustrações na Figura 4.10, Figura 4.12, Figura 4.14, Figura 4.16, Figura 4.18 e Figura 4.20. Nestes casos o comprimento do PC é mínimo.

As ilustrações Figura 4.21, Figura 4.22, Figura 4.23, Figura 4.24, Figura 4.25 e Figura 4.26 mostram os diagramas das constelações empregando a modulação 64 QAM. Estes resultados foram obtidos nas simulações após a convergência do algoritmo concorrente pré-FFT para os perfis dos canais abordados neste estudo. Observa-se que o equalizador concorrente consegue compor a constelação na posição da amplitude e fase em que os símbolos foram transmitidos para a situação onde o PC é insuficiente. O canal Brazil B, como já comentado, apresentou alguns símbolos que não ficaram exatamente na posição transmitida, porém a amplitude e fase equaliza-

das destes símbolos estão dentro da região de decisão e muito próximas de uma posição de recepção desejada.

As ilustrações Figura 4.27, Figura 4.28, Figura 4.29, Figura 4.30, Figura 4.31 e Figura 4.32 mostram os gráficos do erro calculado entre a saída  $y_n(k)$  e  $Q\{y_n(k)\}$ , como uma média entre as 2048 subportadoras utilizadas na simulação. O operador  $Q\{\cdot\}$  realiza a quantização da saída  $y_n(k)$ . O cálculo do erro foi obtido para uma relação entre o sinal e o ruído de 60 dB, empregando a modulação 64 QAM. Adotou-se relação de 60 dB visto que o objetivo é medir a sensibilidade do equalizador às imperfeições do canal e não a sensibilidade ao ruído. O prefixo cíclico e o canal de comunicação testado para esta simulação estão designados na legenda das ilustrações Figura 4.27, Figura 4.28, Figura 4.29, Figura 4.30, Figura 4.31 e Figura 4.32. As simulações do erro foram propostas para dois algoritmos. O primeiro, denominado de CMA, ilustra o erro do algoritmo de retropropagação CMA. O segundo, denominado de CONC, ilustra o erro do algoritmo de retropropagação Concorrente. A inicialização dos coeficientes dos dois equalizadores emprega a conhecida técnica *Single Spike*, que neste trabalho, consistiu em inicializar o vetor com os coeficientes do equalizador com o valor unitário na posição principal, mantendo nulos os elementos nas demais posições. O passo de adaptação do filtro do equalizador CMA e concorrente são experimentalmente ajustados objetivando o compromisso entre rápida convergência e baixo MSE em regime permanente.

É importante enfatizar que o erro do equalizador equipado com o algoritmo concorrente apresenta bons resultados para todos os cenários ilustrados na Figura 4.27, Figura 4.28, Figura 4.29, Figura 4.30, Figura 4.31 e Figura 4.32. Observa-se nestas figuras que o algoritmo concorrente apresenta rápida convergência quando comparado ao algoritmo CMA, obtida com menos de 2000 símbolos OFDM.

A fonte empregada na simulação emite uma sequência de dados através do canal com média zero, variância unitária e distribuição uniforme.

Os resultados da simulação mostram que o sistema OFDM com equalização concorrente pré-FFT, representa uma alternativa viável para evitar a IES ao custo de um incremento na complexidade do receptor, devido principalmente pela inclusão de uma FFT e uma IFFT para cada ramo fracionário. Porém, este custo é válido uma vez que é possível aumentar a vazão dos dados sem prejudicar o desempenho.

Tabela 4.4: Parâmetros de simulação do equalizador concorrente pré-FFT.

Algoritmo	$\mu_c$	$\mu_d$	$\rho$	$J$	$\zeta$	CANAL
CMA+SDD	0.002	0.005	0,2	55	1	Brazil A
CMA+SDD	0.002	0.004	0,2	55	1	Brazil B
CMA+SDD	0.002	0.005	0,2	55	1	Brazil E
CMA+SDD	0.0002	0.01	0,2	55	3	DVB
CMA+SDD	0.001	0.08	0,2	55	3	GSM
CMA+SDD	0.002	0.01	0,2	55	2	UK Short Delay

Tabela 4.5: Vazão sistêmica de dados para o cenário considerado.

Cenário	Configuração do cenário em duas situações		Canal	PC	Vazão (Mbits/s)
1	1	Pré-FFT	Brazil A	PC = 0	36
	2	Interpol. Linear	Brazil A	PC = 1/32	34,36
2	1	Pré-FFT	Brazil B	PC = 0	36
	2	Interpol. Linear	Brazil B	PC = 1/16	33,35
3	1	Pré-FFT	Brazil E	PC = 0	36
	2	Interpol. Linear	Brazil E	PC = 1/64	34,89
4	1	Pré-FFT	DVB	PC = 0	36
	2	Interpol. Linear	DVB	PC = 1/64	34,89
5	1	Pré-FFT	GSM	PC = 0	36
	2	Interpol. Linear	GSM	PC = 1/64	34,89
6	1	Pré-FFT	UK Short Delay	PC = 0	36
	2	Interpol. Linear	UK Short Delay	PC = 1/64	34,89

Tabela 4.6: Perfis de canais - ITU.

Coeficiente $[(Atraso/T_s) + 1]$	Atraso ( $\mu s$ )	Ganho (dB)	Fase (rad)
PERFIL DO CANAL ITU - BRAZIL A			
1	0,00	00,0	0
3	0,15	-13,8	0
20	2,22	-16,2	0
26	3,05	-14,9	0
49	5,86	-13,6	0
50	5,93	-16,4	0
Coeficiente $[(Atraso/T_s) + 1]$	Atraso ( $\mu s$ )	Ganho (dB)	Fase (rad)
PERFIL DO CANAL ITU - BRAZIL B			
1	0,0	0	0
4	0,3	-12	0
30	3,5	- 4	0
37	4,4	- 7	0
78	9,5	-15	0
105	12,7	-22	0
Coeficiente $[(Atraso/T_s) + 1]$	Atraso ( $\mu s$ )	Ganho (dB)	Fase (rad)
PERFIL DO CANAL ITU - BRAZIL E			
1	0	0	0
10	1	0	0
18	2	0	0
Coeficiente $[(Atraso/T_s) + 1]$	Atraso ( $\mu s$ )	Ganho (dB)	Fase (rad)
PERFIL DO CANAL DVB			
5	0,45	-1,40	0
6	0,50	0,00	0
8	0,85	-1,90	0
17	1,95	-0,10	0
24	2,75	-1,30	0
28	3,25	-0,60	0
Coeficiente $[(Atraso/T_s) + 1]$	Atraso ( $\mu s$ )	Ganho (dB)	Fase (rad)
PERFIL DO CANAL GSM			
3	0,15	-10,0	0
6	0,62	-12,0	0
15	1,72	-16,0	0
20	2,33	-18,0	0
42	5,00	-20,0	0
Coeficiente $[(Atraso/T_s) + 1]$	Atraso ( $\mu s$ )	Ganho (dB)	Fase (rad)
PERFIL DO CANAL UK SHORT DELAY			
1	0,00	-27,0	0
2	0,13	0,00	0
5	0,49	-38,0	0
13	1,60	-0,08	0
20	2,33	-26,0	0
24	2,83	-13,0	0

Tabela 4.7: Cenários para avaliação do desempenho.

Cenário	Perfil do Canal	Atraso Máximo do Canal - $\mu s$	PC	DPC - $\mu s$
1	Brazil A	5,93	1/64	3,97
2	Brazil A	5,93	0	0
3	Brazil B	12,7	1/32	7,87
4	Brazil B	12,7	0	0
5	Brazil E	2	1/128	1,9688
6	Brazil E	2	0	0
7	DVB	3,25	1/128	1,9688
8	DVB	3,25	0	0
9	GSM	5,00	1/128	1,9688
10	GSM	5,00	1/256	0,9844
11	UK Short Delay	2,83	1/128	1,9688
12	UK Short Delay	2,83	0	0

Tabela 4.8: Comparativo da perda em  $dB$  entre o equalizador concorrente e o supervisionado.

Perfil do Canal	PC	BER	Perda em $dB$ do concorrente em relação ao supervisionado
Brazil A	$PC = 0$	$10^{-5}$	0,5
Brazil B	$PC = 0$	$10^{-5}$	6,0
Brazil E	$PC = 0$	$10^{-5}$	0,01
DVB	$PC = 0$	$10^{-5}$	0,01
GSM	$PC = 1/256$	$10^{-5}$	1,0
UK Short Delay	$PC = 0$	$10^{-5}$	0,7

Após os resultados encontrados neste capítulo, é possível fazer uma comparação entre os valores do desempenho da BER para o terceiro e quarto capítulo.

Portanto, esta comparação é feita entre um sistema OFDM configurado com o PC suficiente para evitar a IES em conjunto com um equalizador concorrente pós-FFT e outro configurado com o equalizador concorrente pré-FFT, com  $PC = 0$ , em conjunto com um equalizador pós-FFT convencional. No quarto capítulo não é utilizado o equalizador concorrente pós-FFT, pois o objetivo é verificar separadamente o desempenho do equalizador concorrente pré-FFT.

O resultado do desempenho das simulações em termos de  $E_b/N_0$  é comparado para uma  $BER = 1 \times 10^{-5}$ . Os canais de comunicação ITU Brazil A, Brazil B, Brazil E e DVB foram escolhidos, pois foram utilizados nas simulações em ambos os capítulos.

A Tabela 4.9 mostra também o valor do PC para todos os canais simulados, mostrando os valores suficientes para evitar a IES no caso do equalizador concorrente pós-FFT. Já para o equalizador concorrente pré-FFT o valor do PC é zero.

A última coluna mostra a diferença de desempenho em  $dB$  entre os cenários utilizados.

Tabela 4.9: Comparativo do desempenho entre o modelo concorrente pré-FFT com EDF convencional e o modelo de PC suficiente com concorrente pós-FFT.

Cenário das simulações realizadas	Desempenho $BER = 1 \times 10^{-5}$	Diferença de desempenho por canal
$(PC = 1/32) +$ Concorrente pós-FFT: Brazil A	24 dB	2 dB de ganho a favor do conc pós-FFT
Concorrente pré-FFT + pós-FFT convencional: Brazil A ( $PC = 0$ )	26 dB	
$(PC = 1/16) +$ Concorrente pós-FFT: Brazil B	47 dB	3 dB de ganho a favor do conc pós-FFT
Concorrente pré-FFT + pós-FFT convencional Brazil B ( $PC = 0$ )	50 dB	
$(PC = 1/64) +$ Concorrente pós-FFT: Brazil E	33 dB	10 dB de ganho a favor do conc pré-FFT
Concorrente pré-FFT + pós-FFT convencional Brazil E ( $PC = 0$ )	23 dB	
$(PC = 1/64) +$ Concorrente pós-FFT: DVB	30 dB	3 dB de ganho a favor do conc pós-FFT
Concorrente pré-FFT+pós-FFT convencional: DVB ( $PC = 1/256$ )	34 dB	

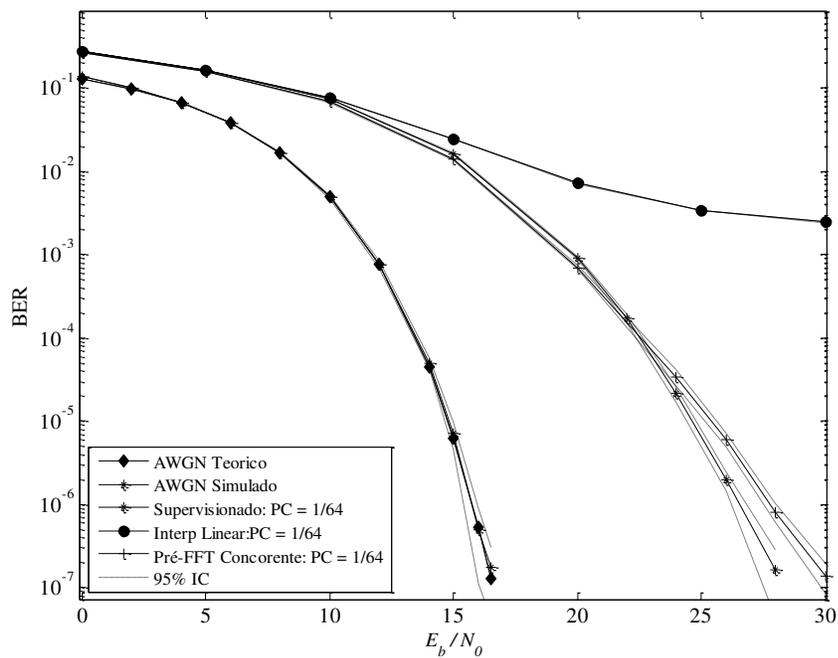


Figura 4.9: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o primeiro cenário da, Tabela 4.7 com  $PC = 1/64$  insuficiente para prevenir a IES.

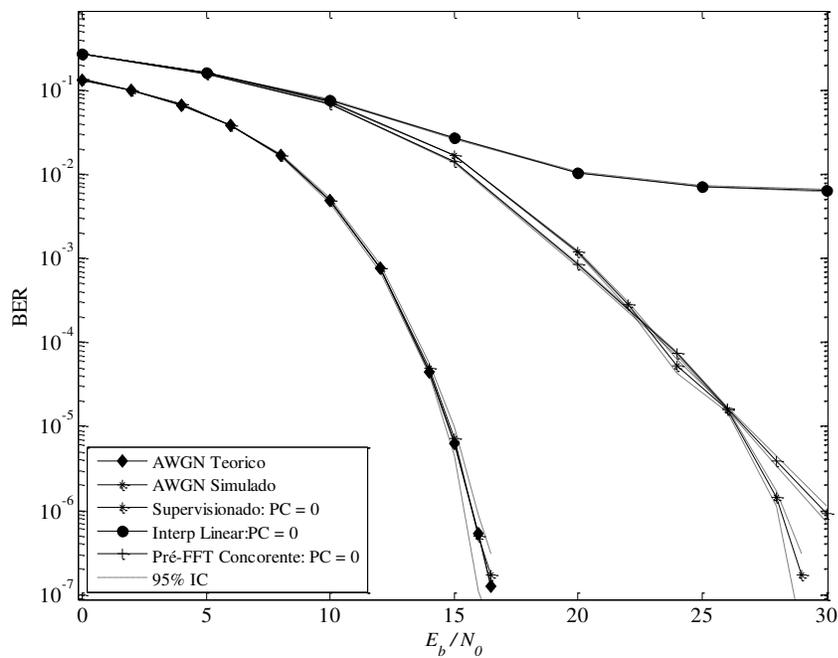


Figura 4.10: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o segundo cenário da, Tabela 4.7 com  $PC = 0$  insuficiente para prevenir a IES.

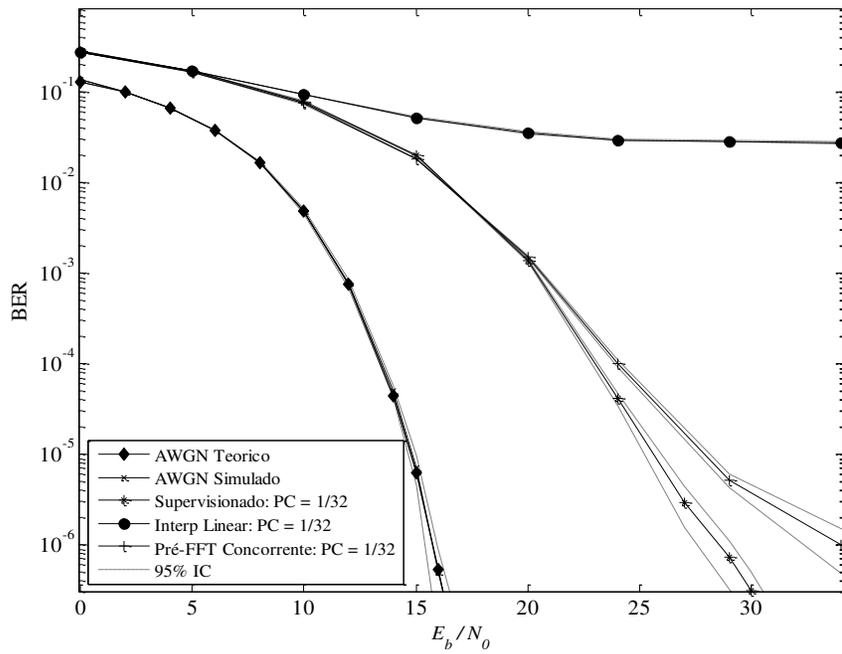


Figura 4.11: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o terceiro cenário da, Tabela 4.7 com  $PC = 1/32$  insuficiente para prevenir a IES.

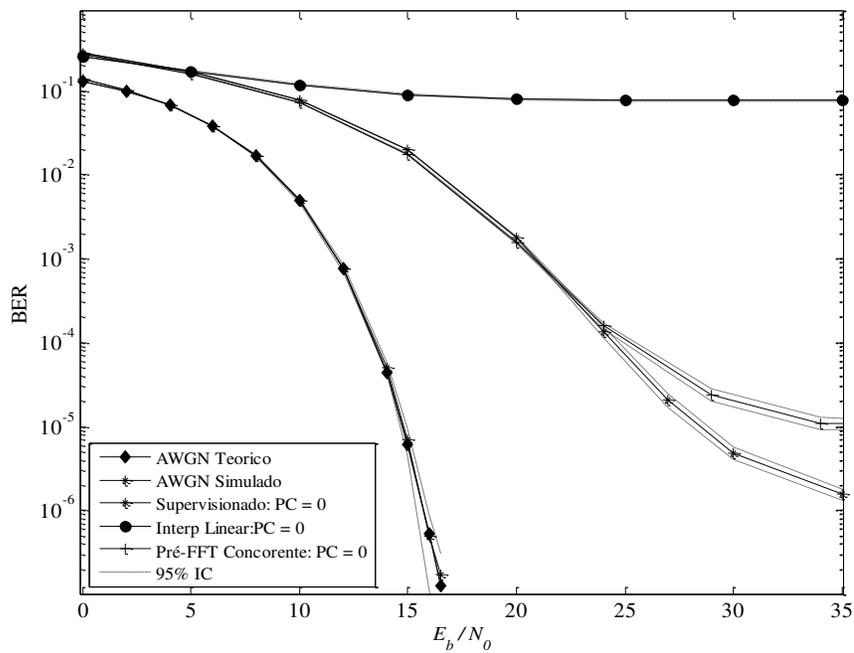


Figura 4.12: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o quarto cenário da, Tabela 4.7 com  $PC = 0$  insuficiente para prevenir a IES.

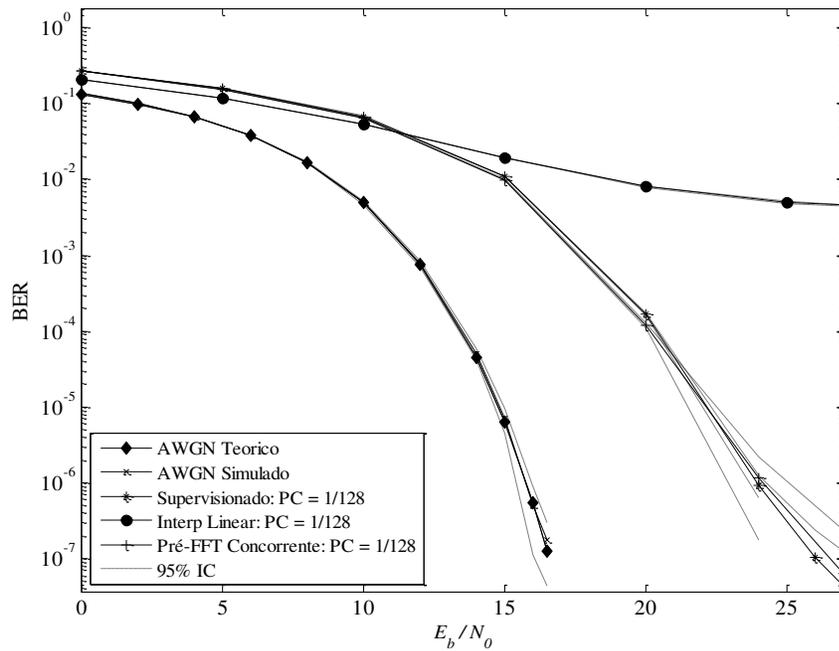


Figura 4.13: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o quinto cenário da, Tabela 4.7 com  $PC = 1/128$  insuficiente para prevenir a IES.

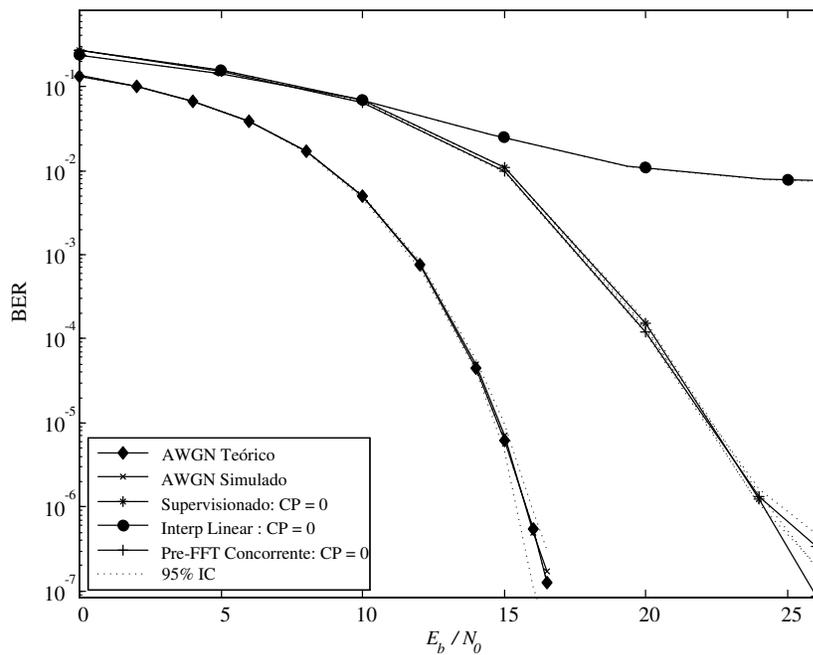


Figura 4.14: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o sexto cenário da, Tabela 4.7 com  $PC = 0$  insuficiente para prevenir a IES.

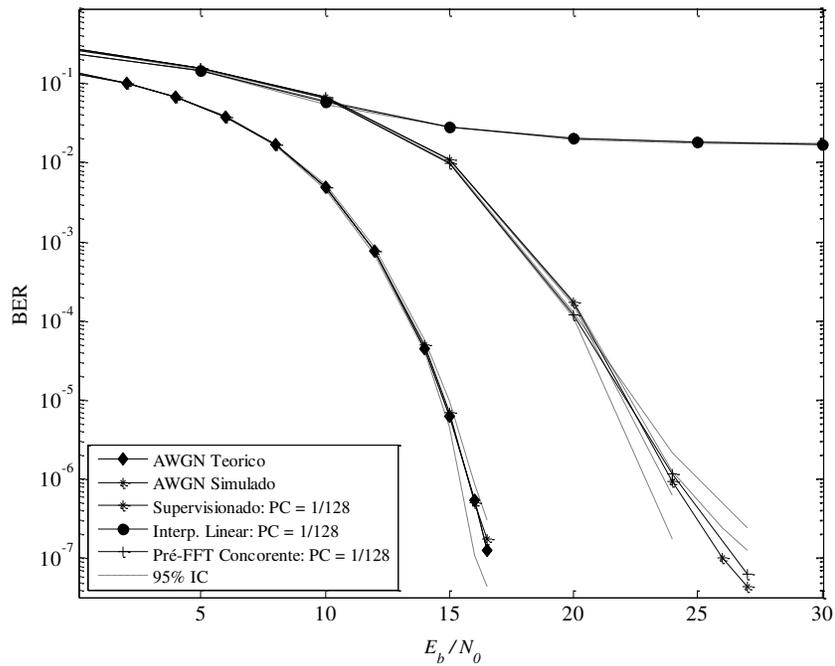


Figura 4.15: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o sétimo cenário da, Tabela 4.7 com  $PC = 1/128$  insuficiente para prevenir a IES.

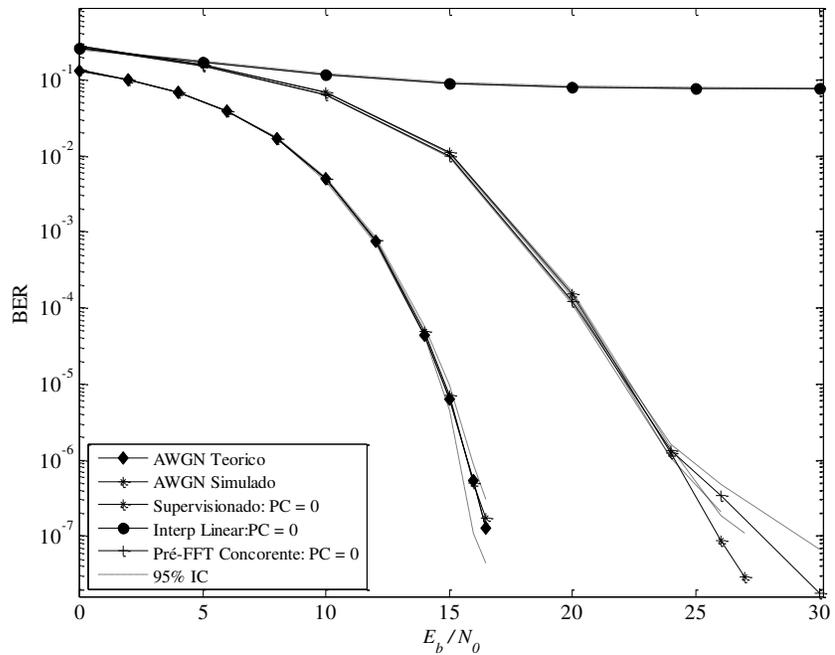


Figura 4.16: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o oitavo cenário da, Tabela 4.7 com  $PC = 0$  insuficiente para prevenir a IES.

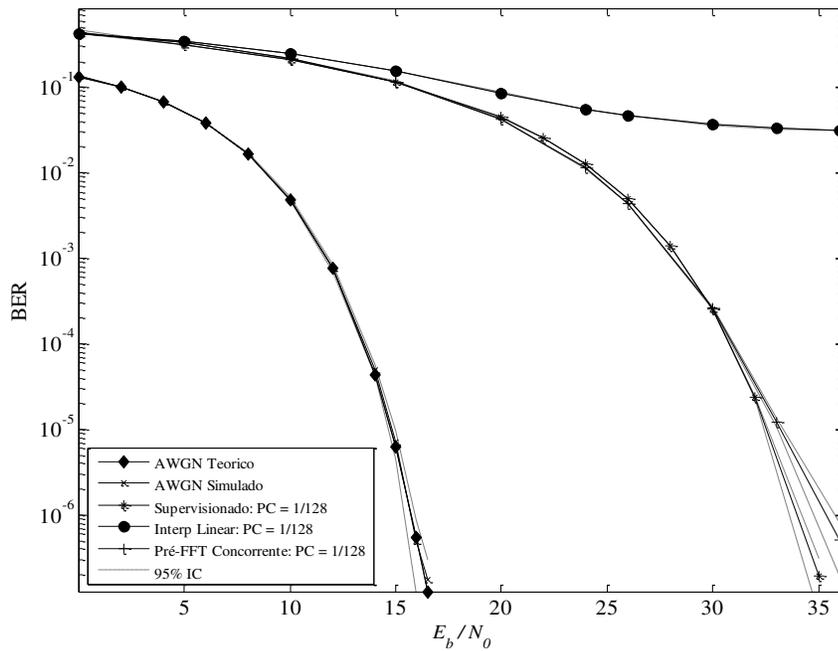


Figura 4.17: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o nono cenário da, Tabela 4.7 com  $PC = 1/128$  insuficiente para prevenir a IES.

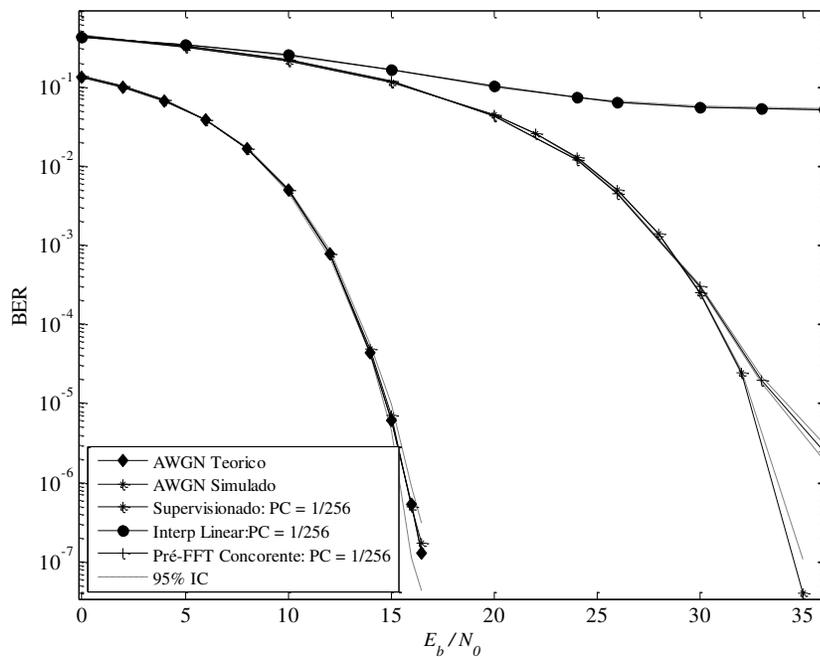


Figura 4.18: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o décimo cenário da, Tabela 4.7 com  $PC = 1/256$  insuficiente para prevenir a IES.

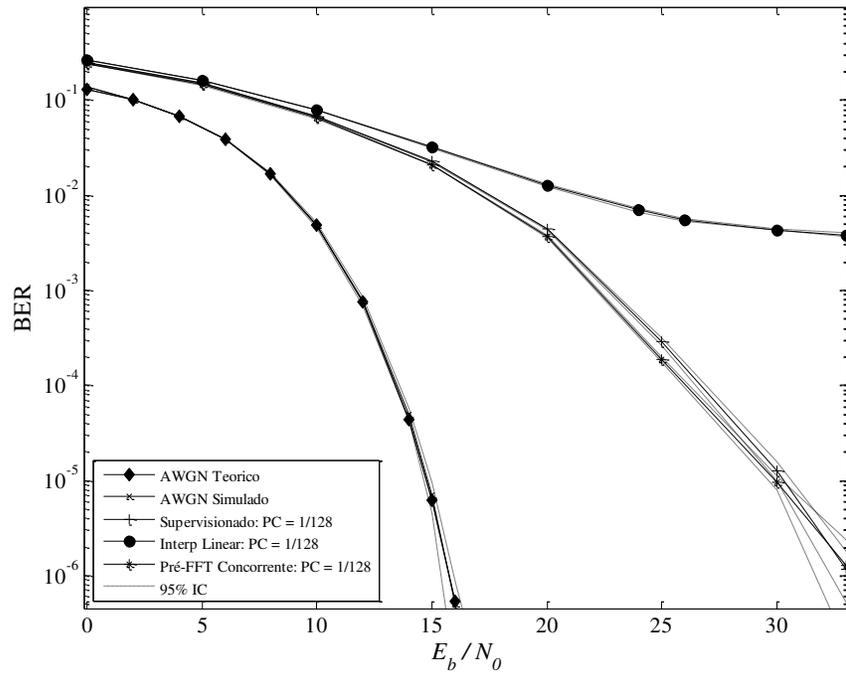


Figura 4.19: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o décimo primeiro cenário da, Tabela 4.7 com  $PC = 1/128$  insuficiente para prevenir a IES.

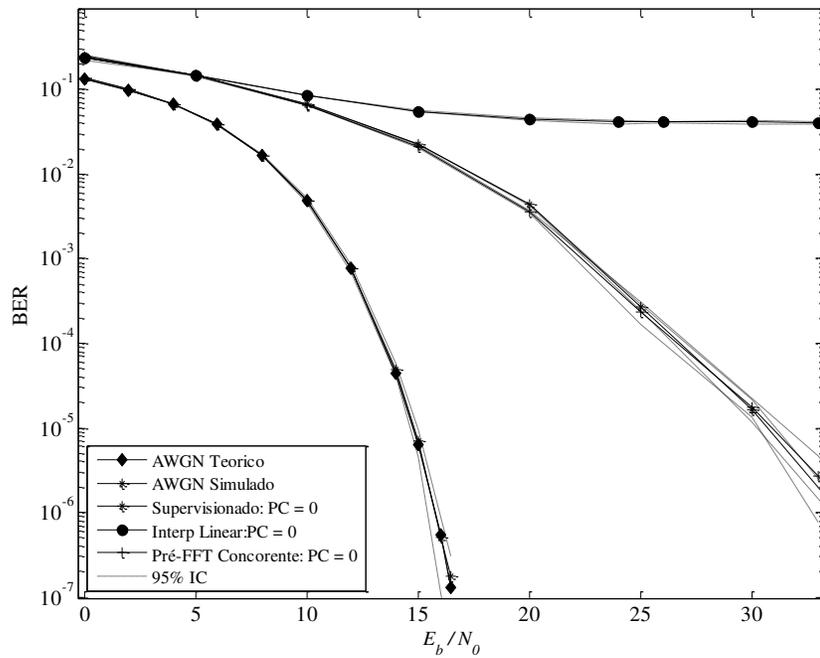


Figura 4.20: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o décimo segundo cenário da, Tabela 4.7 com  $PC = 0$  insuficiente para prevenir a IES.

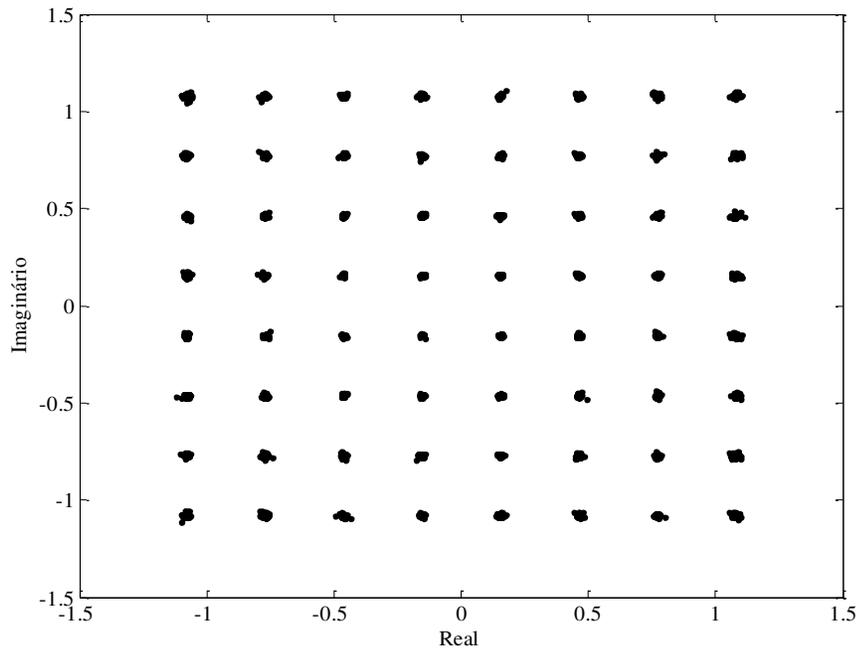


Figura 4.21: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, após a convergência do processo de equalização para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o canal ITU Brazil A, com  $PC = 1/128$ .

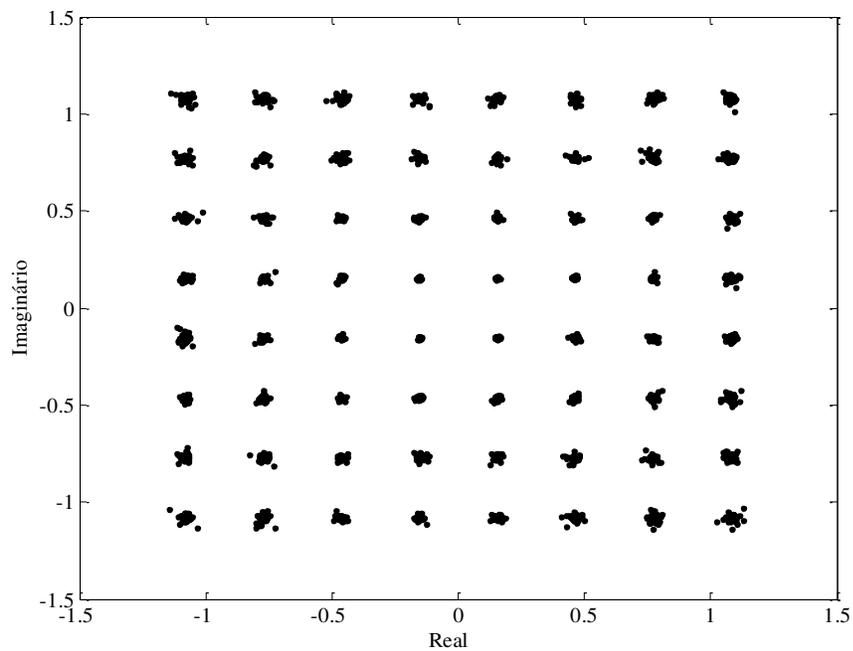


Figura 4.22: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, após a convergência do processo de equalização para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o canal ITU Brazil B, com  $PC = 1/128$ .

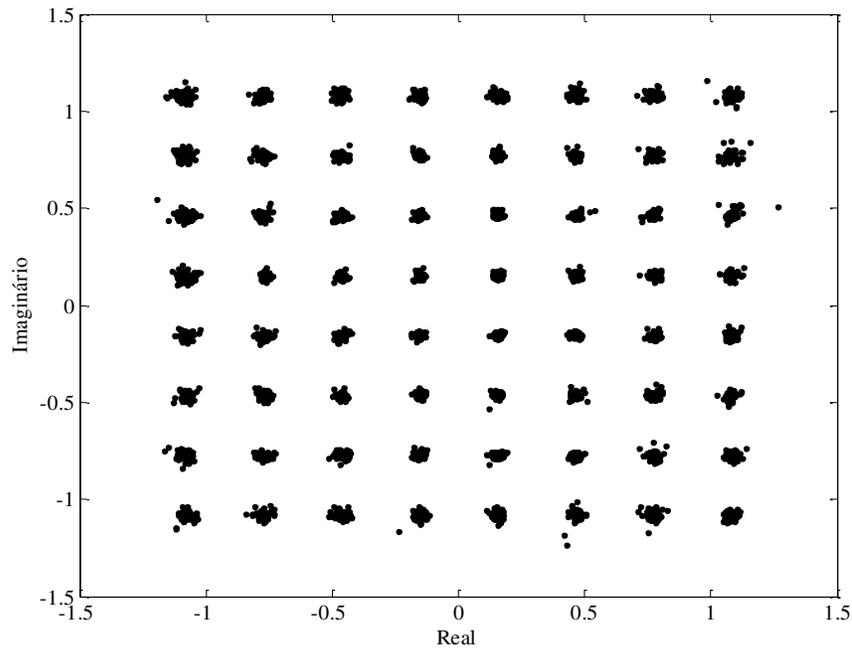


Figura 4.23: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, após a convergência do processo de equalização para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o canal ITU Brazil E, com  $PC = 1/128$ .

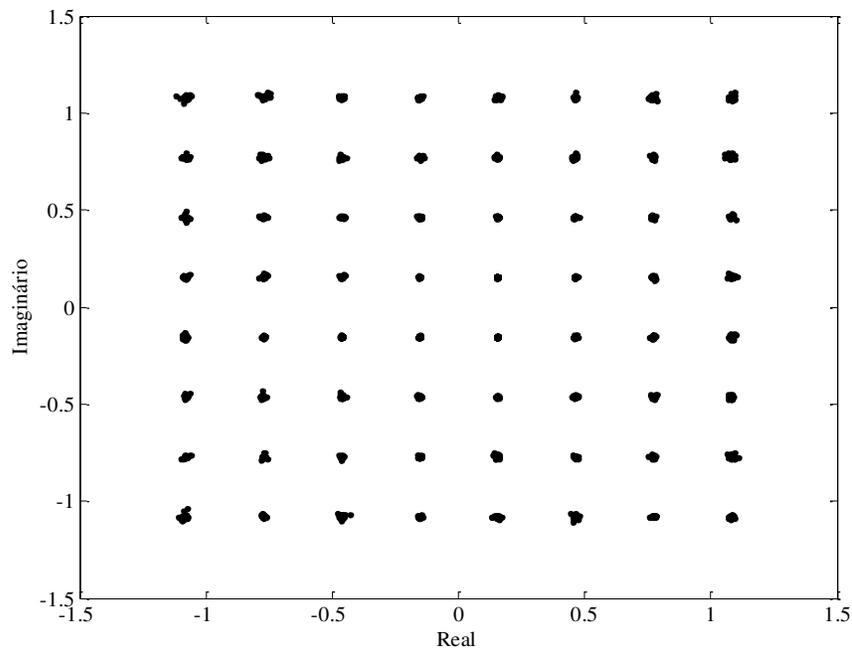


Figura 4.24: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, após a convergência do processo de equalização para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o canal ITU DVB, com  $PC = 1/128$ .

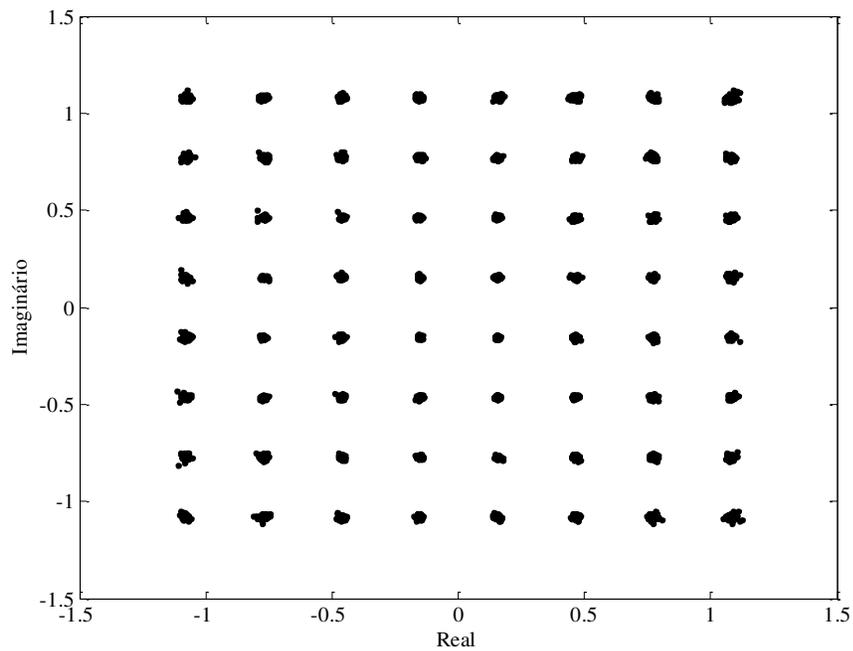


Figura 4.25: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, após a convergência do processo de equalização para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o canal ITU GSM, com  $PC = 1/128$ .

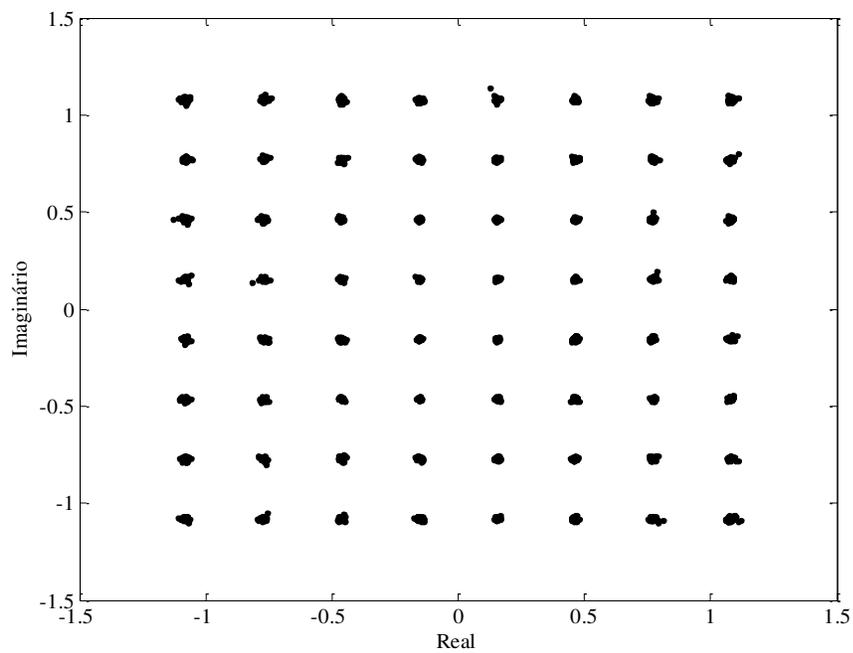


Figura 4.26: Diagrama da constelação do sinal 64 QAM, após a convergência do processo de equalização para uma relação  $E_b/N_0$  de 60 dB, usando o canal ITU UK short delay, com  $PC = 1/128$ .

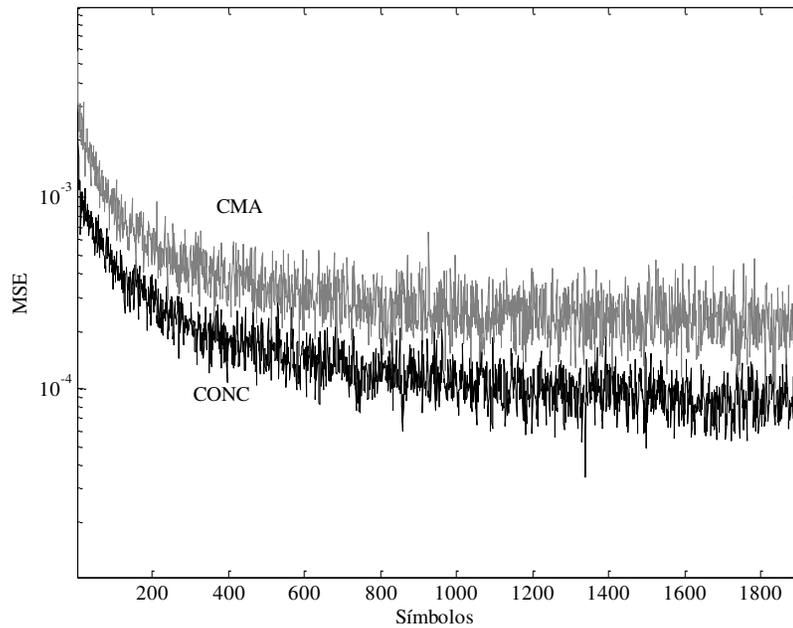


Figura 4.27: Resultado comparativo do erro entre o EDT CMA e Concorrente (CONC) para o canal Brazil A, modulação 64 QAM,  $E_b/N_0 = 60$  dB,  $PC = 1/128$ . Parâmetros do equalizador:  $\mu_c = 0,002$ ,  $\mu_d = 0,005$ ,  $\rho = 0,2$ ,  $\mathcal{T} = 55$  e  $\mathfrak{L} = 1$ .

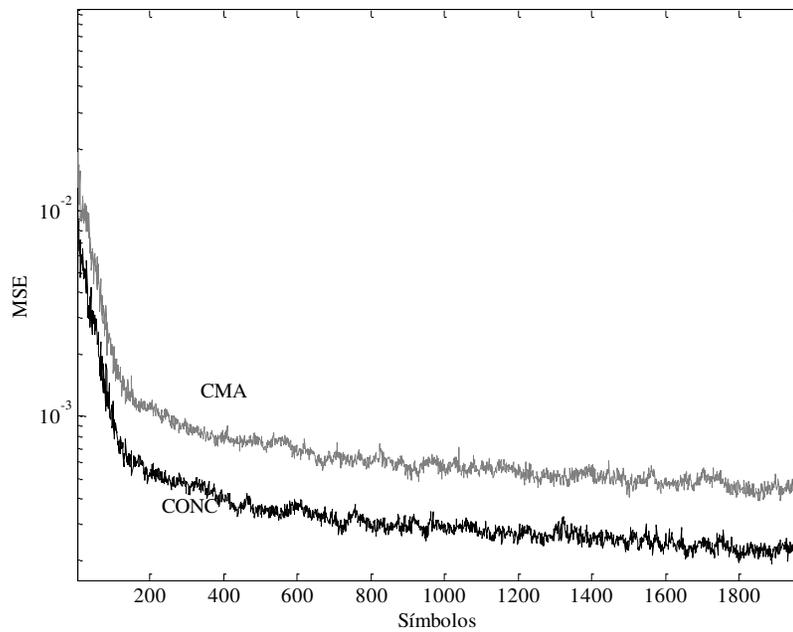


Figura 4.28: Resultado comparativo do erro entre o EDT CMA e Concorrente (CONC) para o canal Brazil B, modulação 64 QAM,  $E_b/N_0 = 60$  dB,  $PC = 1/128$ . Parâmetros do equalizador:  $\mu_c = 0,002$ ,  $\mu_d = 0,004$ ,  $\rho = 0,2$ ,  $\mathcal{T} = 55$  e  $\mathfrak{L} = 1$ .

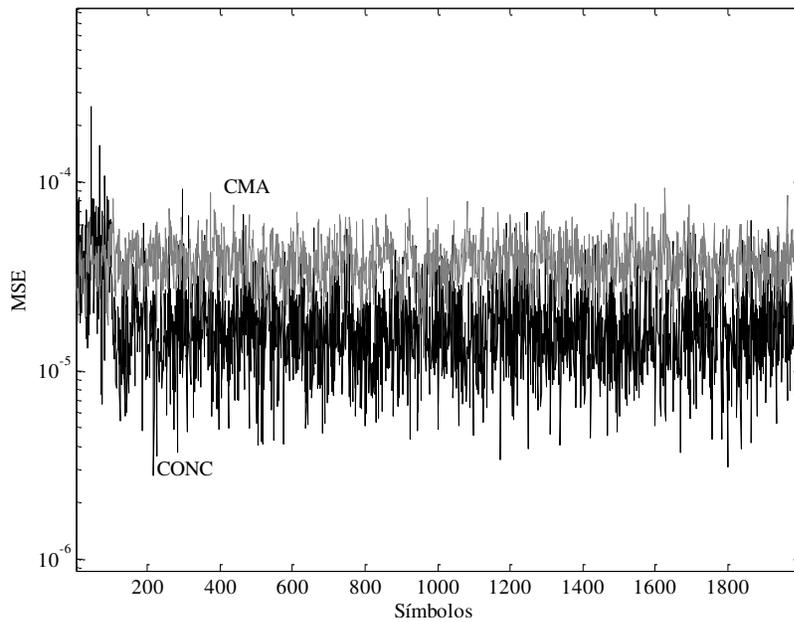


Figura 4.29: Resultado comparativo do erro entre o EDT CMA e Concorrente (CONC) para o canal Brazil E, modulação 64 QAM,  $E_b/N_0 = 60$  dB,  $PC = 1/128$ . Parâmetros do equalizador:  $\mu_c = 0,002$ ,  $\mu_d = 0,005$ ,  $\rho = 0,2$ ,  $\mathcal{T} = 55$  e  $\mathfrak{L} = 1$ .

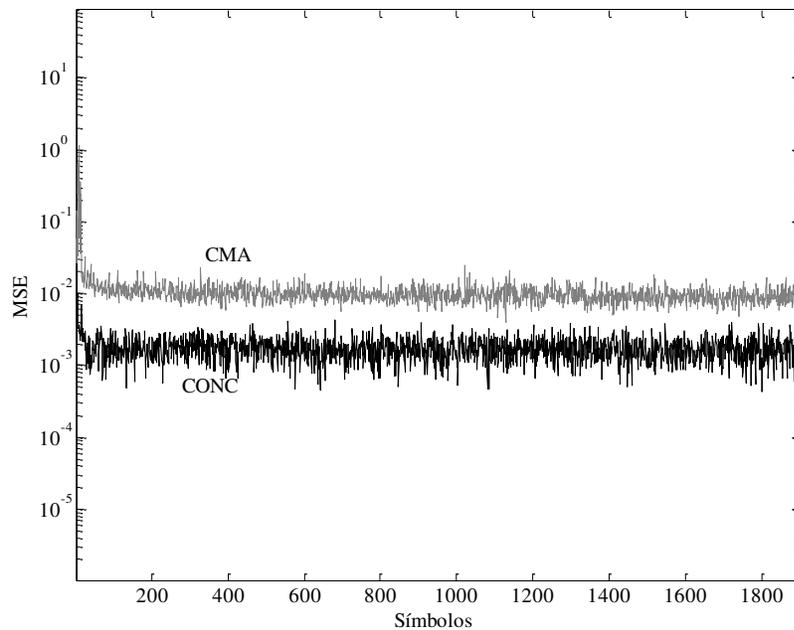


Figura 4.30: Resultado comparativo do erro entre o EDT CMA e Concorrente (CONC) para o canal DVB, modulação 64 QAM,  $E_b/N_0 = 60$  dB,  $PC = 1/128$ . Parâmetros do equalizador:  $\mu_c = 0,0002$ ,  $\mu_d = 0,01$ ,  $\rho = 0,2$ ,  $\mathcal{T} = 55$  e  $\mathfrak{L} = 3$ .

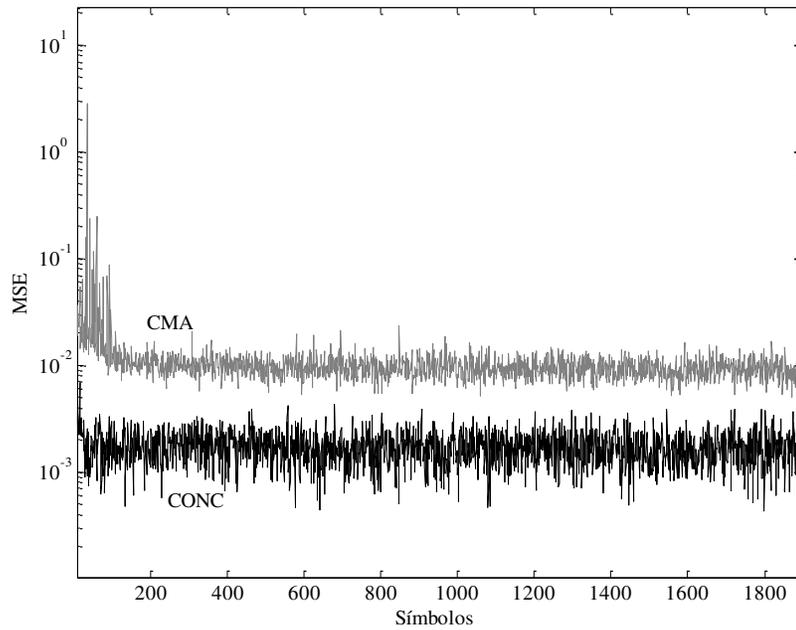


Figura 4.31: Resultado comparativo do erro entre o EDT CMA e Concorrente (CONC) para o canal GSM, modulação 64 QAM,  $E_b/N_0 = 60$  dB,  $PC = 1/128$ . Parâmetros do equalizador:  $\mu_c = 0,001$ ,  $\mu_d = 0,08$ ,  $\rho = 0,2$ ,  $\mathcal{T} = 55$  e  $\mathfrak{L} = 3$ .

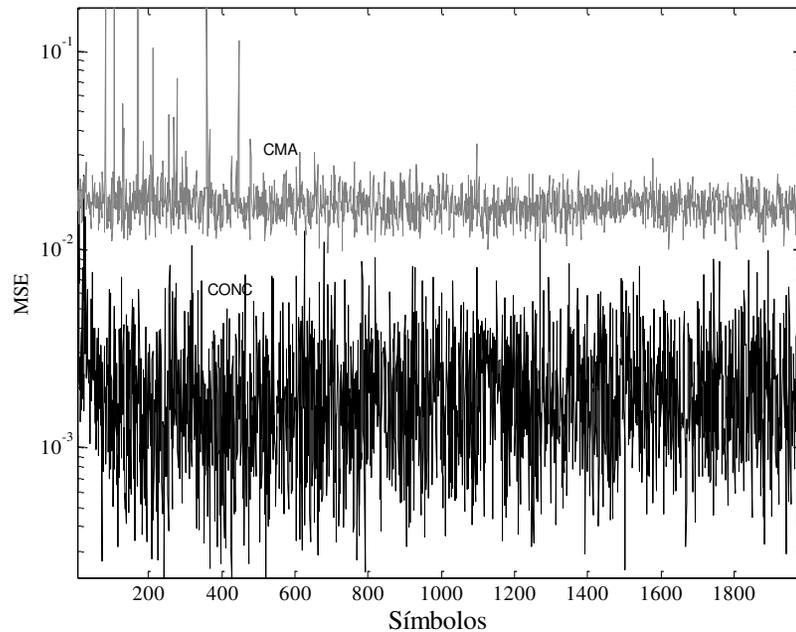


Figura 4.32: Resultado comparativo do erro entre o EDT CMA e Concorrente (CONC) para o canal UK short delay, modulação 64 QAM,  $E_b/N_0 = 60$  dB,  $PC = 1/128$ . Parâmetros do equalizador:  $\mu_c = 0,0002$ ,  $\mu_d = 0,01$ ,  $\rho = 0,2$ ,  $\mathcal{T} = 55$  e  $\mathfrak{L} = 2$ .

#### 4.6 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE A EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PRÉ-FFT, CMA PRÉ-FFT E ARMOUR PRÉ-FFT

A metodologia de simulação empregada nessa seção mostra o desempenho do sistema OFDM para diferentes algoritmos de equalização pré-FFT. O objetivo é comparar o desempenho do esquema proposto por Armour com os modelos de retropropagação CMA e Concorrente, desenvolvidos nesta tese em termos de  $BER \times E_b/N_0$ . A motivação para esta simulação é verificar qual o ganho de desempenho que o equalizador concorrente apresenta frente a estes algoritmos pré-FFT. As simulações são realizadas com o CMA e o concorrente operando em  $T_S/2$ .

O algoritmo de Armour, empregado nas simulações, é mostrado no segundo capítulo desta tese através das expressões (2.50), (2.51) e (2.52).

As configurações e os atributos para a simulação, assim como os resultados teóricos e de simulação para o canal AWGN são ilustrados com o propósito de mostrar a coerência dos resultados de simulação e são os mesmos considerados na Seção 4.5.

Os resultados da simulação obtidos para cada ponto de  $E_b/N_0$ , assim como o intervalo de confiança também estão em conformidade com a Seção 4.5.

As simulações são orientadas pelos cenários apresentados na Tabela 4.10. A primeira coluna informa o cenário utilizado. A segunda coluna mostra o algoritmo empregado no equalizador. A terceira coluna apresenta o valor da razão do PC no símbolo OFDM que para todos os cenários simulados é insuficiente para evitar a IES. A quarta coluna mostra o perfil do canal utilizado na simulação.

Para exemplificar o uso da Tabela 4.10, considere o primeiro cenário que é proposto para um valor de  $PC = 1/64$ . Este PC representa uma duração de  $3,97 \mu s$ . Sabendo que o atraso máximo do espalhamento da resposta impulsiva do canal, para o perfil do canal Brazil A, é de  $5,93 \mu s$ , constata-se que o comprimento do PC considerado neste cenário, não é suficiente para evitar a IES.

Os resultados da simulação para os cenários são ilustrados nas Figura 4.33, Figura 4.34 e Figura 4.35. Para estes cenários o equalizador proposto por Armour apresenta uma BER melhor para valores de  $E_b/N_0$  menores que  $20 \text{ dB}$ . Para o primeiro cenário, valores de  $E_b/N_0$  acima de  $20 \text{ dB}$ , sinalizam o equalizador concorrente apresentando um comportamento melhor em termos de BER, não apresentando saturação no valor da BER acima de  $1 \times 10^{-6}$ . No segundo cenário o

concorrente apresenta um desempenho superior com relação à Armour acima de 20 *dB*. Para o terceiro cenário, embora não ocorra saturação em nenhum modelo simulado, o equalizador concorrente apresenta desempenho superior acima dos 15 *dB*. É importante enfatizar que o modelo de Armour necessita de uma sequência de treinamento para operar satisfatoriamente. O desempenho superior do equalizador concorrente proposto, em parte, é creditado ao esquema fracionário proposto e a cooperação entre os algoritmos CMA e SDD.

Os resultados da simulação para os dois cenários mostram que o equalizador concorrente apresenta uma pequena vantagem sobre o equalizador configurado com o algoritmo CMA, pois a curva de desempenho do equalizador CMA praticamente acompanha a curva do concorrente. A grande vantagem em usar o concorrente está na velocidade de convergência que é superior conforme os resultados apresentados por De Castro [8] e Chen [9].

Deste modo, constata-se a viabilidade em termos de desempenho para a taxa de erro de bit, para os cenários propostos, da metodologia concorrente com relação aos modelos de equalização pré-FFT de Armour e CMA.

Tabela 4.10: Cenários para a simulação dos algoritmos pré-FFT.

Cenário	Algoritmo	PC	Canal
Cenário 1	Armour	1/64	Brazil A
	CMA	1/64	Brazil A
	Concorrente	1/64	Brazil A
Cenário 2	Armour	1/32	Brazil B
	CMA	1/32	Brazil B
	Concorrente	1/32	Brazil B
Cenário 3	Armour	1/128	DVB
	CMA	1/128	DVB
	Concorrente	1/128	DVB

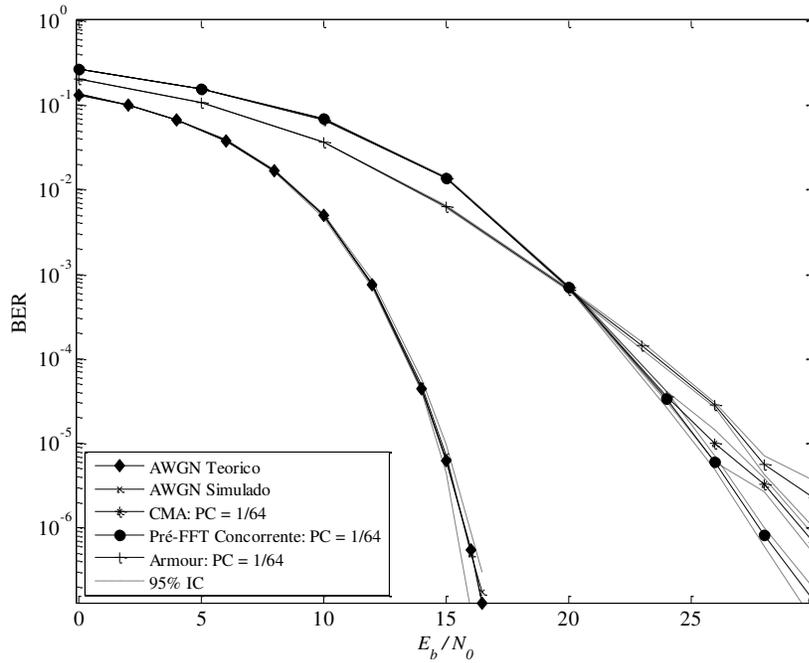


Figura 4.33: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o primeiro cenário da, Tabela 4.10 com  $PC = 1/64$  insuficiente para prevenir a IES.

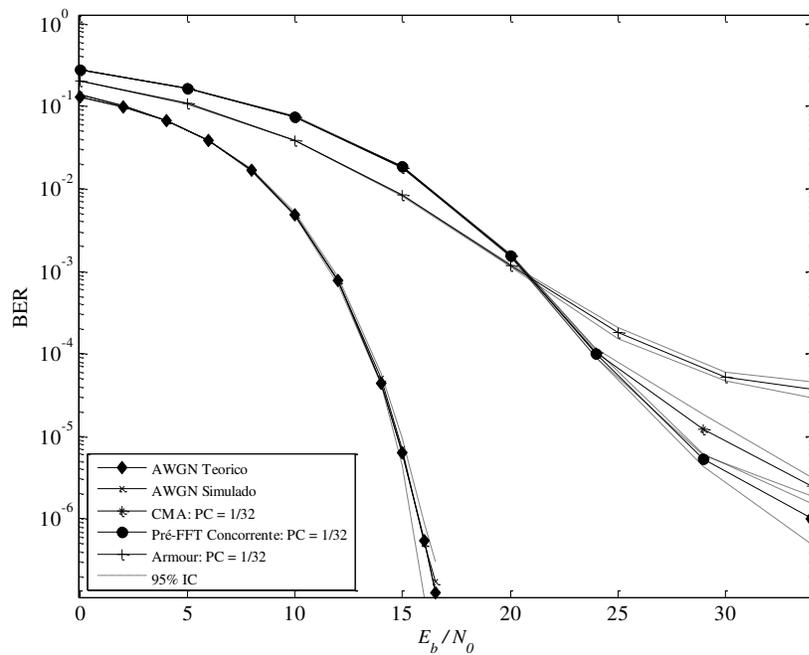


Figura 4.34: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o segundo cenário da, Tabela 4.10 com  $PC = 1/32$  insuficiente para prevenir a IES.

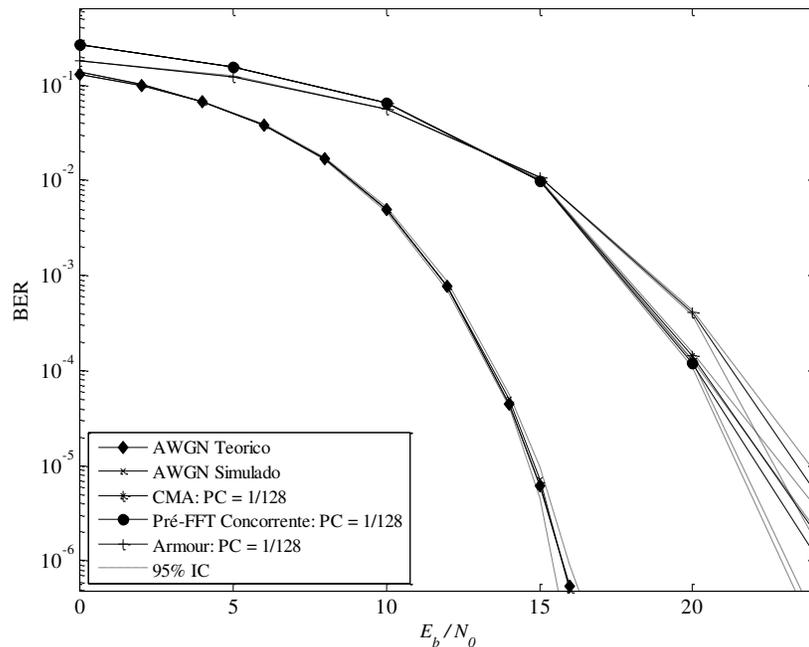


Figura 4.35: Gráficos de desempenho do sistema, dado por  $BER \times E_b/N_0$ , para o terceiro cenário da, Tabela 4.10 com  $PC = 1/128$  insuficiente para prevenir a IES.

#### 4.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE A EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE PRÉ-FFT

Este capítulo contribui com a pesquisa de receptores OFDM, propondo um algoritmo autotidada que permite a adaptação dos coeficientes do equalizador temporal de modo concorrente. Mostra-se através de um estudo de desempenho da  $BER \times E_b/N_0$ , a viabilidade de minimizar o PC e inserir um equalizador pré-FFT para mitigar os efeitos da interferência entre os símbolos OFDM.

Entre os benefícios da equalização proposta neste capítulo, pode-se destacar principalmente em padrões de comunicação OFDM já estabelecidos, a possibilidade de aumentar a robustez do sistema a múltiplos percursos e operar com prefixo cíclico reduzido.

Os resultados de desempenho mostraram que nas situações onde o prefixo cíclico é insuficiente o equalizador concorrente temporal obteve sucesso na mitigação da IES.

Observa-se nas simulações que o desempenho do equalizador concorrente acompanha a curva de desempenho do equalizador supervisionado. Isso é um bom indicativo, pois o equalizador supervisionado recebe apenas sequências de treinamento.

Com a minimização do prefixo cíclico foi possível elevar a vazão de dados de informação do sistema, pois no intervalo temporal destinado ao prefixo, agora é possível transmitir informação útil.

O perfil encontrado para os gráficos do erro está em conformidade com o que já foi previsto por outros trabalhos com a equalização concorrente para uma única portadora. Ou seja, rápida convergência e um baixo erro residual de equalização.

## 5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

### 5.1 CONCLUSÕES

Nesta tese, foram propostos novos algoritmos para a equalização pós-FFT e pré-FFT, com o objetivo de aumentar a vazão em sistemas OFDM sem prejuízo ao desempenho da BER.

A técnica de equalização concorrente, proposta por De Castro [8] e modificada por Chen [9][10], foi a guia motivadora para projetar os novos algoritmos presentes neste trabalho.

Com rápida convergência e operação cega, o algoritmo concorrente foi empregado com sucesso nos equalizadores para o domínio temporal e da frequência.

Observou-se que a equalização concorrente pós-FFT, permitiu a redução do número de subportadoras pilotos nos sistemas OFDM. Além disso, observou-se que os dois filtros concorrentes usados no equalizador original, podem ser alterados para uma única adaptação. Esta modificação é importante para simplificar a estrutura do receptor. Os resultados da simulação mostraram que nos cenários com tamanho suficiente do PC, o desempenho do sistema segue os resultados do canal conhecido com uma perda de somente 0.3 a 3 *dB*.

O equalizador concorrente pré-FFT proposto, destaca-se pela possibilidade de aumentar a robustez do sistema a múltiplos percursos, ou mesmo operar com prefixo reduzido, em padrões de comunicação OFDM já estabelecidos. Com a minimização do prefixo cíclico foi possível elevar a vazão de dados do sistema, pois no intervalo temporal onde estava o prefixo, agora é possível transmitir informação útil. Os resultados de desempenho mostraram que nas situações onde o prefixo cíclico é insuficiente, o equalizador temporal obteve sucesso na mitigação da IES. Observa-se também nas simulações, que o desempenho do equalizador concorrente pré-FFT, acompanha a curva de desempenho do equalizador supervisionado. Isso é um indicador positivo, pois o equalizador supervisionado recebe apenas sequências de treinamento. O equalizador concorrente pré-FFT também conseguiu operar de modo satisfatório, em cenários onde o prefixo cíclico era inexistente.

Nesta tese foi possível combinar, usando os algoritmos propostos, os resultados referentes ao aumento na vazão dos dados transmitidos com um bom desempenho da BER. É importante

ênfatizar que os resultados obtidos para o sistema OFDM simulados com o equalizador concorrente, foram alcançados sem o auxílio da codificação de canal.

A proposição de novos algoritmos pós-FFT e pré-FFT são atrativos para os sistemas que usam como plataforma de transmissão a técnica OFDM, pois a motivação desta tecnologia é atender a demanda de sistemas de comunicações que exigem alta taxa de transmissão.

## 5.2 TRABALHOS FUTUROS

Esta tese focou a criação de algoritmos concorrentes para serem aplicados em sistemas OFDM, mostrando que os mesmos são viáveis do ponto de vista de desempenho da BER e do aumento da vazão dos dados. Evidentemente, entende-se que existem linhas investigatórias que podem ser exploradas a partir dos algoritmos propostos. A forma de sustentar esta frase está relacionada às características herdadas da operação concorrente, como a rápida convergência e baixo erro residual de equalização. Seria uma colaboração interessante investigar o comportamento da convergência e do erro residual nos algoritmos concorrentes, desta tese, para canais dinâmicos.

Outra linha que pode ser investigada é o comportamento do desempenho do algoritmo concorrente em ambientes com mobilidade do receptor, para equalização pós-FFT e pré-FFT.

Propor adaptações nos algoritmos concorrentes, pós-FFT e pré-FFT, para sistemas que empregam a técnica OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*).

Estudar o desempenho do sistema OFDM combinando o equalizador concorrente pós-FFT e pré-FFT.

Como exposto, ainda é possível explorar o tema da equalização pós-FFT e pré-FFT. Entretanto, estamos convictos neste trabalho, de que foram cumpridos os objetivos estabelecidos na Seção 1.2.

Deste modo, é sugerido que outros pesquisadores continuem as investigações iniciadas nesta tese, sobre o tema de equalização concorrente em sistema OFDM.

## REFERÊNCIAS

- [1] Nee, R. V., Prasad, R. **OFDM for Wireless Multimedia Communications**. Artech House Publishers, Boston, USA, 2000.
- [2] Kalman, R E. **A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems**. Journal Of Basic Engineering, vol. 82, pg: 35-45, doi:10.1115/1, USA, 1960.
- [3] Proakis, J. **Digital Communications**. McGraw-Hill, 4<sup>th</sup> edition, 2002.
- [4] Widrow, B., Stearns, S. D. **Adaptive Signal Processing**. Prentice-Hall, New Jersey, 1985. ISBN 0-13-004029-0.
- [5] Alexander, S Thomas. **Adaptive Signal Processing**, Springer-Verlag, New York, 1996.
- [6] Godard, D. N. **Self Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems**. IEEE Transactions on Communications. vol. COM-28, n<sup>o</sup>. 11, Novembro, 1980.
- [7] Johnson, JR., Richard, C., Schniter, Philip, Endres, Thomas, J., Behm, James, D., Brown, Donald, R. e Casa, R. A. **Blind Equalization Using the Constant Modulus Criterion: A review**. Proceedings of the IEEE, vol. 86, n<sup>o</sup> 10, pp. 1927-1950, Outubro 1998.
- [8] Castro, F. C. C. de; Castro, M. C. F. de; e Arantes, D. S.. **Concurrent Blind Deconvolution for Channel Equalization**. IEEE Int. Conf. on Communications ICC2001, pp. 366-371, Helsinki, Finland, Junho, 2001.
- [9] Chen, S. **Low Complexity Concurrent Constant Modulus Algorithm and Soft Decision Directed Scheme for Blind Equalization**. IEE Proceedings, Vis. Image Signal Processing, vol. 150, n<sup>o</sup> 5, Outubro, 2003.
- [10] Chen, S. e Chng, E. S. **Concurrent Constant Modulus Algorithm and Soft Decision Directed Scheme for Fractionally-Spaced Blind Equalization**. 2004 IEEE International Conference on Communications, Paris, France, Junho, 2004.
- [11] ETSI (European Telecommunications Standards Institute). **ETS 300 401: Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile, Portable and Fixed Receivers**. 1995. Disponível em: [http://www.etsi.org/deliver/etsi\\_i\\_ets/300400\\_300401/01\\_60/ets\\_300401e01p.pdf](http://www.etsi.org/deliver/etsi_i_ets/300400_300401/01_60/ets_300401e01p.pdf). Acesso em: 12 fevereiro 2008.
- [12] Nee, R. V., G. A., Morikura, M.; Takanashi, H. e Webster, M. **New High Rate Wireless LAN Standards**. IEEE Communication Magazine, vol. 32, n<sup>o</sup> 12, pp. 82-88, Dezembro 1999.
- [13] ETSI (European Telecommunications Standards Institute). **ETSI TR 101 683: Broadband Radio Access Networks: HIPERLAN type 2 System Overview**. 2000. Disponível em: [http://www.etsi.org/deliver/etsi\\_tr/101600\\_101699/101683/01.01.01\\_60/tr\\_101683v010101p.pdf](http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/101600_101699/101683/01.01.01_60/tr_101683v010101p.pdf). Acesso em: 8 agosto 2009.

- [14] Work Group IEEE 802.16. **IEEE 802.16-2004: IEEE Standards for Local and Metropolitan Area Networks - Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems**. 2004. Disponível em: <http://standards.ieee.org/findstds/standard/802.16-2004.html>. Acesso em: 10 setembro 2009.
- [15] ARIB (Association of Radio Industries Businesses). **ARIB STD-B31:2005: Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting**. 2005. Disponível em: [http://www.arib.or.jp/english/html/overview/doc/6-STD-B31v1\\_6-E2.pdf](http://www.arib.or.jp/english/html/overview/doc/6-STD-B31v1_6-E2.pdf). Acesso em: 5 novembro 2009.
- [16] ETSI (European Telecommunications Standards Institute). **ETSI ETS 300 744: Digital Video Broadcasting (DVB-T)**. 2009. Disponível em: [http://www.etsi.org/deliver/etsi\\_en/300700\\_300799/300744/01.06.01\\_60/en\\_300744v010601p.pdf](http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300700_300799/300744/01.06.01_60/en_300744v010601p.pdf). Acesso em: 10 março 2010.
- [17] Norma Brasileira. **ABNT NBR 15601, Televisão Digital Terrestre – Sistema de Transmissão**. 2008. ISBN 978-85-07-00539-1. Disponível em: [http://www.abnt.org.br/imagens/Normalizacao\\_TV\\_Digital/ABNTNBR15601\\_2007Vc\\_2008.pdf](http://www.abnt.org.br/imagens/Normalizacao_TV_Digital/ABNTNBR15601_2007Vc_2008.pdf). Acesso em: 12 março 2010.
- [18] The Mathworks Inc. **The student Edition of Matlab**. 4<sup>nd</sup> ed. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1995.
- [19] Armour, S.; Nix, A. e Bull, D. **Performance Analysis of a Pre-FFT Equalizer Design for DVB-T**. Proceedings of the IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 45, n<sup>o</sup> 3, Agosto, 1999.
- [20] Sklar, B. **Digital Communications Fundamentals and Applications**. 2<sup>nd</sup> ed., Prentice Hall, 2001.
- [21] Weinstein, S. e Ebert, P. **Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform**. IEEE Trans. on Communications, vol. 19, n<sup>o</sup>. 5, pp. 628-634, Outubro, 1971.
- [22] Oppenheim, A. V., Schafer, R. W. e Buck, J. R. **Discrete – Time Signal Processing**. 2<sup>nd</sup> ed., Prentice Hall, 1999.
- [23] Peled, A. e Ruiz, A. **Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms**. Proc. IEEE ICASSP-80, Denver, CO, pp. 964-967, Abril, 1980.
- [24] Mendes, L. L. e Baldini, R. **On Performance of Channel Estimation Algorithms for STC-OFDM Systems in NoN-Linear Channels**. ISCTA'09, *International Symposium on Communication Theory and Applications*, England, Julho 2009.
- [25] Engels, M. **Wireless OFDM Systems, How to make them work?**. Ed. Kluwer Academic Publishers, USA, 2002. ISBN 1-4020-7116-7.
- [26] Cowan, C. F. N. and Grant, P. M. **Adaptive Filters**. Ed. Prentice Hall Signal Processing Series, USA, 1985. ISBN: 0-13-004037-1

- [27] Garcia, A. L. **Probability and Random Processes for Electrical Engineering**. Ed. Addison-Wesley, 2<sup>nd</sup> ed., 1993.
- [28] Yates, R. and David J. G. **Probability and Stochastic Processes: A Friendly Introduction for Electrical & Computer Engineers**. Ed. John Wiley and Sons, 1998.
- [29] Ross, S. M. **Introduction to Probability Models, AP Professional**. Ed. Elsevier, 10<sup>th</sup> edition, 2010.
- [30] Benveniste, A. e Goursat, M. **Blind Equalizers**. IEEE Transactions on Communication, vol. COM 32, pp. 871-883, Agosto, 1984.
- [31] Ghosh, M. **Blind Decision Feedback Equalization for Terrestrial Television Receivers**. Proceedings of the IEEE, vol. 86, n<sup>o</sup> 10, pg. 2070-2081, Outubro, 1998.
- [32] Sato, Y. **A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude Modulated Systems**. IEEE Transactions on Communications, vol. COM-23, n<sup>o</sup> 6, Junho, 1975.
- [33] Haykin, S. **Adaptive Filter Theory**. 3<sup>rd</sup> ed., Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1996.
- [34] Treichler, J. R., Fijalkow, I. e Johnson, C.R. Jr. **Fractionally-Spaced Equalizers: How Long Should They Really Be?**. Signal Processing Magazine, vol. 13, n<sup>o</sup> 3, pp. 65-81, Maio, 1996.
- [35] Ding, R. A. K., Anderson, B. D. O. e Johnson Jr., C. R. **Ill-Convergence of Godard Blind Equalizers in Data Communication Systems**. IEEE Transactions on Communications, vol. 39, n<sup>o</sup> 9, pp. 1313-1327, Setembro, 1991.
- [36] Haykin, S. **Blind Deconvolution**. Prentice Hall, New Jersey, 1994.
- [37] Simon, A., Andrew, N. e David, B. **The Impact of FFT size on the Performance of a Combined OFDM-Equalization Radio Modem**. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th pp:1506 – 1510, vol.3, 1999.
- [38] Simon, A., Andrew, N., e David, B. **Pre-FFT equaliser design for OFDM**. Electronics Letters, pp: 539 – 540, vol. 35, 1999.
- [39] Simon, A., Andrew N. e David, B. **Complexity Evaluation for the Implementation of a Pre-FFT Equalizer in as OFDM Receiver**. Proceedings of the IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 46, n<sup>o</sup> 3, Agosto, 2000.
- [40] Simon, A., Andrew, N. e David, B. **A Pre-FFT Equalizer Design for Application to Hiperlan/2**. IEEE VTS-Fall VTC 2000, 52nd, pp: 1690 – 1697, vol.4, 2000.
- [41] Shun-lan, L. e Ming-zeng, D. **A New Blind Equalization Scheme for QAM Systems Based on Fractionally-Spaced Equalizer**. IEEE Int. Conf. on Comm., Circuits and Systems, Kokura, Japan, Julho, 2007.

- [42] Rao, W., Han, Y. e Guo, Y. **A New Family of Combination Blind Equalization with a New Constant Modulus Algorithm Based on Variable Slope Error Function**. The 8<sup>th</sup> Int. Conf. on Signal Processing, ICSP2006 Proceedings, Beijing, Novembro, 2006.
- [43] Hadeif, M. e Weiss, S. **A Fast Converging Concurrent Affine Projection Algorithm for Blind Multiuser Equalisation**”, The 2<sup>nd</sup> IEE/EURASIP Conf. on DS Penabled Radio, University of Southampton, Setembro, 2005.
- [44] Cardoso, F. A. C. M., Lopes, E. M. e Arantes, D. S. **Algoritmo Concorrente com Decisão Suave para Equalização em Sistemas OFDM no Domínio da Frequência**. XXVI Simpósio brasileiro de Telecomunicações, SBRT’08, Rio de Janeiro, Brasil, Setembro, 2008.
- [45] D’ Agostini, F., Carboni Jr, S., De Castro, M. C. F., De Castro, F. C. C. e Trindade, D. V. B. M. **Adaptive Concurrent Equalization Applied to Multicarrier OFDM Systems**. IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 54, n<sup>o</sup> 3, Setembro, 2008.
- [46] Lopes, E. M., Fabbryccio A. C. M. C. e Arantes, D. S. **A Semi Blind Concurrent Algorithm with Scattered Pilot Tones for OFDM Equalization**. The International Workshop on Telecommunications, IWT’09, São Paulo, Brasil, Fevereiro, 2009.
- [47] Lopes, E. M., Fabbryccio A. C. M. C. e Arantes, D. S. **A Semi-Blind Frequency-Domain Concurrent Equalizer for OFDM Systems**. The Fifth International Conference on Wireless and Mobile Communications – ICWMC’09, Cannes/La Bocca, França, Agosto, 2009.
- [48] ITU (International Telecommunication Union) Radiocommunication Study Groups: Document 6E/TEMP/131-E. **Guidelines and Techniques for the Evaluation of DTTB Systems**. Março 2003. Disponível em: [http://www.itu.int/dms\\_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-BT.2035-2003-PDF-E.pdf](http://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-BT.2035-2003-PDF-E.pdf). Acesso em: 19 março 2010.
- [49] Falconer, D. D. e Magee, F. R. **Adaptive Channel Memory Truncation for Maximum Likelihood Sequence Estimation**. Bell Syst. Tech. J., pp. 1541-1562, Novembro, 1991.
- [50] Al-Dhahir, N. e Cioffi, J. M. **Optimum Finite-Length Equalization for Multicarrier Transceivers**. IEEE Transactions on Communications, vol. 44, pp. 56-64, Janeiro, 1996.
- [51] Melsa, P. J. W., Younce, R. C. e Rohrs, C. E. **Impulse Response Shortening for Discrete Multitone Transceivers**. IEEE trans. Communications, vol. 44, pp. 1662-1672, dezembro, 1996.
- [52] Lesch, W. **Impulse Response Shortening for OFDM in a Single Frequency Network**. M.S. Thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 1998.
- [53] Chow, J. S. e Cioffi, J. M. **A Cost-Effective Maximum Likelihood Receiver for Multicarrier Systems**. Int. Conf. Communication, Chicago, pp. 948-952, Junho, 1992.

- [54] Chow, J. S., Cioffi, J. M. e Bingham, J. A. C. **Equalizer Training Algorithms for Multi-Carrier Systems**. Proc. IEEE Int. Conf. Communications., pp. 761-765, Maio, 1993.
- [55] Al-Dhahir, N. e Cioffi, J. M. **Efficiently Computed Reduced-Parameter Input-Aided MMSE Equalizer For ML Detection: a Unified Approach**. IEEE Trans. Info. Theory, vol. 42 n<sup>o</sup>. 3, pp. 903-915, 1996.
- [56] Webster, M. e Roberts, R. **Adaptive Channel Truncation for FFT Detection in DMT Systems-Error Component Partitioning**. 31<sup>st</sup> Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, pp. 555-559, Novembro, 1997.
- [57] Pal, D., Iyengar, G. N. e Cioffi, J. M. **A Method of Channel Shortening with Applications to Discrete Multitone (DMT) Systems**. In Proc. IEEE Int. Conf. Communications, ICC, Atlanta, GA, vol. 12, pp 763-768, Junho, 1998.
- [58] Zhang, J. e Ser, W. **A New Algorithm for Time Domain Equalization in the OFDM Systems**. IEEE Vehicular Technology Conference, 2002. VTC 2002-Fall, 2002 IEEE 56<sup>th</sup>, Vol. 2, pp 904-907, Setembro, 2002.
- [59] Arslan, G., Evans, B. L. e Kiaei, S. **Equalization for Discrete Multitone Receivers to Maximize Bit Rate**. IEEE Trans. Signal Process. Vol.49, n<sup>o</sup>. 12, pp. 3123-3135, Dezembro, 2001.
- [60] Milosevic, M., Pessoa, L. F. C., Evans, B. L., e Baldick, R. **DMT Bit Rate Maximization with Optimal Time Domain Equalizer Filter Bank Architecture**. In Proc. IEEE Asilomar Conf. Signals, Systems, Computers, Pacific Grove, CA, vol. 1, pp. 377-382, Novembro, 2002.
- [61] Vanbleu, K., Ysebaert, G., Cuypers, G., Moonen, M. e Van Acker, K. **Bit Rate Maximizing Time-Domain Equalizer Design for DMT-Based Systems**. IEEE Trans. Communications, vol. 52, n<sup>o</sup>. 6, pp. 871-876, Junho, 2004.
- [62] Wang, Z. e Giannakis, G. B. **Wireless Multicarrier Communications, Where Fourier Meets Shannon**. IEEE Signal Proc. Mag., n<sup>o</sup>. 3. pp. 29-48, Maio, 2000.
- [63] Zhu, J., Ser, W. e Nehorai, A. **Channel Equalization for DMT with Insufficient Cyclic Prefix**. In Proc. IEEE 34<sup>th</sup> Asimolar Conference on Signals, Systems and Computers, vol. 2, pp. 951-995, Outubro, 2000.
- [64] Parsace, G. R., Yarali, A. e Ebrahimzad, H. **MMSE-DFE Equalizer Design for OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix**. IEEE Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Fall. 2004 IEEE 60<sup>th</sup>, Vol. 6, pp 3828-3832, Los Angeles, USA, Setembro, 2004.

- [65] Yoshida, M., Ishizu, E., Yamashita, N. e Amezawa, Y. **OFDM Transmission for ISI Channels Using Variable-Length Pilot Symbols and Pre-FFT Equalizer with Enhanced MRC Diversity Reception**. IEEE Communications Society Globecom 2003, Dezembro, 2003.
- [66] Yoshida, M., Yasuharu A., Satoshi, S., e Atsuhiko, S. **Laboratory Experiment of OFDM Transmission using VLP and Pre-FFT Equalizer over ISI Channels**. IEEE 59<sup>th</sup> Vehicular Technology Conference –VTC, Milan, Italy , n<sup>o</sup>. 54, pp 540-544, Maio, 2004.
- [67] Kim, S. W., Kyun, H. T. **Performance Analysis of Adaptive Equalizer Design for OFDM Wireless LAN**. IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 50, n<sup>o</sup>. 2, Maio, 2004.
- [68] Courville, M., Duhamel, P., Madec, P., e Palicot, J. **Blind Equalization of OFDM Systems Based on the Minimization of a Quadratic Criterion**. In Proc. IEEE Int. Conf. Communications, Dallas, TX, PP. 1318-1321, Junho, 1996.
- [69] Martin, R. K., Balakrishnan, J., Seathares, W. A. e Johnson Jr, C. R. **A blind, adaptive TEQ for multicarrier systems**. IEEE Signal Process. Letters, vol. 9, n<sup>o</sup>. 11, PP. 341-343, Novembro, 2002.
- [70] Blakrishnan, J., Martin, R. K. e Jhonson Jr., C. R. **Blind, Adaptive Channel Shortening by Sum-Squared Auto-Correlation Minimization (SAM)**. IEEE Transactions On Signal Processing, vol. 51, n<sup>o</sup>. 12, pp. 3086-3093, Dezembro, 2003.
- [71] Nawaz, R. e Chambers, J. A. **Blind Adaptive Channel Shortening by Single Lag Auto-Correlation Minimization (SLAM)**. IEE Electron. Left., vol. 40, PP. 1609-1611, Dezembro, 2004.
- [72] Nawaz, R. e Chambers, J. A. **A Novel Single Lag Auto-Correlation Minimization (SLAM) Algorithm for Blind Adaptive Channel Shortening**. In Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, Signal Process., vol. 5, pp. 885-888, Março, 2005.
- [73] Hewavithana, T. C. e Brooks, D. M. **Blind Adaptive Channel Equalization for OFDM Using the Cyclic Prefix Data**. IEEE Communications Society, Globecom 2004, 29, Novembro 2004.
- [74] Martin, R. K. **Joint Blind Adaptive Carrier Frequency Offset Estimation and Channel Shortening**. IEEE Transactions On Signal Processing, Vol. 54, n<sup>o</sup>. 11. Novembro, 2006.
- [75] Martin, R. K. **Fast-Converging Blind Adaptive Channel-Shortening and Frequency-Domain Equalizer**. IEEE Transactions on signals Processing, vol. 55, n<sup>o</sup>. 1, pp. 102-110, Janeiro, 2007.

- [76] Yuki, Y. *et al.* **Pre- and Post-Equalization and Frequency Diversity Combining Methods for Block Transmission with Cyclic Prefix**. IEICE Transactions Communication, Vol.E90-B, n<sup>o</sup>. 10, Outubro, 2007.
- [77] Alayyan, F.O., Abed-Meraim, K. e Zoubir, A.M. **Blind Equalization in OFDM Systems Exploiting Guard Interval Redundancy**. In Proc. IEEE Conference 39<sup>th</sup> Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, pp. 697-700, Outubro, 2005.
- [78] Toker, C. e Atin, G. **Blind, Adaptive Channel Shortening Equalizer Algorithm which can Provide Shortened Channel State Information (BASC-SI)**. IEEE Transactions on Signal Processing, Vol 57. n<sup>o</sup>. 4, Abril, 2009.
- [79] Acácio, L. C. L. e Nascimento, V. H. **Pre-FFT Equalization in DVB-T Systems**. IWT-04 (International Workshop in Telecommunications-2004), Agosto, 2004.
- [80] Fernandes, M. A. e Arantes, D. S. **Equalização Adaptativa pré-FFT de Baixa Complexidade para Sistemas OFDM**. XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, SBrT 2011, Outubro, 2011.
- [81] Tranter, W. H., Shanmugan, K. S., Rappaport, T. S., Kosbar, K. L. **Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications**. Prentice Hall, 2004.
- [82] Lopes, E. M., Cardoso, F. A. C. M. e Arantes, D. S. **Análise de Desempenho de Equalizadores pré-FFT em Sistemas OFDM**. XXVII Simpósio brasileiro de Telecomunicações – SBrT’09, Blumenau, Brasil, Outubro de 2009.
- [83] Lopes, Es. M., Cardoso, F. A. C. M. e Arantes, D. S. **Análise de Desempenho de Equalizadores Pré-FFT Fracionários e Simbólicos em Sistemas OFDM**. Novena Conferencia Iberoamericana en Sistemas, Cibernética e Informática: CИСCI 2010, Orlando, E.U.A, Julho, 2010.
- [84] Endres, T. J. **Equalizing With Fractionally-Spaced Constant Modulus and Second-Order Statistes Blind Receivers**. PH. D. Thesis, Cornell University, Ithaca, New York, USA, Maio 1997.
- [85] Chen, S., McLaughlin, S., Grant, P. M., e Mulgrew, B. **Reduced-Complexity Multi-Stage Blind Clustering Equaliser**. In Proc. ICC’93, Vol.2, pp.1149-1153, Geneva, Switzerland, 1993.
- [86] Lopes, E. M., Cardoso, F. A. C. M. e Arantes, D. S. **Análise de Desempenho de Equalizadores pré-FFT em Sistemas OFDM**. XXIX Simpósio brasileiro de Telecomunicações, SBrT’11, Curitiba, Brasil, Outubro, 2011.
- [87] Lopes, E. M., Cardoso, F. A. C. M. e Arantes, D. S. **Análise de Desempenho do Equalizador Pré-FFT Cego para Sistemas OFDM**. Decima Conferencia Iberoamericana en Sistemas, Cibernética e Informática: CИСCI 2011, Orlando, E.U.A, Julho 2011.

- [88] Lopes, E. M., Cardoso, F. A. C. M. e Arantes, D. S. **A New Blind Time Domain Fractionally Spaced Equalizer for OFDM Systems**. International Workshop on Telecommunications, IWT'11, Rio de Janeiro, Brasil, Maio, 2011.
- [89] Santella, G. **Performance Evaluation of Broadband Microcellular Mobile Radio in M-QAM OFDM Systems**. In Proc. ICC '96, Dallas, E.U.A., pp. 974–978, Junho, 1996.
- [90] Wyk, J. V. e Louis, L. **Bit Error Probability for a M-ary QAM OFDM-Based System**. IEEE Transactions on Communications, Setembro, 2007.

## GLOSSÁRIO

$a_n$	-	Parte real do símbolo complexo $s_n$ na entrada do canal
$a'_n$	-	Parte real do símbolo complexo $s_n$ processado pelo canal
$\mathbf{b}_{np}$	-	Vetor com dados da parte fracionária par na entrada do EDT
$\mathbf{b}_{ni}$	-	Vetor com dados da parte fracionária ímpar na entrada do EDT
$b_n$	-	Parte imaginária do símbolo complexo $s_n$ na entrada do canal
$b'_n$	-	Parte imaginária do símbolo complexo $s_n$ processado pelo canal
$\hat{b}_n$	-	Símbolo gerado na saída da fonte binária
$\mathbf{B}_{Mp}(\cdot)$	-	Matriz que representa os coeficientes da transformada de Fourier para cada subportadora
$\mathbb{C}$	-	Quantidade de realizações do experimento (simulação)
$c_{np}(q)$	-	Coeficiente do ramo par do EDT fracionário
$c_{ni}(q)$	-	Coeficiente do ramo ímpar do EDT fracionário
$\mathbf{c}_J$	-	$J$ -ésimo coeficiente do equalizador temporal
$\mathbf{c}_c$	-	Coeficiente referente ao equalizador com o algoritmo CMA
$\mathbf{c}_d$	-	Coeficiente referente ao equalizador com o algoritmo DD
$\bar{d}(n)$	-	Saída desejada para o equalizador no $n$ -ésimo instante de tempo
$d_n(m)$	-	Sinal na saída do bloco que retira o PC
$\bar{d}_{np}(q)$	-	Sinal na saída do ramo par do EDT
$\bar{d}_{ni}(q)$	-	Sinal na saída do ramo ímpar do EDT
$\partial(\cdot)$	-	Operador da derivada parcial
$D_Q$	-	Ligação não linear do algoritmo concorrente.
$\Delta f$	-	Operador da diferença entre duas frequências
$e_n(m)$	-	Erro do algoritmo LMS

$e_n$	-	Erro do algoritmo DD
$\epsilon_n$	-	Erro do algoritmo CMA
$E_{CMA}$	-	Função erro do CMA em cada subportadora
$E[\cdot]$	-	Operador Média
$F_{CMA}$	-	Função de custo do CMA para todas as subportadoras
$F_{DD}$	-	Função de custo do DD para todas as subportadoras
$\mathcal{F}$	-	Operador da transformada de Fourier
$\mathcal{F}^{-1*}$	-	Operador da transformada inversa de Fourier
$\mathfrak{S}_{DD}$	-	Função erro do DD em cada subportadora
$f_n$	-	Frequência da subportadora
$F_n(k)$	-	Resposta em frequência estimada do canal de comunicação associada a $k$ -ésima subportadora piloto no $n$ -ésimo instante
$\nabla(\cdot)$	-	Operador do vetor Gradiente
$h(\cdot)$	-	Resposta impulsiva do canal de comunicação
$\mathbf{h}_L^T$	-	Vetor transposto da resposta impulsiva do canal de comunicação
$H(f)$	-	Resposta em frequência do canal de comunicação
$ H_n $	-	Resposta em módulo da $H(f_n)$
$I$	-	Parte imaginária do número complexo
$\beth$	-	Posição do coeficiente unitário usado na inicialização do EDT
$\mathcal{J}$	-	Índice do coeficiente do equalizador
$J_{CM}$	-	Função de custo com fator de dispersão estatística de ordem $P$
$J_{CMA}$	-	Função de Custo do algoritmo CMA
$L$	-	Comprimento do canal de comunicação
$M$	-	Número de subportadoras
$\mu$	-	Passo de adaptação do algoritmo LMS

$\mu_c$	-	Passo de adaptação do algoritmo CMA
$\mu_d$	-	Passo de adaptação do algoritmo DD
$\mathcal{M}$	-	Número de símbolos disponíveis na fonte binária
$m$	-	Estimativa da média da BER
$\eta(n)$	-	Ruído Gaussiano
$N$	-	Comprimento da FFT
$\mathcal{N}$	-	Quantidade de subcanais empregados no sistema
$P$	-	Potência do fator de dispersão $R_p$ do algoritmo CMA
$p$	-	Potência do fator de dispersão $R_p$ do algoritmo CMA
$\tilde{p}(\cdot)$	-	Função de densidade de probabilidade <i>a posteriori</i>
$P_n(k)$	-	Dado complexo transmitido na $k$ -ésima subportadora no $n$ -ésimo instante de tempo
$\hat{P}_n(k)$	-	Dado complexo recebido na $k$ -ésima subportadora no $n$ -ésimo instante de tempo
$\mathbf{p}_{\mathcal{T}}$	-	Vetor de correlação cruzada
$Q[\cdot]$	-	Operador da decisão pela distância mínima
$r_n(k)$	-	Saída do EDF para a $k$ -ésima portadora no $n$ -ésimo instante
$R$	-	Parte real do número complexo
$\mathbf{R}_{\mathcal{T}\mathcal{T}}$	-	Matriz de autocorrelação
$R_p$	-	Constante de dispersão do algoritmo CMA
$\rho$	-	Fator de dispersão da constelação do algoritmo concorrente suave
$s(\cdot)$	-	Sinal analógico na saída do transmissor OFDM
$s_n$	-	Símbolo complexo na entrada do canal
$s'_n$	-	Símbolo complexo processado pelo canal de comunicação
$\hat{s}_n$	-	Símbolo complexo gerado na saída do modulador digital
$\mathcal{S}$	-	A estimativa da variância do intervalo de confiança

$T_s$	-	Intervalo de sinalização do símbolo OFDM
$\mathcal{T}$	-	Comprimento do equalizador
$\Gamma_n(k)$	-	Resposta em frequência do canal conhecido
$\tau$	-	Deslocamento temporal
$u_n(m)$	-	sequência de treinamento do EDT de Armour
$\mathbf{z}_n(\cdot)$	-	Vetor de entrada da estrutura de realimentação de Armour
$\mathbf{z}_n(m)$	-	Vetor do sinal de referência após a IFFT para o EDT de Armour
$\mathbf{z}'_n(\cdot)$	-	Vetor do sinal de ref. após a inserção do PC para o EDT de Armour
$x_n(\cdot)$	-	Sinal na entrada do EDT
$\bar{x}_{np}(\cdot)$	-	Dado par na entrada do equalizador temporal fracionário
$\bar{x}_{ni}(\cdot)$	-	Dado ímpar na entrada do equalizador temporal fracionário
$\mathbf{x}_{\mathcal{T}}^T(n)$	-	Vetor transposto com a informação da entrada do equalizador
$\theta_n$	-	Resposta em fase da $H(f_n)$
$\omega_k$	-	Frequência angular da subportadora
$w_n(k)$	-	Coefficiente do equalizador associado a $k$ -ésima subportadora
$\bar{w}_n(k)$	-	Valor médio dos coeficientes do EDF
$W$	-	Largura de faixa
$y(n)$	-	Saída do equalizador no $n$ -ésimo instante de tempo
$\tilde{y}(n)$	-	Saída estimada do equalizador no $n$ -ésimo instante de tempo
$y_n(k)$	-	Saída do equalizador da $k$ -ésima portadora no $n$ -ésimo tempo
$\xi$	-	Índice do único peso do vetor de coeficientes do equalizador a ser inicializado com o valor $1 + j0$

**ANEXOS**



## ANEXO A – Magnitude da Resposta em Frequência do Canal de Comunicação

Os experimentos para verificar o desempenho dos algoritmos para o equalizador concorrente pós-FFT e pré-FFT foram simulados empregando o perfil dos canais estabelecidos pela ITU. A Tabela 3.2 foi utilizada para as simulações do equalizador concorrente pós-FFT e a Tabela 4.6 para o equalizador concorrente pré-FFT.

Neste Anexo é apresentada a magnitude da resposta em frequência do canal para os perfis estabelecidos na Tabela 3.2 e Tabela 3.2, utilizando uma FFT com 8196 pontos e uma frequência de amostragem 8,127 MHz.

O canal Brazil A simula um sinal fraco com ecos e atrasos pequenos. Este canal apresenta seis percursos deferentes em concordância com a Tabela 3.2.

O canal Brazil B apresenta ecos com grande atraso relativo, até 12,7  $\mu$ s, com seis percursos diferentes conforme a Tabela 3.2.

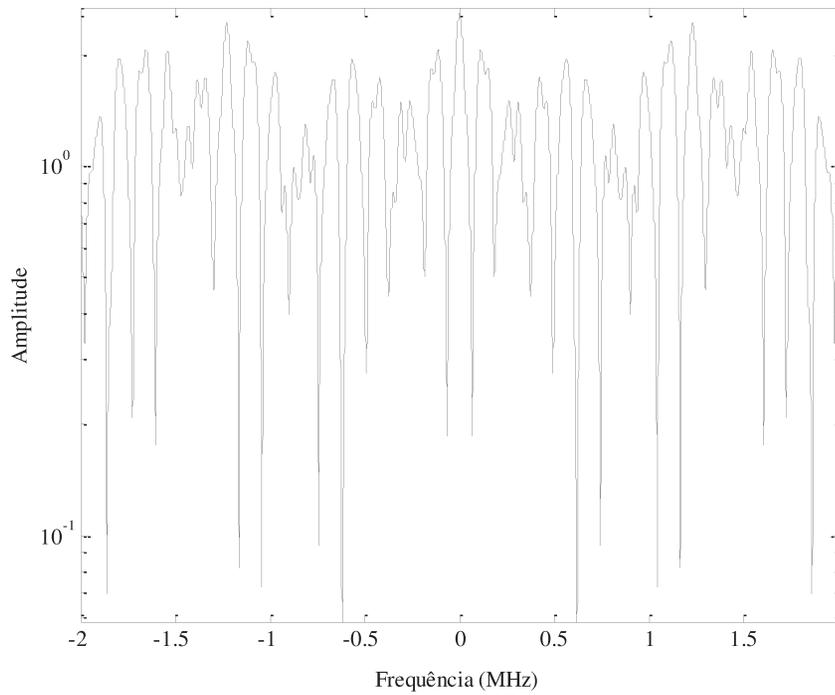
O canal Brazil D apresenta ecos com atraso relativo muito pequeno, até 5,93  $\mu$ s, possuindo pré-eco. Apresenta seis percursos diferentes conforme mostra a Tabela 3.2.

O canal Brazil E apresenta ecos com atraso máximo muito pequeno na ordem de 2  $\mu$ s. Apresenta ainda, três percursos com a mesma intensidade conforme mostra a Tabela 3.2.

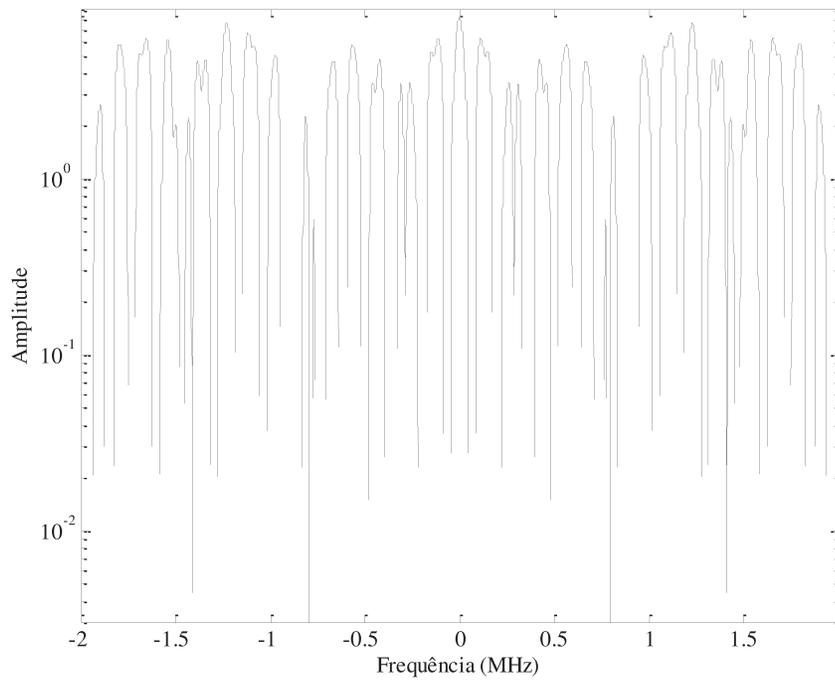
O canal DVB apresenta perfil de pré e pós-eco, com o atraso máximo deste canal sendo de 3,25  $\mu$ , conforme mostra a Tabela 3.2.

O canal GSM apresenta o perfil da resposta impulsiva com seis percursos e com ecos fortes, conforme mostra a Tabela 4.6.

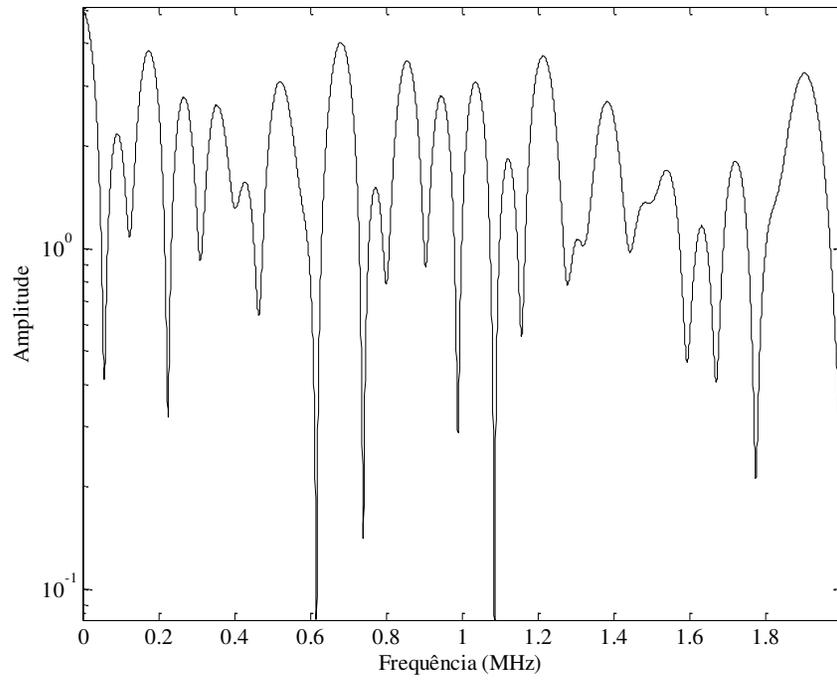
O canal UK Short Delay apresenta o perfil da resposta impulsiva com seis percursos sendo que um provoca um forte pré-eco. A dispersão máxima na resposta impulsiva é de 2,83  $\mu$ s, conforme mostra a Tabela 4.6.



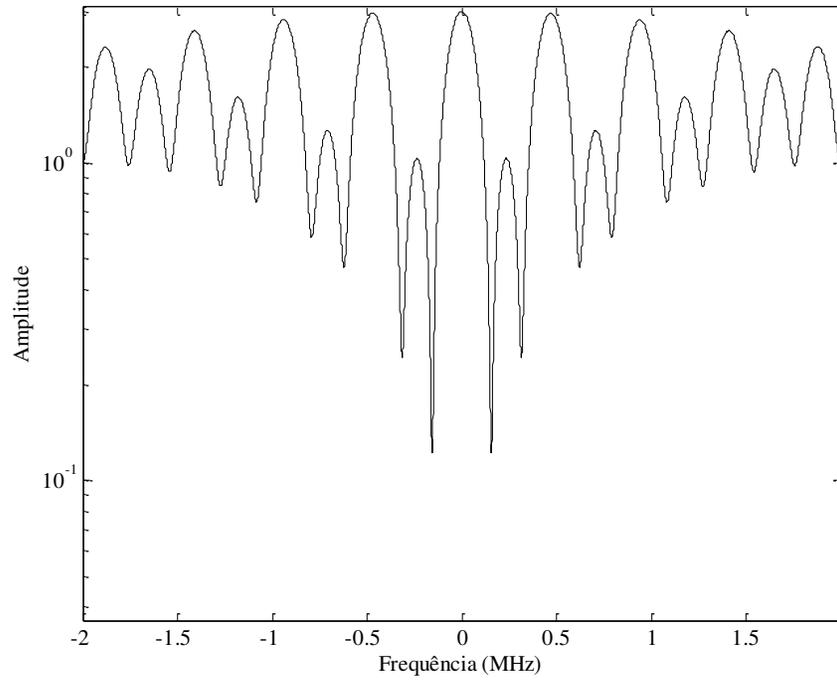
A 0.1: Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil A.



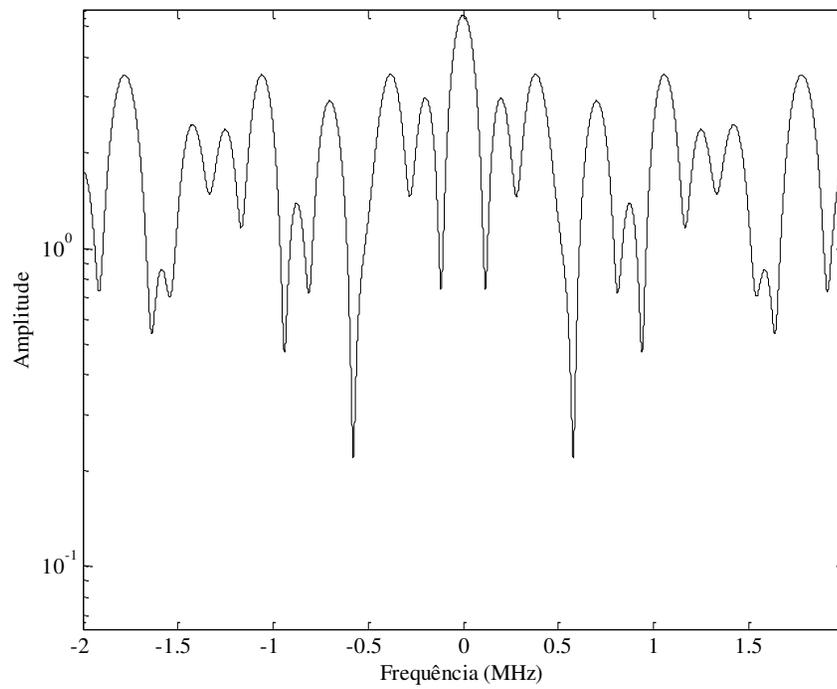
A 0.2: Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil B



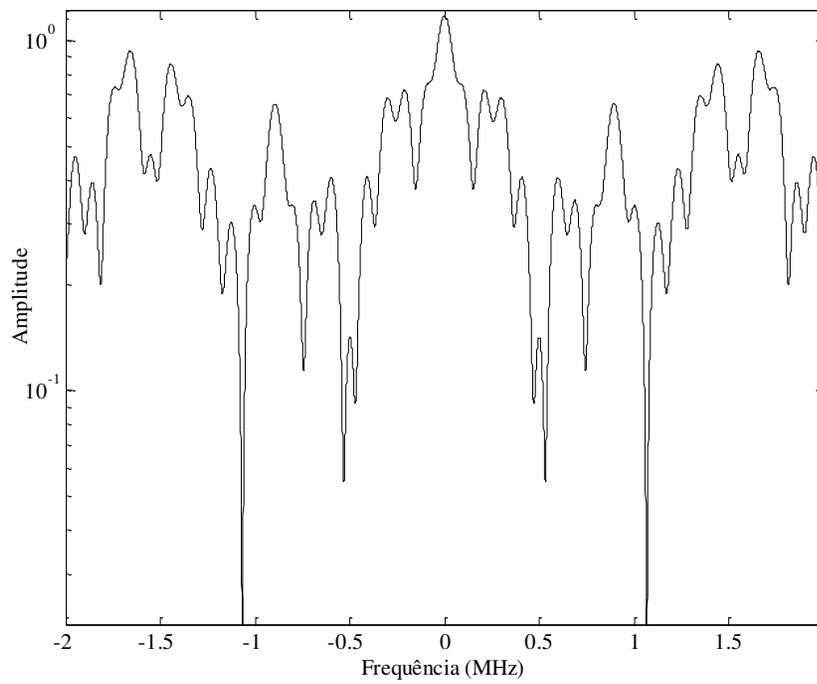
A 0.3: Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil D.



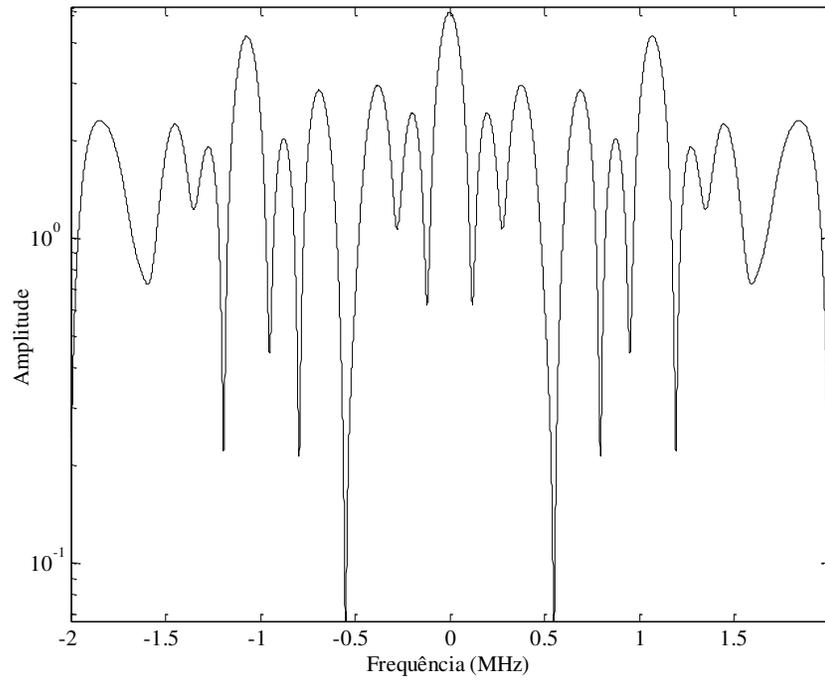
A 0.4: Magnitude da resposta em frequência do canal Brazil E.



A 0.5: Magnitude da resposta em frequência do canal DVB



A 0.6: Magnitude da resposta em frequência do canal GSM.



A 0.7: Magnitude da resposta em frequência do canal UK Short Delay