

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

**EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE COM ALOCAÇÃO  
DINÂMICA E INICIALIZAÇÃO AUTOMÁTICA DE  
COEFICIENTES**

**VITOR HALMENSCHLAGER**

Porto Alegre, Março de 2010

# **Livros Grátis**

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

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

**EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE COM ALOCAÇÃO  
DINÂMICA E INICIALIZAÇÃO AUTOMÁTICA DE  
COEFICIENTES**

**VITOR HALMENSCHLAGER**

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

Área de concentração: Tecnologia da Informação / Telecomunicações

ORIENTADOR: Fernando César Comparsi de Castro

Porto Alegre, Março de 2010

# **EQUALIZAÇÃO CONCORRENTE COM ALOCAÇÃO DINÂMICA E INICIALIZAÇÃO AUTOMÁTICA DE COEFICIENTES**

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

Orientador:

---

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

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes  
Doutor pela Cornell University, C.U., Estados Unidos

Profa. Dra. Maria Cristina Felippetto De Castro, PUCRS  
Doutor pela UNICAMP, Campinas, SP

Prof. Dr. Fernando C. C. De Castro, PUCRS  
Doutor pela UNICAMP, Campinas, SP

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

Prof. Dr. Rubem Dutra Ribeiro Fagundes

Porto Alegre, Março de 2010

*A todas as pessoas que direta  
ou indiretamente ajudaram a  
realização desse trabalho eu  
dedico*

## AGRADECIMENTOS

*Ao Prof. Dr. Fernando César Comparsi de Castro pela orientação e paciência indispensáveis para realização desse trabalho.*

*Aos Professores Cristina e Fernando pela oportunidade, confiança e amizade.*

*Aos meus amigos pelo companheirismo e apoio.*

*Aos meus pais Nestor e Lia pelo exemplo de vida.*

*A minha irmã Marina pelo suporte e carinho.*

*Aos meus filhos Pedro e Eduardo pela inspiração e força.*

*A minha querida esposa Silvana pelo amor e compreensão.*

*A Deus que colocou todas essas pessoas maravilhosas no meu caminho para que pudesse me tornar alguém melhor.*

## RESUMO

Este trabalho propõe um novo equalizador adaptativo em arquitetura concorrente com alocação dinâmica de coeficientes como uma solução de baixa complexidade para o problema de desconvolução autodidata de canais de comunicação. É sabido que o número de coeficientes é um fator crucial na complexidade computacional de equalizadores adaptativos. Sabe-se também que um equalizador necessita de um maior número de coeficientes à medida que a duração dos ecos originados por multipercurso aumenta no cenário operacional. Para atender este compromisso entre complexidade e robustez ao multipercurso, este trabalho propõe controlar o número de coeficientes ativos desse equalizador, desativando os coeficientes que não contribuem para o processo de desconvolução do canal. Este trabalho também propõe uma nova heurística para inicialização do vetor de coeficientes ou *taps* do filtro a qual utiliza como critério o erro absoluto médio de saída do equalizador. Esta heurística visa automatizar a inicialização do equalizador e reduzir o tempo de convergência.

**Palavras-chaves:** Tap-Ranking, Inicialização Automática, Processamento Digital de Sinais, Processamento adaptativo, Equalização Concorrente, Alocação de coeficientes do filtro, Inicialização do equalizador.

## ABSTRACT

This thesis proposes a new adaptive concurrent equalizer with dynamic coefficient allocation as a low complexity solution for blind channel deconvolution. It is well known that the number of coefficients has a major impact on the hardware complexity of adaptive equalizers. However, as the multipath echoes increase throughout the scenario of operation it is necessary to use an equalizer with a larger number of coefficients. In order to be able to cope with multipath in different scenarios, while maintaining the hardware complexity as low as possible, it is proposed to actively control the coefficient allocation of such equalizer, thus deactivating whichever coefficients that do not have an impact on the channel deconvolution procedure. A new heuristic for an efficient initialization of the coefficient vector is also proposed. This heuristic uses the mean absolute output error of the equalizer for proper operation, aiming to automate the equalizer initialization, as well as reduce the convergence time.

**Keywords: Tap-Ranking, Automatic Inicialisation, Digital Signal Processing, Adaptive Process, Concurrent Equalization, Allocation of filter coefficients, Equalizer initialization.**



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2-1 Equalizador CMA com filtro FIR transversal [1].....	20
Figura 2-2 Diagrama do equalizador concorrente [1]. .....	25
Figura 2-3 Representação do PDAC utilizando dois filtros FIR.....	29
Figura 2-4 Representação do PDAC utilizando apenas um filtro FIR. ....	30
Figura 2-5 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil A estático no domínio da frequência, <i>oversampled</i> de 2 vezes, onde $ z(Cir, \theta) $ representa a amplitude do sinal em dB e $\frac{\theta}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$ representa a escala de frequência para um SR ( <i>Symbol Rate</i> ) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .....	32
Figura 2-6 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil A estático no domínio da frequência, <i>oversampled</i> de 2 vezes, onde $\frac{\arg( Z(Cir, \theta))}{deg}$ representa a amplitude em graus e $\frac{\theta}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$ representa a escala de frequência para um SR ( <i>Symbol Rate</i> ) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).....	33
Figura 2-7 Resposta ao impulso do canal Brasil A estático no domínio do tempo, onde $Cir_n$ representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e n o número de amostras <i>oversampled</i> de 2 vezes. ....	33
Figura 2-8 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil A dinâmico no domínio da frequência, <i>oversampled</i> de 2 vezes, onde $ z(Cir, \theta) $ representa a amplitude do sinal em dB e $\frac{\theta}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$ representa a escala de frequência para um SR ( <i>Symbol Rate</i> ) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .....	34
Figura 2-9 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil A dinâmico no domínio da frequência, <i>oversampled</i> de 2 vezes, onde $\frac{\arg( Z(Cir, \theta))}{deg}$ representa a amplitude em graus e $\frac{\theta}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$ representa a escala de frequência para um SR ( <i>Symbol Rate</i> ) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).....	35
Figura 2-10 Resposta ao impulso do canal Brasil A dinâmico no domínio do tempo, onde $Cir_n$ representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e n o número de amostras <i>oversampled</i> de 2 vezes. ....	35
Figura 2-11 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil B estático no domínio da frequência, <i>oversampled</i> de 2 vezes, onde $ z(Cir, \theta) $ representa a amplitude do sinal em dB e $\frac{\theta}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$ representa a escala de frequência para um SR ( <i>Symbol Rate</i> ) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .....	36
Figura 2-12 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil B estático no domínio da frequência, <i>oversampled</i> de 2 vezes, onde $\frac{\arg( Z(Cir, \theta))}{deg}$ representa a amplitude em graus e $\frac{\theta}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$ representa a escala de frequência para um SR ( <i>Symbol Rate</i> ) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).....	37

- Figura 2-13 Resposta ao impulso do canal Brasil B estático no domínio do tempo, onde  $Cir_n$  representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e  $n$  o número de amostras *oversampled* de 2 vezes. .... 37
- Figura 2-14 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil B dinâmico no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $|z(Cir, \theta)|$  representa a amplitude do sinal em dB e  $\frac{\theta}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .... 38
- Figura 2-15 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil B dinâmico no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $\frac{\arg(Z(Cir, \theta))}{deg}$  representa a amplitude em graus e  $\frac{\theta}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .... 39
- Figura 2-16 Resposta ao impulso do canal Brasil B dinâmico no domínio do tempo, onde  $Cir_n$  representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e  $n$  o número de amostras *oversampled* de 2 vezes. .... 39
- Figura 2-17 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil C estático no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $|z(Cir, \theta)|$  representa a amplitude do sinal em dB e  $\frac{\theta}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .... 40
- Figura 2-18 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil C estático no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $\frac{\arg(Z(Cir, \theta))}{deg}$  representa a amplitude em graus e  $\frac{\theta}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .... 41
- Figura 2-19 Resposta ao impulso do canal Brasil C estático no domínio do tempo, onde  $Cir_n$  representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e  $n$  o número de amostras *oversampled* de 2 vezes. .... 41
- Figura 2-20 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil C dinâmico no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $|z(Cir, \theta)|$  representa a amplitude do sinal em dB e  $\frac{\theta}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .... 42
- Figura 2-21 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil C dinâmico no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $\frac{\arg(Z(Cir, \theta))}{deg}$  representa a amplitude em graus e  $\frac{\theta}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .... 43
- Figura 2-22 Resposta ao impulso do canal Brasil C dinâmico no domínio do tempo, onde  $Cir_n$  representa a amplitude da resposta *impulsiva* do canal e  $n$  o número de amostras *oversampled* de 2 vezes. .... 43

Figura 2-23 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil D estático no domínio da frequência, <i>oversampled</i> de 2 vezes, onde $ z(Cir, \theta) $ representa a amplitude do sinal em dB e $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$ representa a escala de frequência para um SR ( <i>Symbol Rate</i> ) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .....	44
Figura 2-24 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil D estático no domínio da frequência, <i>oversampled</i> de 2 vezes, onde $\frac{\arg(Z(Cir, \theta))}{deg}$ representa a amplitude em graus e $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$ representa a escala de frequência para um SR ( <i>Symbol Rate</i> ) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).....	45
Figura 2-25 Resposta ao impulso do canal Brasil D estático no domínio do tempo, onde $Cir_n$ representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e n o número de amostras <i>oversampled</i> de 2 vezes.....	45
Figura 2-26 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil D dinâmico no domínio da frequência, <i>oversampled</i> de 2 vezes, onde $ z(Cir, \theta) $ representa a amplitude do sinal em dB e $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$ representa a escala de frequência para um SR ( <i>Symbol Rate</i> ) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .....	46
Figura 2-27 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil D dinâmico no domínio da frequência, <i>oversampled</i> de 2 vezes, onde $\frac{\arg(Z(Cir, \theta))}{deg}$ representa a amplitude em graus e $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$ representa a escala de frequência para um SR ( <i>Symbol Rate</i> ) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .....	47
Figura 2-28 Resposta ao impulso do canal Brasil D dinâmico no domínio do tempo, onde $Cir_n$ representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e n o número de amostras <i>oversampled</i> de 2 vezes.....	47
Figura 2-29 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil E estático no domínio da frequência, <i>oversampled</i> de 2 vezes, onde $ z(Cir, \theta) $ representa a amplitude do sinal em dB e $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$ representa a escala de frequência para um SR ( <i>Symbol Rate</i> ) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .....	48
Figura 2-30 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil E estático no domínio da frequência, <i>oversampled</i> de 2 vezes, onde $\frac{\arg(Z(Cir, \theta))}{deg}$ representa a amplitude em graus e $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{SR}{MHz}$ representa a escala de frequência para um SR ( <i>Symbol Rate</i> ) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).....	49
Figura 2-31 Resposta ao impulso do canal Brasil E estático no domínio do tempo, onde $Cir_n$ representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e n o número de amostras <i>oversampled</i> de 2 vezes.....	49

Figura 2-32 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil E dinâmico no domínio da frequência, <i>oversampled</i> de 2 vezes, onde $ z(\text{Cir}, \theta) $ representa a amplitude do sinal em dB e $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{\text{SR}}{\text{MHz}}$ representa a escala de frequência para um SR ( <i>Symbol Rate</i> ) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .....	50
Figura 2-33 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil E dinâmico no domínio da frequência, <i>oversampled</i> de 2 vezes, onde $\frac{\arg(Z(\text{Cir}, \theta))}{\text{deg}}$ representa a amplitude em graus e $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{\text{SR}}{\text{MHz}}$ representa a escala de frequência para um SR ( <i>Symbol Rate</i> ) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital). .....	51
Figura 2-34 Resposta ao impulso do canal Brasil E dinâmico no domínio do tempo, onde $\text{Cir}_n$ representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e n o número de amostras <i>oversampled</i> de 2 vezes. ....	51
Figura 3-1 Utilização dos 256 taps do filtro FIR ao longo do processo de desconvolução. ....	52
Figura 3-2 Desempenho comparativo entre o equalizador <i>Standard</i> e <i>Tap-Ranking</i> submetidos ao canal Brasil E (Seção 2.3), SNR = 35dB e inicialização do vetor de coeficientes na posição (128) (Seção 4). .....	54
Figura 3-3 Diagrama de blocos do esquema de simulação baseado no PDAC <i>Standard</i> . .....	60
Figura 3-4 Diagrama de blocos do esquema de simulação baseado no PDAC <i>Tap-Ranking</i> . .....	61
Figura 3-5 Saída dos equalizadores – modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled</i> 2 vezes, período avaliado de 400.000 amostras, operação com canal Brasil A estático. ....	62
Figura 3-6 MSE - modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled</i> 2 vezes, período avaliado de 400.000 amostras, operação com canal Brasil A estático. ....	63
Figura 3-7 MER - modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled</i> 2 vezes, período avaliado de 400.000 amostras, operação com canal Brasil A estático. ....	64
Figura 3-8 Saída dos equalizadores – modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled</i> 2 vezes, período avaliado de 400.000 amostras, operação com canal Brasil D estático. ....	64
Figura 3-9 MSE - modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled</i> 2 vezes, período avaliado de 400.000 amostras, operação com canal Brasil D estático. ....	65
Figura 3-10 MER - modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled</i> 2 vezes, período avaliado de 400.000 amostras, operação com canal Brasil D estático. ....	65
Figura 3-11 Saída dos equalizadores – modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled</i> 2 vezes, período avaliado de 100.000 amostras, operação com canal Brasil E dinâmico... ..	66
Figura 3-12 MSE - modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled</i> 2 vezes, período avaliado de 100.000 amostras, operação com canal Brasil E dinâmico. ....	67
Figura 3-13 MER - modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled</i> 2 vezes, período avaliado de 100.000 amostras, operação com canal Brasil E dinâmico. ....	67

Figura 3-14 Desempenho comparativo <i>Tap-Ranking X Standard</i> - (MER e MSE) X SNR submetido ao canal Brasil A estático. ....	68
Figura 3-15 Desempenho comparativo <i>Tap-Ranking X Standard</i> - (MER e MSE) X SNR submetido ao canal Brasil E estático. ....	69
Figura 4-1 Diagrama de blocos – funcionamento da média móvel.....	71
Figura 4-2 A Figura “a” representa a saída equalizada para um canal qualquer, a Figuras “b” o sinal de erro do DD dessa saída utilizando o critério de MSE (Seção3.2.1). E a Figura “c” representa o sinal de erro do DD para mesma saída utilizando o critério de média móvel. ....	72
Figura 4-3 Inicialização automática - Bloco amostrador. ....	74
Figura 4-4 Inicialização automática – Bloco verificador de convergência.....	75
Figura 4-5 Inicialização automática – Bloco monitoramento de estabilidade. ....	76
Figura 4-6 Inicialização automática – Bloco reset.....	77
Figura 4-7 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil A estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (1). ....	79
Figura 4-8 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil A estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (256). ....	80
Figura 4-9 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil A estático, inicialização automática atuando. ....	80
Figura 4-10 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil B estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (1). ....	81
Figura 4-11 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil B estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (256). ....	82
Figura 4-12 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil B estático, inicialização automática atuando.....	82
Figura 4-13 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil C estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (256). ....	83
Figura 4-14 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil C estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (1). ....	84
Figura 4-15 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil C estático, inicialização automática atuando.....	84
Figura 4-16 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil D estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (256). ....	85
Figura 4-17 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil D estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (1). ....	86
Figura 4-18 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil D estático, inicialização automática atuando. ....	86
Figura 4-19 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil E estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (256).....	87
Figura 4-20 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil E estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (128).....	88
Figura 4-21 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil E estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (1).....	88
Figura 4-22 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil E estático, inicialização automática atuando. ....	89

Figura A 1 Saída dos equalizadores modulada em 8VSB, SNR: 35dB, <i>Simbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled 2</i> vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (256), canal Brasil B estático.....	98
Figura A 2 MSE, SNR: 35dB, <i>Simbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled 2</i> vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (256), canal Brasil B estático. ....	98
Figura A 3 MER, SNR: 35dB, <i>Simbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled 2</i> vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (256), canal Brasil B estático. ....	99
Figura A 4 Saída dos equalizadores modulada em 8VSB, SNR: 35dB, <i>Simbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled 2</i> vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (256), canal Brasil B dinâmico.....	99
Figura A 5 MSE, SNR: 35dB, <i>Simbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled 2</i> vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (256), canal Brasil B dinâmico.....	100
Figura A 6 MER, SNR: 35dB, <i>Simbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled 2</i> vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (256), canal Brasil B dinâmico.....	101
Figura A 7 Saída dos equalizadores modulada em 8VSB, SNR: 35dB, <i>Simbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled 2</i> vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C estático.....	101
Figura A 8 MSE, SNR: 35dB, <i>Simbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled 2</i> vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C estático. ....	102
Figura A 9 MER, SNR: 35dB, <i>Simbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled 2</i> vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C estático. ....	102
Figura A 10 Saída dos equalizadores modulada em 8VSB, SNR: 35dB, <i>Simbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled 2</i> vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C dinâmico.....	103
Figura A 11 MSE, SNR: 35dB, <i>Simbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled 2</i> vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C dinâmico.....	103
Figura A 12 MER, SNR: 35dB, <i>Simbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled 2</i> vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C dinâmico.....	104
Figura A 13 Saída dos equalizadores modulada em 8VSB, SNR: 35dB, <i>Simbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled 2</i> vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C estático.....	104
Figura A 14 MSE, SNR: 35dB, <i>Simbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled 2</i> vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C estático.....	105

Figura A 15 MER, SNR: 35dB, <i>Symbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled</i> 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C estático.....	105
Figura A 16 Saída dos equalizadores modulada em 8VSB, SNR: 35dB, <i>Symbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled</i> 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil E estático.....	106
Figura A 17 MSE, SNR: 35dB, <i>Symbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled</i> 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil E estático.....	106
Figura A 18 MER, SNR: 35dB, <i>Symbol Rate</i> : 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), <i>oversampled</i> 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil E estático.....	107
Figura A 19 Desempenho comparativo – Canal Brasil B estático.....	107
Figura A 20 Desempenho comparativo – Canal Brasil C estático.....	108
Figura A 21 Desempenho comparativo – Canal Brasil D estático.....	108

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2-1 Sumário do algoritmo CMA aplicado à equalização de canal [1]. .....	24
Tabela 2-2 Sumário do algoritmo utilizado no equalizador concorrente quando aplicado à equalização de canal temporal [1]. .....	28
Tabela 2-3 Descrição do algoritmo do PDAC baseado em um único filtro FIR. ....	31
Tabela 2-4 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil A estático. ....	32
Tabela 2-5 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil A dinâmico. ....	34
Tabela 2-6 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil B estático. ....	36
Tabela 2-7 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil B dinâmico. ....	38
Tabela 2-8 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil C estático. ....	40
Tabela 2-9 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil C dinâmico. ....	42
Tabela 2-10 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil D estático. ....	44
Tabela 2-11 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil D dinâmico. ....	46
Tabela 2-12 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil E estático. ....	48
Tabela 2-13 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil E dinâmico. ....	50
Tabela 3-1 Processo de desconvolução autodidata concorrente com <i>Tap-Ranking</i> , $L= 256$ , $\text{MaxNTap} = L/4$ , $a_{\text{max}} = 16$ , e $\eta_{DD} < \xi < 3\eta_{DD}$ .....	55



## SUMÁRIO

<b>1. INTRODUÇÃO .....</b>	<b>17</b>
<b>2. EQUALIZADORES E PERFIL DOS CANAIS DE COMUNICAÇÃO.....</b>	<b>19</b>
2.1. CMA – Constant Modulus Algorithm.....	19
2.2. O Equalizador Autodidata Concorrente .....	25
2.3. Descrição dos modelos para os canais Brasil.....	31
<b>3. ALOCAÇÃO DINÂMICA DE COEFICIENTES .....</b>	<b>52</b>
3.1. Algoritmo Tap-Ranking .....	54
3.2. Resultados Comparativos .....	58
3.2.1. MSE – Mean Squared Error .....	59
3.2.2. MER – Modulation Error Rate.....	59
3.2.3. PDAC – Standard & Tap-Ranking.....	60
3.2.4. Resultados .....	62
<b>4. INICIALIZAÇÃO AUTOMÁTICA.....</b>	<b>70</b>
4.1. Média móvel.....	71
4.2. Algoritmo de Inicialização Automática .....	74
4.3. Resultados .....	79
<b>5. CONCLUSÕES .....</b>	<b>91</b>
<b>10. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>94</b>

# 1. INTRODUÇÃO

Equalização adaptativa é um processo utilizado em receptores de sistemas digitais – *wireless* ou não – que objetiva minimizar e eventualmente eliminar os sempre presentes efeitos nocivos da dispersão no canal de comunicação. A complexidade da implementação em *hardware* de um equalizador é atualmente um limitante da sua capacidade de desconvoluir a resposta ao impulso de um canal de comunicação dispersivo. Nesse sentido, toda e qualquer otimização no processo de equalização é fundamental para viabilizar receptores mais robustos com *hardware* de menor complexidade. Esta afirmação se torna mais categórica quando se considera a demanda por portabilidade e autonomia exigida atualmente, entre eles, sistemas celulares, sistemas de TV, redes *LAN-Wireless*, etc.

O equalizador sob estudo nesta dissertação foi desenvolvido por DeCastro [1] [2] no contexto de desconvolução autodidata de canais e é denominado Processo de Desconvolução Autodidata Concorrente (PDAC). Sua arquitetura é tal que são utilizados dois equalizadores – o equalizador CMA (*Constant Modulus Algorithm*) [3] e o equalizador DD (*Direct Decision*) [4], operando cooperativamente no processo de desconvolução no tempo. Os símbolos digitais que chegam ao receptor são superamostrados e desconvoluídos através de um filtro tipo FIR (*Finite Impulse Response*) [5]. O número de *taps* ou coeficientes do filtro é proporcional ao tempo de duração dos ecos do canal. Os *taps* deste filtro são constantemente atualizados pelo algoritmo gradiente estocástico [6][7][8] buscando a minimização do erro na saída do equalizador. O filtro atualizado pelo gradiente estocástico ao longo do processo de

desconvolução adaptativa tem, ao final do processo, a representatividade da função de transferência inversa do canal de transmissão.

Foi observado que ao longo do processo de desconvolução, alguns *taps* do filtro FIR contribuía significativamente enquanto outros apresentavam um comportamento aleatório e de baixa representatividade em amplitude. A proposta desse trabalho visa a classificação e controle dos *taps* do filtro, com o objetivo de minimizar o ruído inserido pelos *taps* de baixa representatividade.

Outra limitação do PDAC está associada a sua inicialização. Primeiramente, o filtro FIR tem todas as suas posições ou *taps* zerados em amplitude exceto por uma posição. Essa por sua vez, recebe o valor “1” que representa o único *tap* ativo na primeira iteração do equalizador. O ponto de inicialização é determinante na velocidade de convergência do algoritmo. É interessante que este seja o mais próximo possível ao maior eco do canal ou cursor [1] do canal. É proposto nesse trabalho o controle do ponto de inicialização baseado no monitoramento do erro médio do equalizador DD. Esse controle é dinâmico e tem como objetivo determinar o ponto ótimo de inicialização no menor tempo possível.

## 2. EQUALIZADORES E PERFIL DOS CANAIS DE COMUNICAÇÃO

### 2.1. CMA - Constant Modulus Algorithm

O entendimento do algoritmo CMA é crucial para a compreensão e utilização do algoritmo autodidata concorrente. Neste sentido, o equacionamento a seguir segue o desenvolvimento apresentado em [1].

O algoritmo de equalização adaptativa autodidata conhecido como CMA (*Constant Modulus Algorithm*) foi desenvolvido independentemente por Godard [3] e Treichler [9] e baseia-se na minimização de uma função de custo  $J_{CM}$  que objetiva ajustar uma potência  $P$  inteira do conjunto de saídas do equalizador a uma constante real e positiva  $R_P$ . Essa constante é escolhida de modo a projetar sobre um círculo todos os pontos da constelação de saída do equalizador. Em [3],  $J_{CM}$  é definida como

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

para algum inteiro  $P$ . Note que  $J_{CM}$  é uma dispersão estatística de ordem  $P$  [10] e que inerentemente utiliza estatísticas de ordem superior do conjunto de saídas  $y$  do equalizador.

Quando  $P=1$ ,  $J_{CM}$  reduz-se à função de custo utilizada no pioneiro trabalho de Sato [11], em 1975. Embora  $P$  possa teoricamente assumir qualquer valor inteiro, quase todas as implementações de equalizadores autodidatas atuais aplicam o algoritmo CMA com a função de custo  $J_{CM}$  para  $P=2$ , minimizada pelo gradiente estocástico [6][7][8]. Assim, na presente

dissertação, a função  $J_{CM}$  para  $P=2$  será referida como Função de Custo CMA ou Função de Custo de Godard, representada por  $J_G$  e dada por

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

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

$$\gamma = \frac{E\{|A|^4\}}{E\{|A|^2\}} \quad (3)$$

sendo  $A = \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$  o conjunto de  $M$  possíveis símbolos, ou alfabeto, referente ao tipo de modulação utilizada. Godard mostra em [3] que  $\gamma$ , assim definido, minimiza  $J_G$ .

A Figura 2-1 mostra um típico equalizador CMA FIR transversal no instante  $n$ . Como o instante é definido, não se explicitará o indexador  $n$  para as variáveis envolvidas, a menos que  $n$  não seja inequivocamente definido pelo contexto. Esse procedimento será adotado visando à compacidade das equações no desenvolvimento que segue.

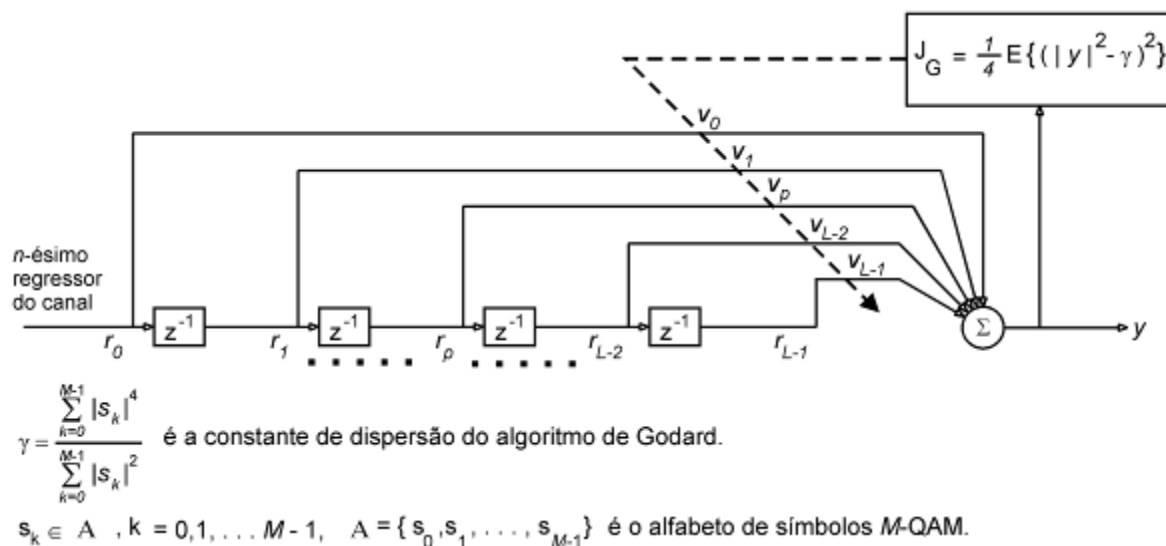


Figura 2-1 Equalizador CMA com filtro FIR transversal [1].

A partir de sua inicialização, o vetor de coeficientes  $\underline{V} = [V_0 \ V_1 \ \dots \ V_{L-1}]^T$  é atualizado pelo gradiente estocástico [8] objetivando minimizar a função de custo de Godard  $J_G$ .

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

$$r_k(n) = u(L-1-k+i), \quad k = 0, 1, \dots, L-1 \quad (4)$$

onde  $L$  é a dimensão do equalizador,  $u$  é a seqüência de amostras recebida por amostragem

fracionária  $\frac{T}{2}$  do canal, com  $i = 1, 3, \dots, N_a - 1$  variando na medida em que  $n = 0, 1, \dots, N_r - 1$

tal que  $i = 2n + 1$ ,  $N_a$  é o número total de amostras a serem recebidas por amostragem

fracionária do canal,  $N_r = \left\lfloor \frac{N_a - L - 1}{2} \right\rfloor + 1$  é o número total de regressores a serem obtidos do

canal,  $T$  é o intervalo entre os símbolos gerados no transmissor e  $\lfloor \cdot \rfloor$  é o operador que resulta no inteiro mais próximo e menor que o argumento.

A saída do equalizador é dada por

$$y = \underline{V}^T \cdot \underline{r} \quad (5)$$

ou

$$y = \sum_{k=0}^{L-1} V_k \cdot r_k, \quad (6)$$

que é identicamente equivalente a

$$\begin{aligned} y &= \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} [\operatorname{Re}\{V_k\} \operatorname{Re}\{r_k\} - \operatorname{Im}\{V_k\} \operatorname{Im}\{r_k\}] \right\} + j \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} [\operatorname{Re}\{V_k\} \operatorname{Im}\{r_k\} + \operatorname{Im}\{V_k\} \operatorname{Re}\{r_k\}] \right\} \\ &= \operatorname{Re}\{y\} + j \operatorname{Im}\{y\}, \quad j = \sqrt{-1} \end{aligned} \quad (7)$$

A minimização da função de custo  $J_G$  é feita através de sucessivos ajustes do vetor  $\underline{V}$  pelo algoritmo gradiente estocástico [8], à medida que  $n$  é incrementado:

$$J_G = \frac{1}{4} \mathbb{E} \left\{ \left( |y|^2 - \gamma \right)^2 \right\} = \lim_{n \rightarrow \infty} J_G(n) \quad (8)$$

$$J_G(n) = \frac{1}{4} \left\{ \left( |y(n)|^2 - \gamma \right)^2 \right\} \quad (9)$$

$$V_p(n+1) = V_p(n) + \eta \cdot (-\nabla_p J_G(n)), \quad p = 0, 1, \dots, L-1 \quad (10)$$

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

$$\nabla_p J_G = \nabla_p^R J_G + j \nabla_p^I J_G = \frac{\partial J_G}{\partial \text{Re}\{V_p\}} + j \frac{\partial J_G}{\partial \text{Im}\{V_p\}} \quad (11)$$

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

Substituindo (9) em (11),

$$\nabla_p J_G = \frac{1}{2} \left( |y|^2 - \gamma \right) \left[ \frac{\partial |y|^2}{\partial \text{Re}\{V_p\}} + j \frac{\partial |y|^2}{\partial \text{Im}\{V_p\}} \right] \quad (12)$$

mas de (7),

$$\begin{aligned} |y|^2 &= (\text{Re}\{y\})^2 + (\text{Im}\{y\})^2 = \\ &= \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} [\text{Re}\{V_k\} \text{Re}\{r_k\} - \text{Im}\{V_k\} \text{Im}\{r_k\}] \right\}^2 + \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} [\text{Re}\{V_k\} \text{Im}\{r_k\} + \text{Im}\{V_k\} \text{Re}\{r_k\}] \right\}^2 \end{aligned} \quad (13)$$

De (13), com referência à (12),

$$\frac{\partial |y|^2}{\partial \text{Re}\{V_p\}} = 2(\text{Re}\{y\} \text{Re}\{r_p\} + \text{Im}\{y\} \text{Im}\{r_p\}) \quad (14)$$

$$\frac{\partial |y|^2}{\partial \text{Im}\{V_p\}} = 2(\text{Im}\{y\}\text{Re}\{r_p\} - \text{Re}\{y\}\text{Im}\{r_p\}). \quad (15)$$

Substituindo (14) e (15) em (12) e multiplicando por -1,

$$-\nabla_p J_G = (\gamma - |y|^2) [(\text{Re}\{y\}\text{Re}\{r_p\} + \text{Im}\{y\}\text{Im}\{r_p\}) + j(\text{Im}\{y\}\text{Re}\{r_p\} - \text{Re}\{y\}\text{Im}\{r_p\})] \quad (16)$$

mas

$$(\text{Re}\{y\}\text{Re}\{r_p\} + \text{Im}\{y\}\text{Im}\{r_p\}) + j(\text{Im}\{y\}\text{Re}\{r_p\} - \text{Re}\{y\}\text{Im}\{r_p\}) = y \cdot r_p^* \quad (17)$$

e substituindo (17) em (16)

$$-\nabla_p J_G = y(\gamma - |y|^2) r_p^* . \quad (18)$$

Substituindo (18) em (10), obtém-se a equação de atualização do vetor  $\underline{V}$  para a minimização da função de custo  $J_G$  através do gradiente estocástico:

$$\underline{V}(n+1) = \underline{V}(n) + \eta \cdot y(n) (\gamma - |y(n)|^2) \underline{r}^*(n) \quad (19)$$

sendo  $e_{cma}(n) = y(n) (\gamma - |y(n)|^2)$  denominado de Função de Erro do algoritmo CMA [12].

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



Etapa	Procedimento
1	<p>Inicializar o vetor <math>\underline{V}</math>:</p> $V_k = \begin{cases} 0 + j0, & k = 0, 1, \dots, L-1, \quad k \neq \xi \\ 1 + j0, & k = \xi \end{cases}$ <p>onde <math>j = \sqrt{-1}</math>, <math>L</math> é a dimensão do vetor <math>\underline{V}</math> (dimensão do equalizador) e <math>\xi</math>, <math>0 &lt; \xi &lt; L-1</math>, é o índice do único coeficiente do vetor de coeficientes <math>\underline{V}</math> a ser inicializado com o valor <math>1+j0</math>. Essa inicialização é amplamente utilizada na prática de equalizadores CMA e é denominada de inicialização <i>single spike</i> [6][7][8].</p>
2	Inicializar o indexador de amostras recebidas por amostragem fracionária do canal: $i = 1$
3	Inicializar o indexador de regressor do canal (ou indexador de instante/iteração): $n = 0$
4	<p>Obter o <math>n</math>-ésimo regressor do canal <math>\underline{r}(n)</math>:</p> $r_k(n) = u(L-1-k+i), \quad k = 0, 1, \dots, L-1$ <p>onde <math>u</math> é a seqüência de amostras recebida por amostragem fracionária <math>\frac{T}{2}</math> do canal, com <math>i = 1, 3, \dots, N_a - 1</math> variando na medida em que <math>n = 0, 1, \dots, N_r - 1</math>, sendo <math>N_a</math> o número total de amostras a serem recebidas por amostragem fracionária do canal, <math>N_r = \left\lfloor \frac{N_a - L - 1}{2} \right\rfloor + 1</math> é o número total de regressores a serem obtidos do canal e <math>T</math> é o intervalo entre os símbolos gerados no transmissor. <math>\lfloor \cdot \rfloor</math> é o operador que resulta no inteiro mais próximo e menor que o argumento.</p>
5	<p>Obter a saída do equalizador no instante <math>n</math>:</p> $y(n) = \underline{V}^T(n) \cdot \underline{r}(n)$
6	<p>Atualizar o vetor de coeficientes <math>\underline{V}</math>:</p> $\underline{V}(n+1) = \underline{V}(n) + \eta \cdot y(n) \left( \gamma -  y(n) ^2 \right) \cdot \underline{r}^*(n)$ <p>onde <math>\eta</math> é o passo de adaptação do vetor <math>\underline{V}</math>, <math>\eta &gt; 0</math></p>
7	<p>Incrementar indexadores:</p> $i = i + 2$ $n = n + 1$
8	<p>Testar fim de <i>loop</i>:</p> <p>Se <math>L + i &gt; N_a \Rightarrow</math> FIM, caso contrário, repetir as etapas 4 a 8.</p>

Tabela 2-1 Sumário do algoritmo CMA aplicado à equalização de canal [1].

## 2.2. O Equalizador Autodidata Concorrente

Nesta seção será dada ênfase aos detalhes de implementação da técnica de equalização autodidata concorrente, relacionando-a com o método de equalização CMA e os passos para a sua implementação em sistemas monoportadora. Diagramas, figuras e algumas descrições seguem o exposto em [1].

A Figura 2-2 detalha o equalizador concorrente proposto em [1], o qual é mostrado no instante  $n$ .

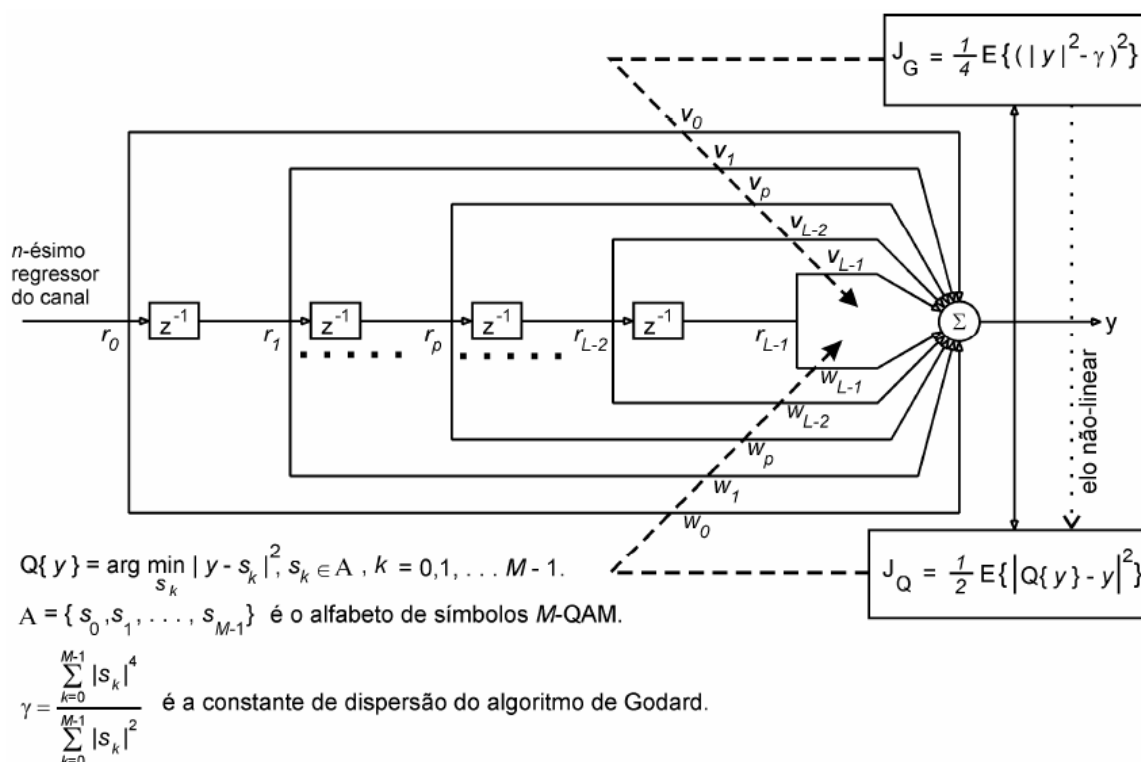


Figura 2-2 Diagrama do equalizador concorrente [1].

A partir de sua inicialização, o vetor de coeficientes  $\underline{V} = [V_0 \ V_1 \ \dots \ V_{L-1}]^T$  é atualizado pelo algoritmo gradiente estocástico [8] objetivando minimizar a função de custo de Godard  $J_G$ . Da mesma forma, a partir de sua inicialização, o vetor de coeficientes  $\underline{W} = [W_0 \ W_1 \ \dots \ W_{L-1}]^T$  é atualizado pelo gradiente estocástico, visando minimizar a

função de custo  $J_Q$ . Observe que  $J_Q$  mede o quadrado da norma euclidiana entre a saída do equalizador e o símbolo do alfabeto mais próximo. Note também que, pela definição das funções de custo, se  $J_Q$  é minimizada, obrigatoriamente  $J_G$  também o será. No entanto, a recíproca não é verdadeira [1].

Para que o processo de minimização de  $J_Q$  não destrua a estabilidade da delicada dinâmica do processo de minimização de  $J_G$ , pois ambos compartilham a mesma saída comum  $y$ , é estabelecido um elo entre eles, conforme mostrado na Figura 2-2. Esse elo permite que o processo de  $J_G$  informe quão equilibrado ele se encontra ao processo de  $J_Q$ . O equilíbrio do processo de  $J_G$  deve ser entendido não somente associado ao conceito de estabilidade, mas também associado ao grau do efeito resultante desta estabilidade, isto é, ao grau em que o processo de minimização de  $J_G$  simultaneamente minimiza  $J_Q$ , já que o equalizador é concebido para operar de modo concorrente. Este critério é crucial, visto que a minimização de  $J_G$ , por definição, não necessariamente minimiza  $J_Q$ . Tal elo consiste em um operador não-linear que inibe o processo de  $J_Q$  quando o processo de minimização de  $J_G$  simultaneamente não minimiza  $J_Q$ . Assim, embora compartilhem a saída comum  $y$  – o que, devido à arquitetura resultante, torna os processos concorrentes – ao processo de  $J_Q$  somente é permitido interferir de modo cooperativo no processo de minimização de  $J_G$ .

Como pode ser visto em [1], este operador não-linear surge naturalmente na dedução das equações de atualização do equalizador, ao manter-se em mente que o equalizador é concebido para operar de modo concorrente e cooperativo. A Tabela 2-2 esquematiza o procedimento adotado no equalizador concorrente quando aplicado à equalização de canal:

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

9	Testar fim de <i>loop</i> : Se $L + i > N_a \Rightarrow$ FIM; caso contrário, repetir as etapas 4 a 9.
---	--

Tabela 2-2 Sumário do algoritmo utilizado no equalizador concorrente quando aplicado à equalização de canal temporal [1].

O equalizador concorrente representa o estado da arte em equalização cega tendo sua proposta em 2001 [2] recebido diversas contribuições desde então. Chen propôs um procedimento *soft decision-directed* para substituição do equalizador DD [13], Ortolan estendeu o conceito para desconvolução cega espacial [14], D'Agostini aplicou o conceito de equalização concorrente em sistemas multiportadoras OFDM [15][16], Rao propôs a utilização de um VSCMA (*Vector Constant Modulus Algorithm*) trabalhando cooperativamente com os equalizadores DD e CMA [17], Lin sugeriu um modelo equivalente para estimar o erro médio (MSE) após convergência - para citar apenas alguns.

Cabe salientar que a implementação prática em *hardware* do PDAC utiliza uma arquitetura com apenas um filtro FIR equivalente, para efeito do processo de desconvolução. Esta arquitetura foi proposta em [18] no contexto de sistemas WCDMA/HSDPA e será adotada neste trabalho, conforme a seguir discutido.

A Figura 2-3 representa o modelo do PDAC com dois filtros FIR. A minimização da função de custo  $J_{DD}$  (que mede a norma Euclidiana entre a saída do equalizador e o símbolo IQ mais próximo na constelação de referência) somente contribui ao processo de desconvolução quando efetivamente existe uma minimização significativa na função de custo  $J_{CMA}$  (que mede a dispersão de energia na saída do equalizador). Essa minimização de  $J_{DD}$  é quantificada pela proximidade dos valores absolutos dos símbolos IQ da constelação de referência antes e depois da perturbação imposta ao equalizador expressa na Etapa 7 da Tabela 2-2. Portanto a condição de minimização de  $J_{DD}$  é representada por uma função não

linear dependente do processo de minimização  $J_{CMA}$ , definindo uma dependência unidirecional entre as funções de custo, o que é representado pelo elo não linear na Figura 2-3.

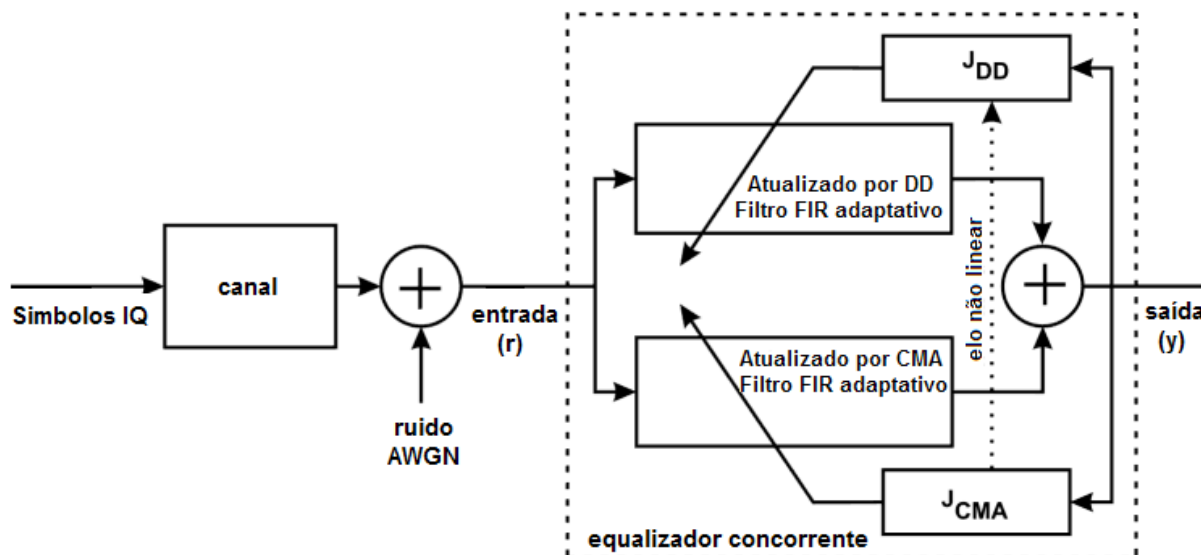


Figura 2-3 Representação do PDAC utilizando dois filtros FIR.

Ocorre que os dois filtros FIR da Figura 2-3 podem ser substituídos por um único filtro FIR [18], dado que o filtro DD compartilha o mesmo bloco somador com o filtro CMA e que a atualização destes dois filtros não é simultânea. Para a implementação em tempo real, a utilização de apenas um filtro no processo de desconvolução representa uma redução significativa do *hardware*, minimizando o esforço computacional. Nessa arquitetura, conforme Figura 2-4, o filtro FIR é atualizado pelas duas funções de custo  $J_{CMA}$  e  $J_{DD}$  de modo não simultâneo visando respectivamente à minimização da energia de dispersão e diminuição da distância Euclidiana dos símbolos IQ, o que resulta na desconvolução da seqüência de entrada  $r$ , da mesma forma que a arquitetura mostrada na Figura 2-3.

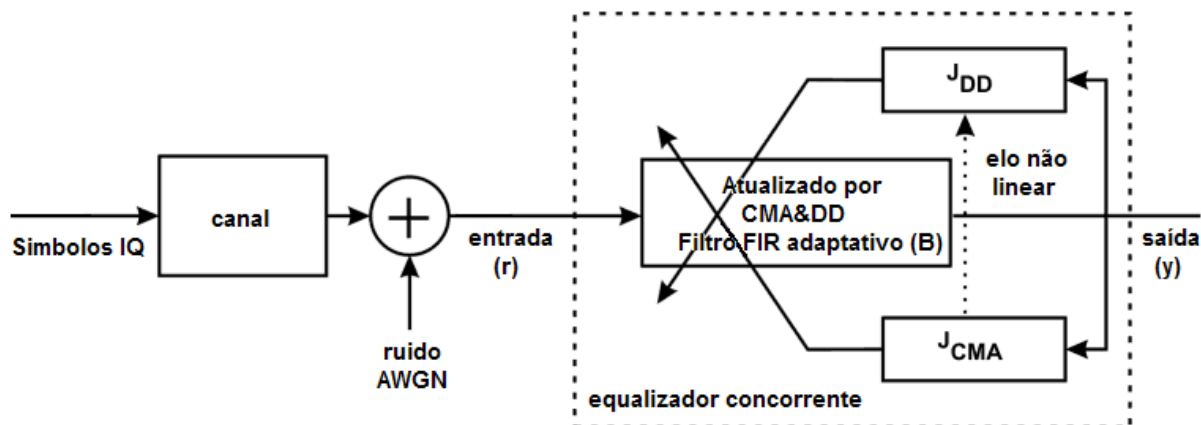


Figura 2-4 Representação do PDAC utilizando apenas um filtro FIR.

O vetor  $\underline{B} = [B_0 \ B_1 \ \dots \ B_{L-1}]^T$  representa o vetor de pesos do filtro FIR atualizado pelos equalizadores CMA&DD ao longo do processo de desconvolução, onde  $B_k$  representa os *taps* do filtro,  $k = 0, 1, \dots, L-1$  e  $L$  indica o tamanho do equalizador. O vetor  $\underline{r} = [r_0 \ r_1 \ \dots \ r_{L-1}]^T$  representa as  $r_k$  amostras do  $n^{\text{th}}$  regressor de canal  $\underline{r}(n)$ , espaçadas de  $T/2$ , onde as amostras ímpares representam o eco e as amostras pares representam o sinal originalmente transmitido;  $T$  indica o intervalo de *baud* do transmissor. Dessa maneira, o algoritmo do PDAC descrito na Tabela 2-2 pode ser re-escrito conforme mostra a Tabela 2-3.

Step	Algoritmo PDAC
1	$n = 0$ & init $\underline{B}(0)$ (seção 4)
2	$\tilde{y}(n) = \underline{B}^T(n)\underline{r}(n)$
3	$\underline{B}(n+1) = \underline{B}(n) + \eta_{\text{CMA}} y(n) (\gamma -  y(n) ^2) \underline{r}^*(n)$
4	$\tilde{y}(n) = \underline{B}^T(n+1)\underline{r}(n)$

5	$\underline{B}(n+1) = \underline{B}(n+1) + \eta_{DD} [Q\{y(n)\} - y(n)] r^*(n)$ if $Q\{y(n)\} = Q\{\tilde{y}(n)\}$
6	$n = n + 1$
7	Volta ao passo 2

Tabela 2-3 Descrição do algoritmo do PDAC baseado em um único filtro FIR.

Na Tabela 2-3,  $\gamma = E\{|A|^4\} / E\{|A|^2\}$  representa a constante de dispersão do equalizador CMA,  $E\{\cdot\}$  o valor esperado e  $A$  é o conjunto dos símbolos IQ (alfabeto) da constelação de referência.  $\{\cdot\}^*$  representa o operador complexo conjugado e  $Q\{\cdot\}$  o operador que retorna o símbolo IQ do alfabeto ‘A’ que tem a menor distância Euclidiana em relação ao argumento.  $\eta_{CMA}$  e  $\eta_{DD}$  são os passos adaptativos das funções de custo  $J_{CMA}$  e  $J_{DD}$ . O elo não linear entre as funções de custo  $J_{CMA}$  e  $J_{DD}$  é representado pela comparação dos valores quantizados da saída perturbada pelo CMA e a saída não perturbada (Tabela 2-3, passo 5).

### 2.3. DESCRIÇÃO DOS MODELOS PARA OS CANAIS BRASIL

Para efeito de testes de desempenho do equalizador proposto, é necessário efetuar a operação do mesmo sob canais que expressem realisticamente o cenário de multipercurso no canal de transmissão. Os chamados *Brazil Channels* – que são *profiles* utilizados para avaliação de sistemas de televisão digital terrestre – reproduzem as condições de operação sob os mais variados cenários nacionais. A resposta ao impulso desses canais foram avaliados pelo Laboratório Mackenzie no Brasil, sugeridos pela ITU [19] e utilizados como *benchmark* pelo CRC - *Communications Research Center* do Canadá [20] [21] [22]. Os canais são chamados de Brazil A, Brazil B, Brazil C, Brazil D e Brazil E.



## Canal Brasil A estático

O modelo para o canal Brasil A estático utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 2-4. As Figuras 2-5, 2-6 e 2-7 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência, bem como sua resposta ao impulso no tempo, respectivamente.

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

Tabela 2-4 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil A estático.

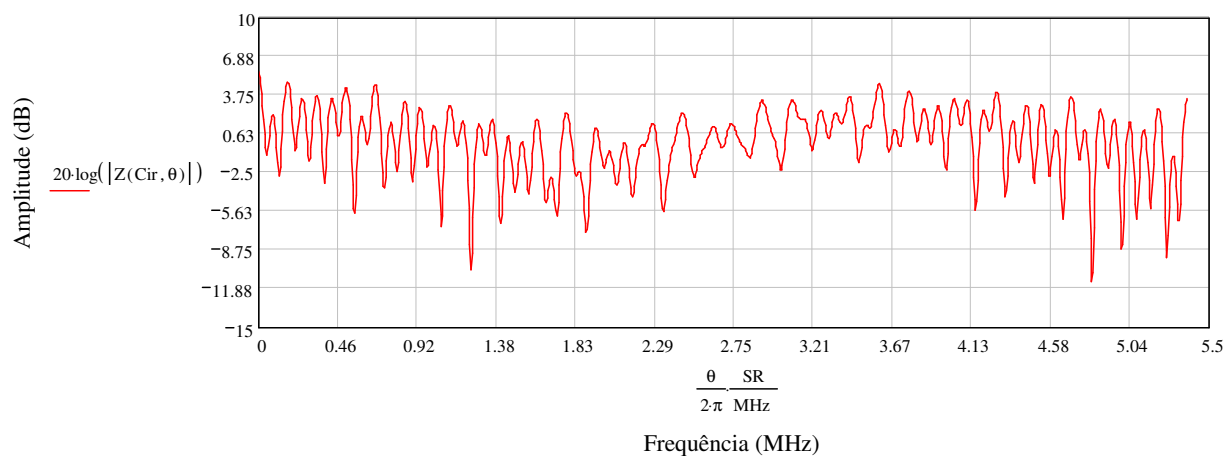


Figura 2-5 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil A estático no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $|z(\text{Cir}, \theta)|$  representa a amplitude do sinal em dB e  $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{SR}{\text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

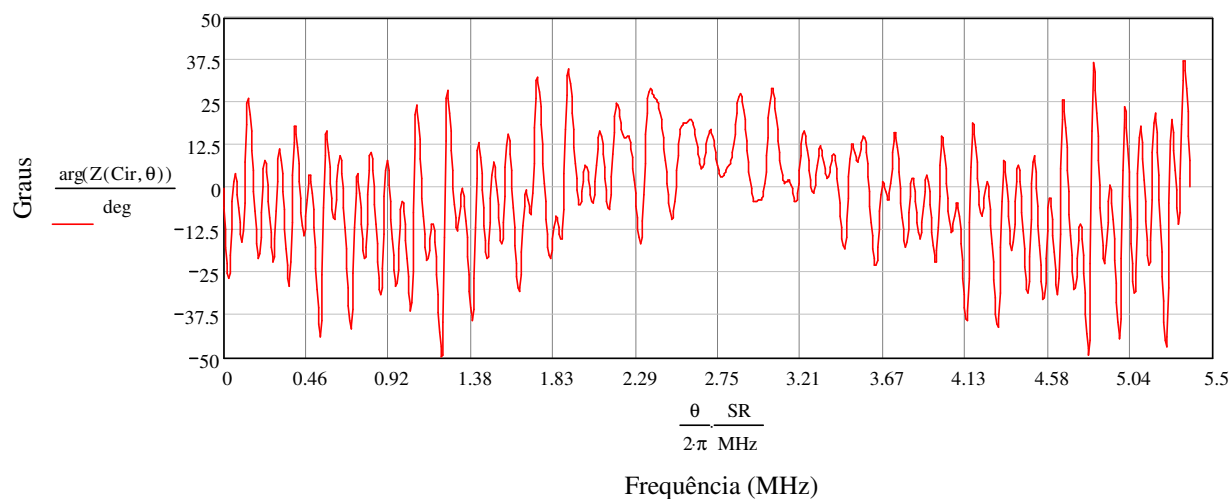


Figura 2-6 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil A estático no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $\frac{\arg(Z(\text{Cir}, \theta))}{\text{deg}}$  representa a amplitude em graus e  $\frac{\theta \cdot \text{SR}}{2\pi \text{ MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

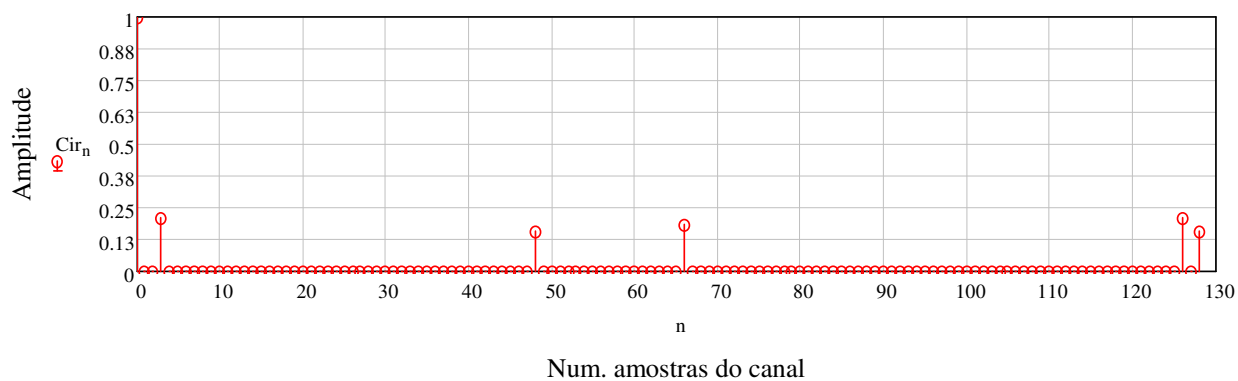


Figura 2-7 Resposta ao impulso do canal Brasil A estático no domínio do tempo, onde  $\text{Cir}_n$  representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e n o número de amostras *oversampled* de 2 vezes.

## Canal Brasil A dinâmico

O modelo para o canal Brasil A dinâmico utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 2-5. As Figuras 2-8, 2-9 e 2-10 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência, bem como sua resposta ao impulso no tempo, respectivamente.

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

Tabela 2-5 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil A dinâmico.

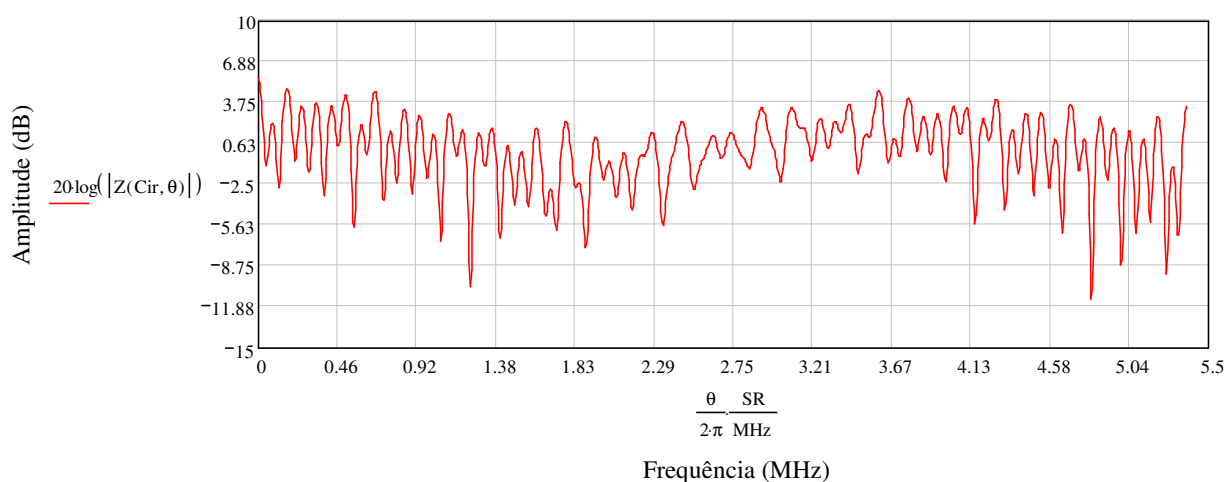


Figura 2-8 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil A dinâmico no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $|z(\text{Cir}, \theta)|$  representa a amplitude do sinal em dB e  $\frac{\theta}{2\pi} \frac{SR}{\text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

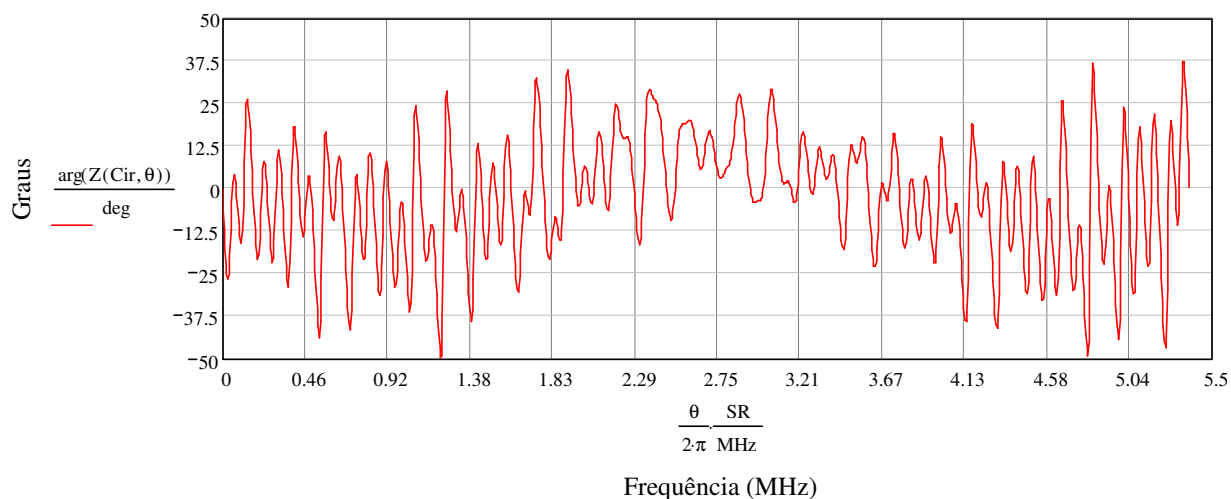


Figura 2-9 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil A dinâmico no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $\frac{\arg(Z(\text{Cir}, \theta))}{\text{deg}}$  representa a amplitude em graus e  $\frac{\theta \cdot \text{SR}}{2\pi \cdot \text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

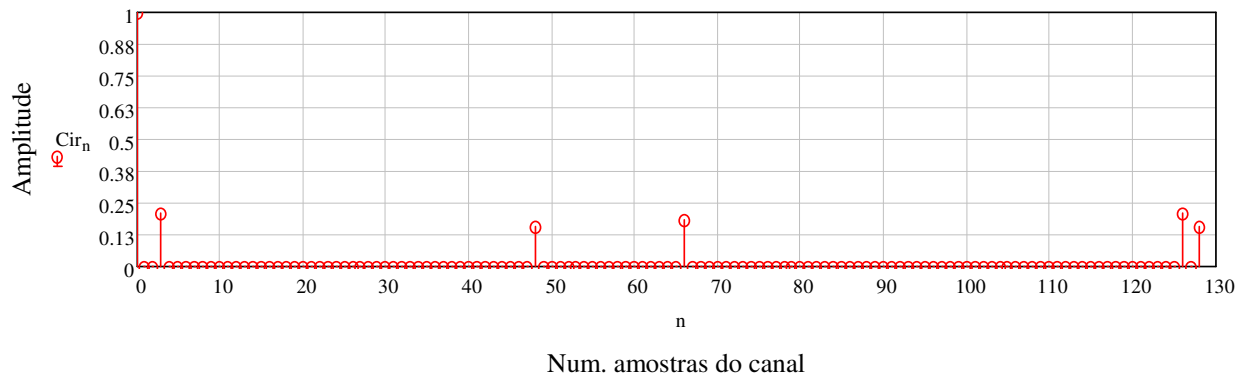


Figura 2-10 Resposta ao impulso do canal Brasil A dinâmico no domínio do tempo, onde  $\text{Cir}_n$  representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e  $n$  o número de amostras *oversampled* de 2 vezes.

## Canal Brasil B estático

O modelo para o canal Brasil B estático utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 2-6. As Figuras 2-11, 2-12 e 2-13 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência, bem como sua resposta ao impulso no tempo, respectivamente.

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

Tabela 2-6 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil B estático.

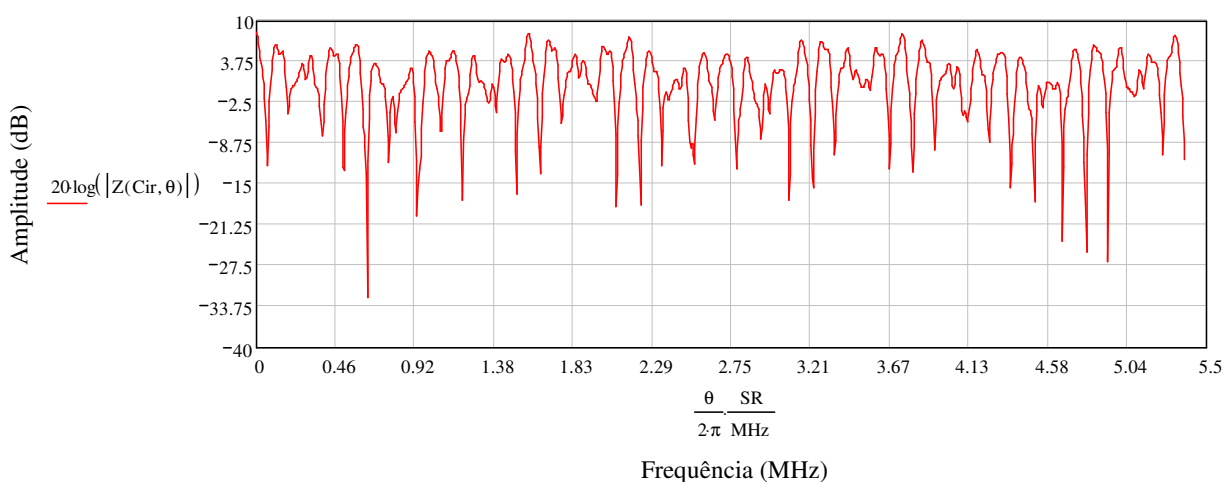


Figura 2-11 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil B estático no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $|z(\text{Cir}, \theta)|$  representa a amplitude do sinal em dB e  $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{SR}{\text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

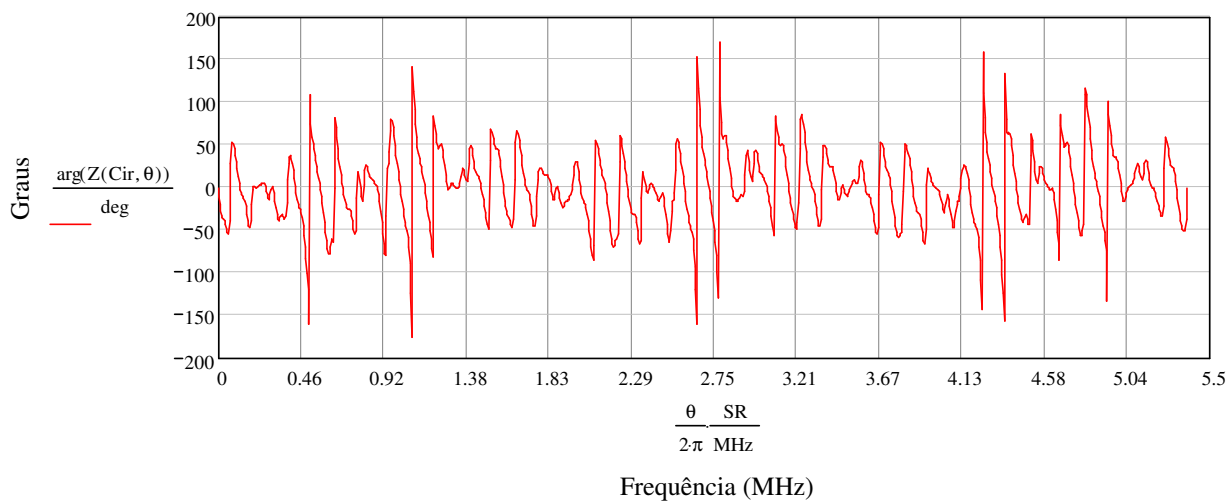


Figura 2-12 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil B estático no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $\frac{\arg(Z(\text{Cir}, \theta))}{\text{deg}}$  representa a amplitude em graus e  $\frac{\theta \cdot SR}{2\pi \text{ MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

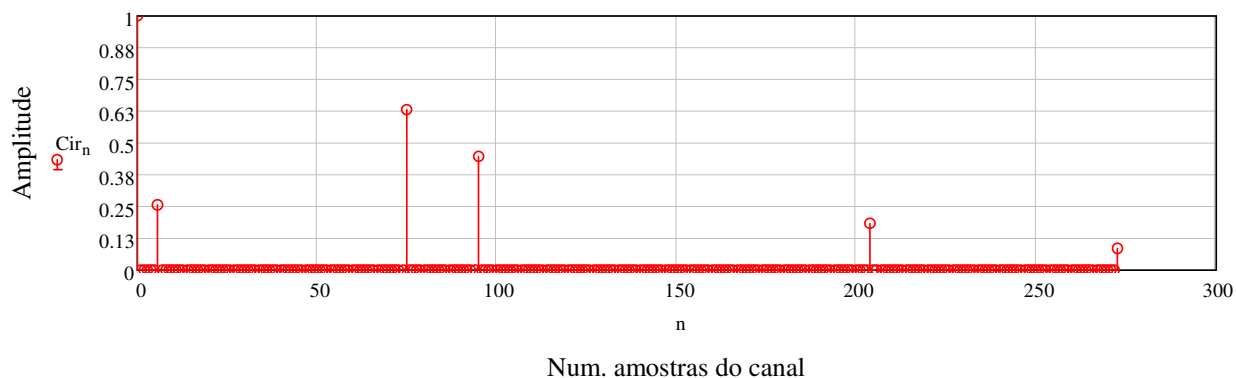


Figura 2-13 Resposta ao impulso do canal Brasil B estático no domínio do tempo, onde  $\text{Cir}_n$  representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e  $n$  o número de amostras *oversampled* de 2 vezes.

## Canal Brasil B dinâmico

O modelo para o canal Brasil B dinâmico utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 2-7. As Figuras 2-14, 2-15 e 2-16 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência, bem como sua resposta ao impulso no tempo, respectivamente.

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

Tabela 2-7 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil B dinâmico.

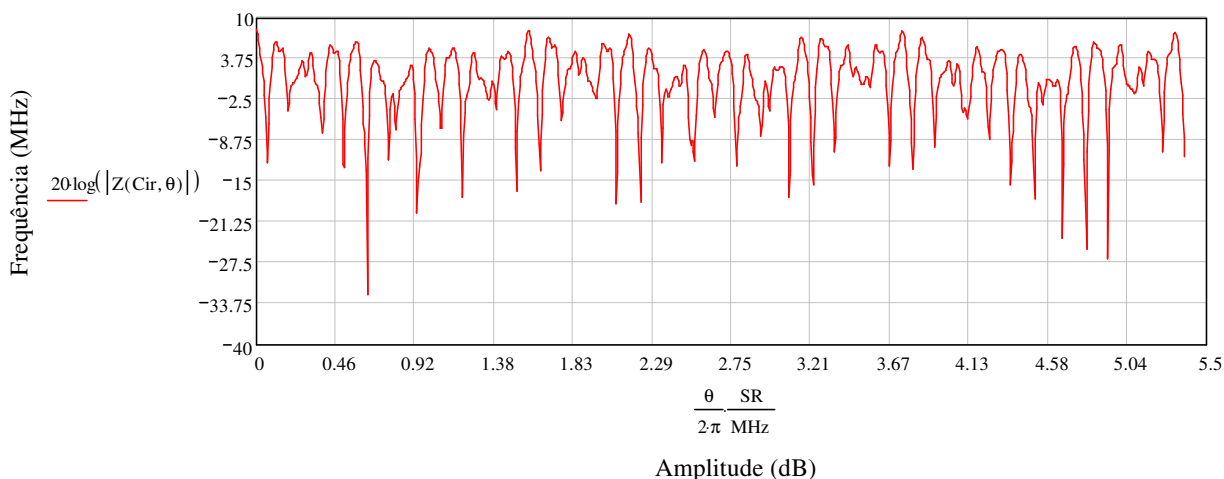


Figura 2-14 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil B dinâmico no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $|z(\text{Cir}, \theta)|$  representa a amplitude do sinal em dB e  $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{SR}{\text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

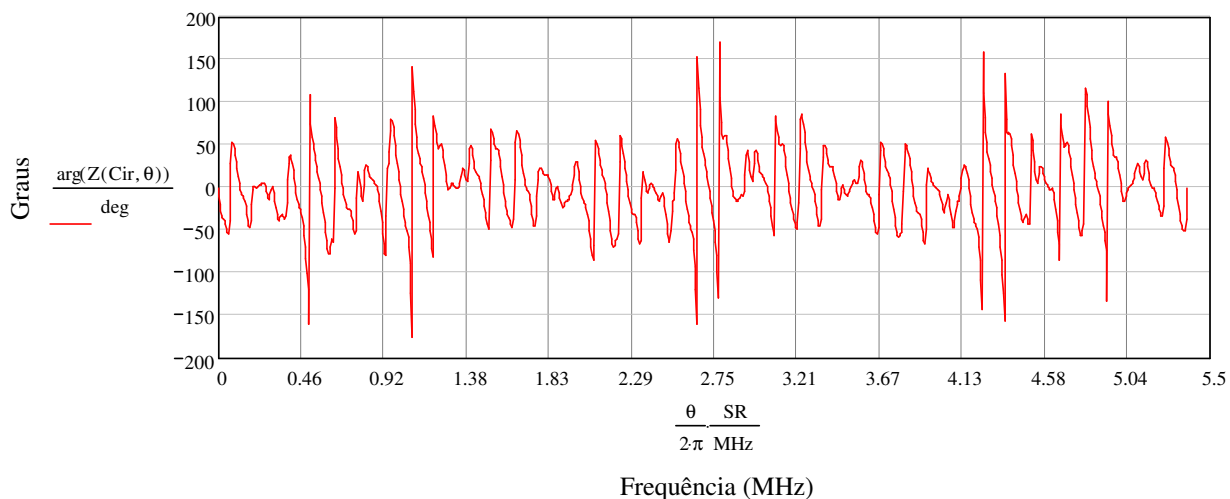


Figura 2-15 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil B dinâmico no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $\frac{\arg(Z(Cir, \theta))}{\text{deg}}$  representa a amplitude em graus e  $\frac{\theta \cdot SR}{2 \cdot \pi \cdot \text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

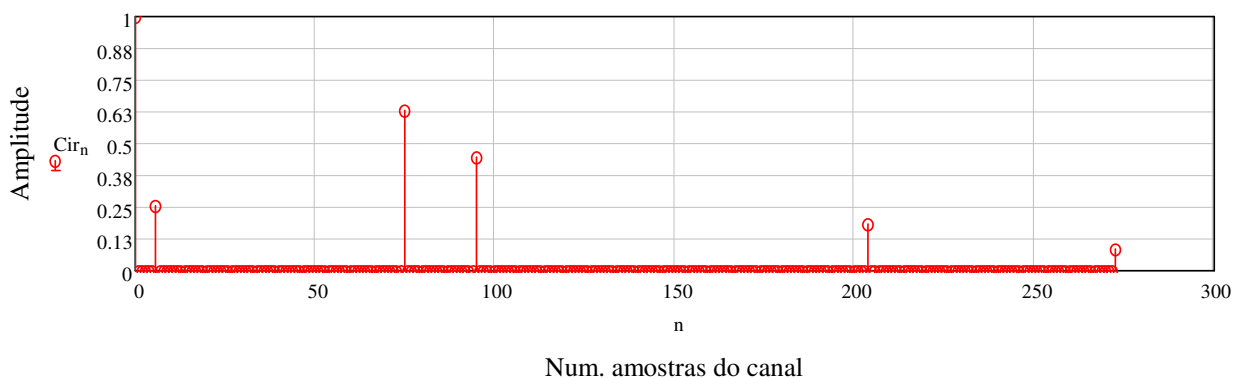


Figura 2-16 Resposta ao impulso do canal Brasil B dinâmico no domínio do tempo, onde  $Cir_n$  representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e  $n$  o número de amostras *oversampled* de 2 vezes.



## Canal Brasil C estático

O modelo para o canal Brasil C estático utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 2-8. As Figuras 2-17, 2-18 e 2-19 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência, bem como sua resposta ao impulso no tempo, respectivamente.

Atrasos ( $\mu$ s)	Amplitude (dB)	Doppler (Hz)
0.0	-2.8	0.0
0.089	0.0	0.0
0.419	-3.8	0.0
1.506	-0.1	0.0
2.322	-2.5	0.0
2.799	-1.3	0.0

Tabela 2-8 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil C estático.

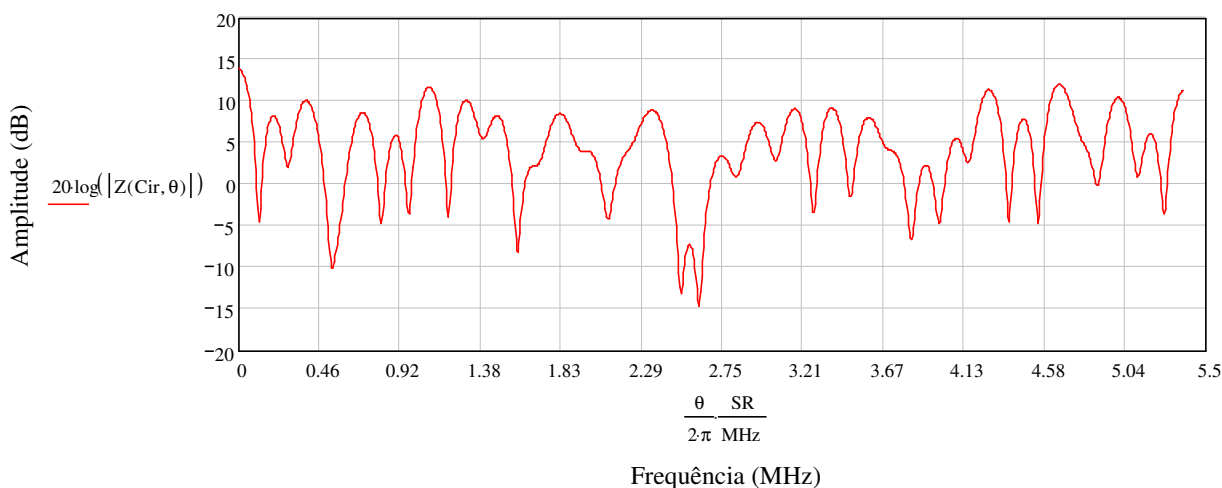


Figura 2-17 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil C estático no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $|z(\text{Cir}, \theta)|$  representa a amplitude do sinal em dB e  $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{SR}{\text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

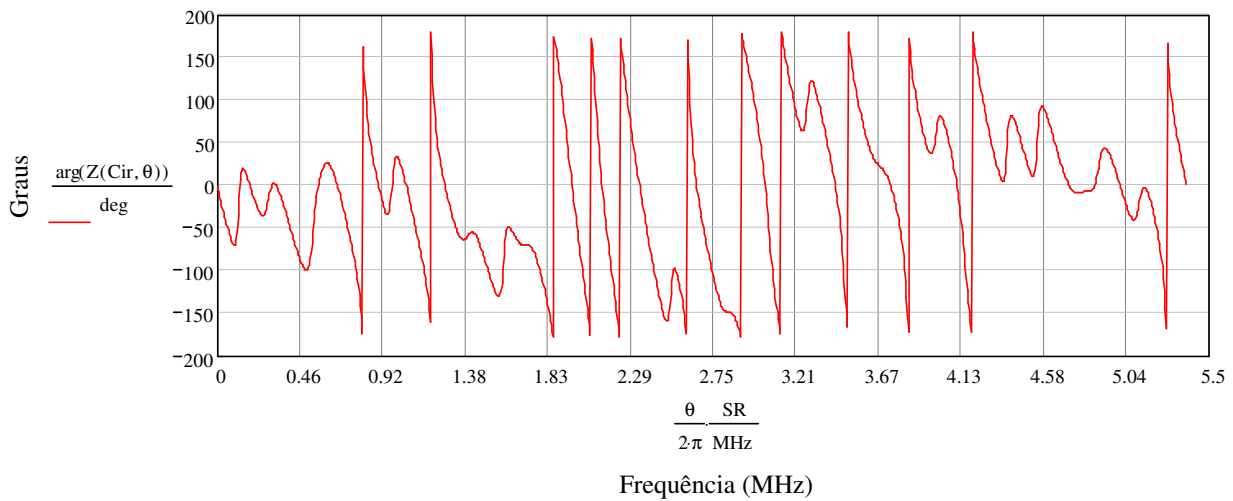


Figura 2-18 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil C estático no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $\frac{\arg(Z(\text{Cir}, \theta))}{\text{deg}}$  representa a amplitude em graus e  $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{SR}{\text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

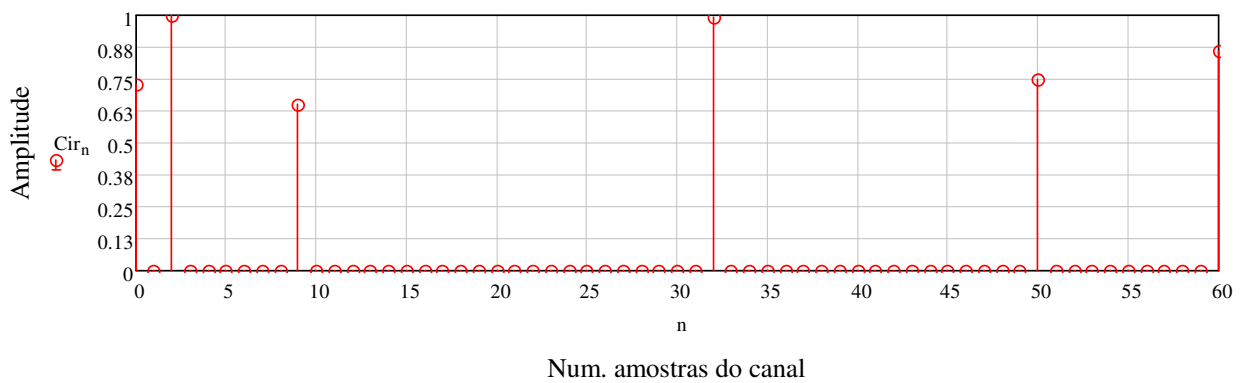


Figura 2-19 Resposta ao impulso do canal Brasil C estático no domínio do tempo, onde  $\text{Cir}_n$  representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e  $n$  o número de amostras *oversampled* de 2 vezes.

## Canal Brasil C dinâmico

O modelo para o canal Brasil C dinâmico utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 2-9. As Figuras 2-20, 2-21 e 2-22 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência, bem como sua resposta ao impulso no tempo, respectivamente.

Atrasos ( $\mu$ s)	Amplitude (dB)	Doppler (Hz)
0.0	-2.8	0.0
0.089	0.0	0.0
0.419	-3.8	0.0
1.506	-0.1	500.0
2.322	-2.5	0.0
2.799	-1.3	0.0

Tabela 2-9 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil C dinâmico.

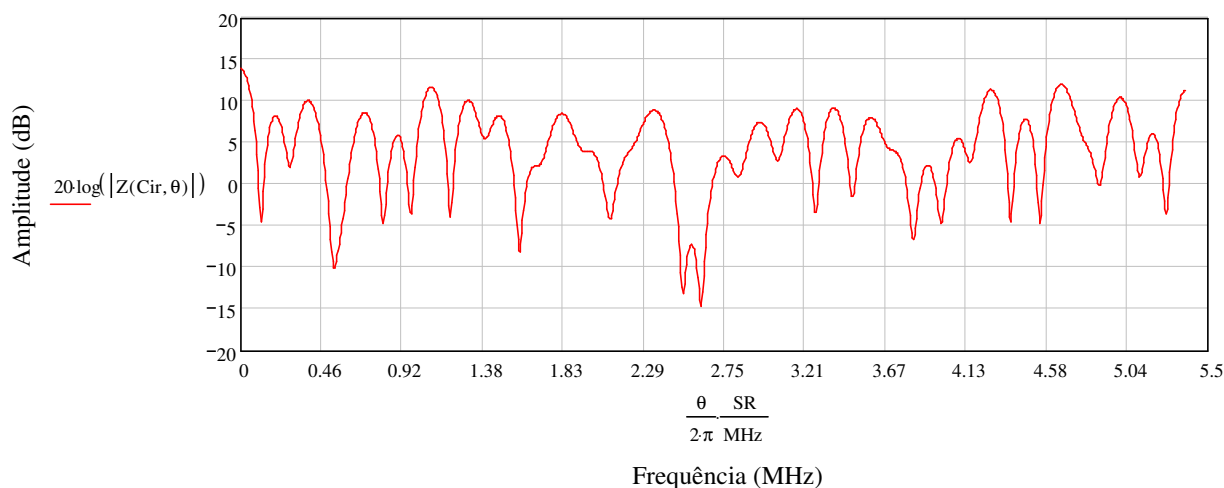


Figura 2-20 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil C dinâmico no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $|z(\text{Cir}, \theta)|$  representa a amplitude do sinal em dB e  $\frac{\theta}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{SR}{\text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

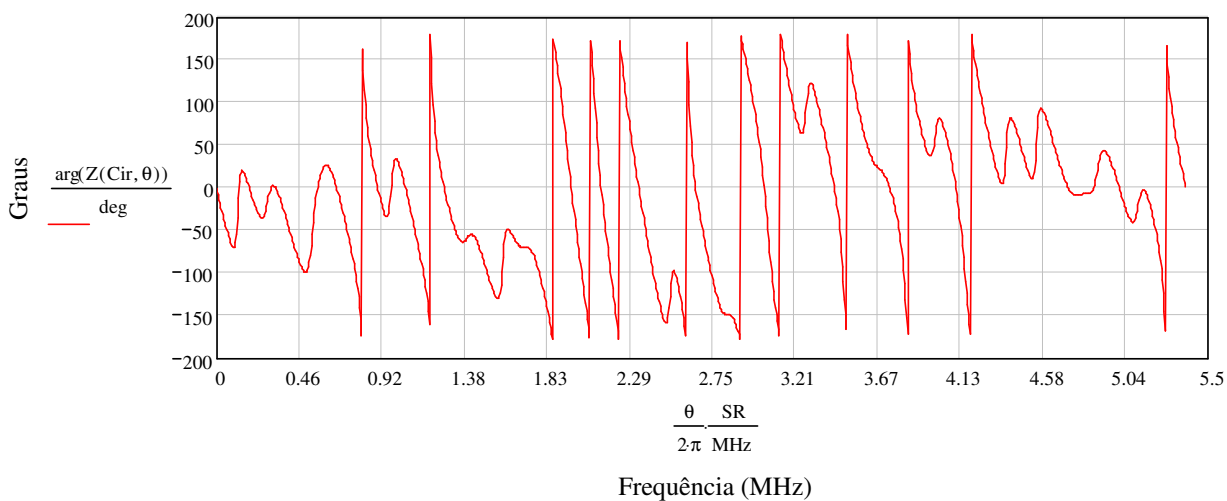


Figura 2-21 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil C dinâmico no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $\frac{\arg(Z(Cir, \theta))}{\text{deg}}$  representa a amplitude em graus e  $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{SR}{\text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (Symbol Rate) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

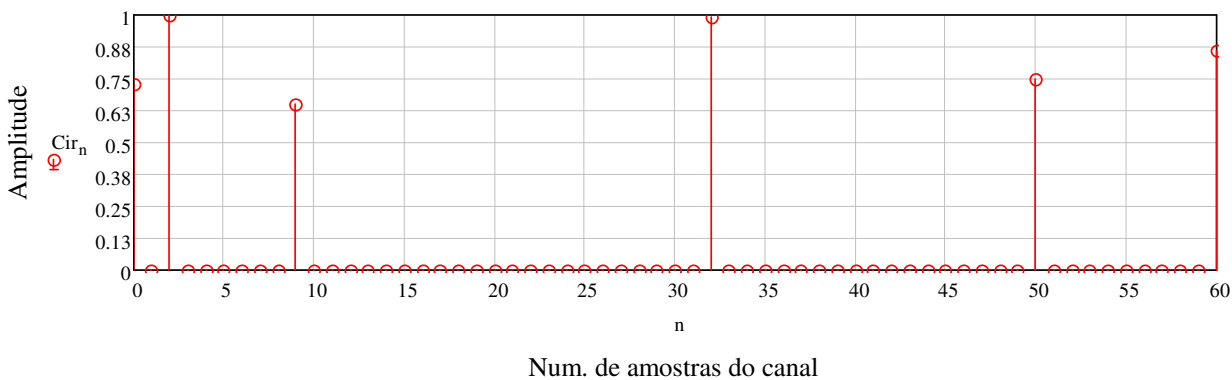


Figura 2-22 Resposta ao impulso do canal Brasil C dinâmico no domínio do tempo, onde  $Cir_n$  representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e  $n$  o número de amostras *oversampled* de 2 vezes.

## Canal Brasil D estático

O modelo para o canal Brasil D estático utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 2-10. As Figuras 2-23, 2-24 e 2-25 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência, bem como sua resposta ao impulso no tempo, respectivamente.

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

Tabela 2-10 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil D estático.

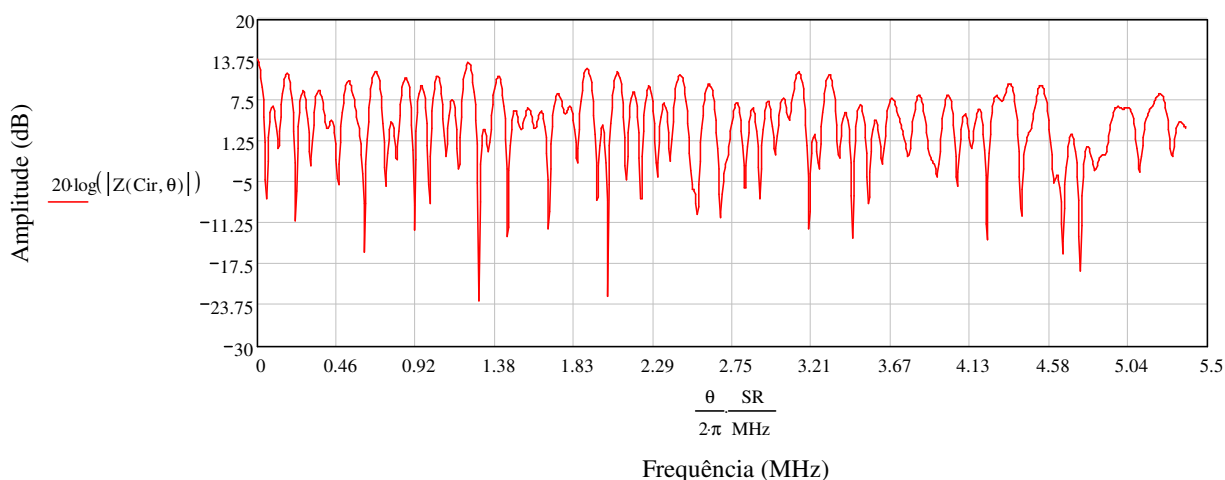


Figura 2-23 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil D estático no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $|z(\text{Cir}, \theta)|$  representa a amplitude do sinal em dB e  $\frac{\theta}{2\pi} \frac{SR}{\text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

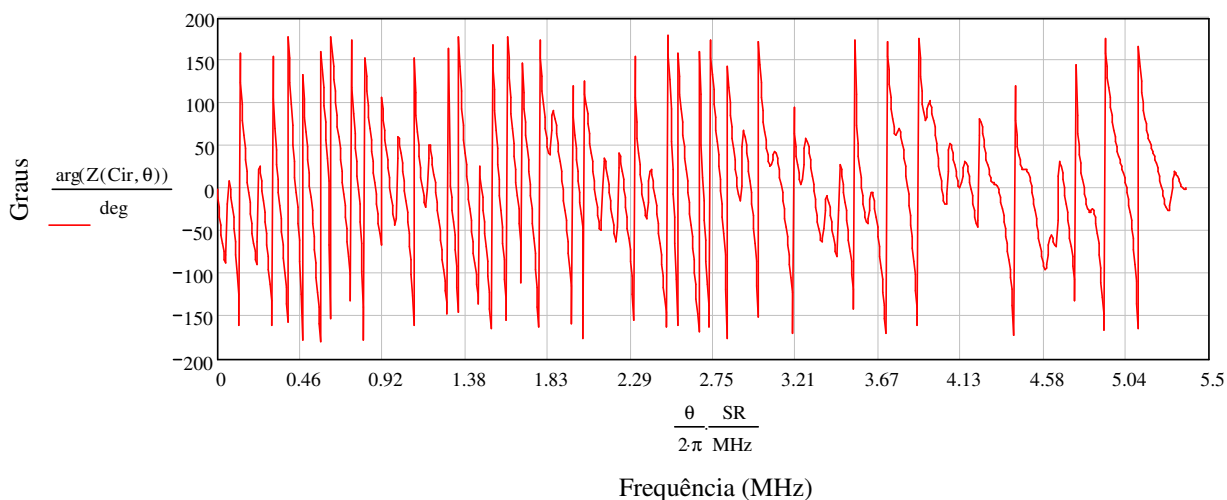


Figura 2-24 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil D estático no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $\frac{\arg(Z(Cir, \theta))}{\text{deg}}$  representa a amplitude em graus e  $\frac{\theta \cdot SR}{2\pi \text{ MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

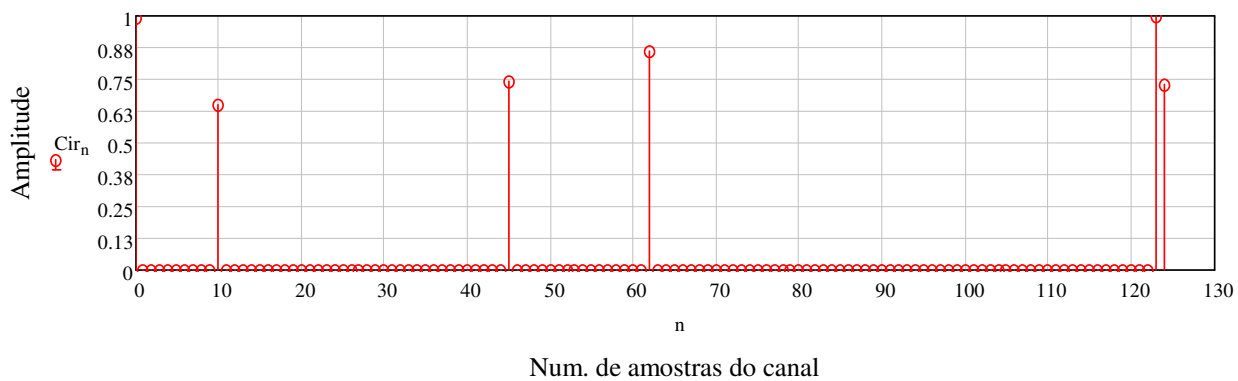


Figura 2-25 Resposta ao impulso do canal Brasil D estático no domínio do tempo, onde  $Cir_n$  representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e  $n$  o número de amostras *oversampled* de 2 vezes.

## Canal Brasil D dinâmico

O modelo para o canal Brasil D dinâmico utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 2-11. As Figuras 2-26, 2-27 e 2-28 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal no domínio da frequência, bem como sua resposta ao impulso no tempo, respectivamente.

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

Tabela 2-11 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil D dinâmico.

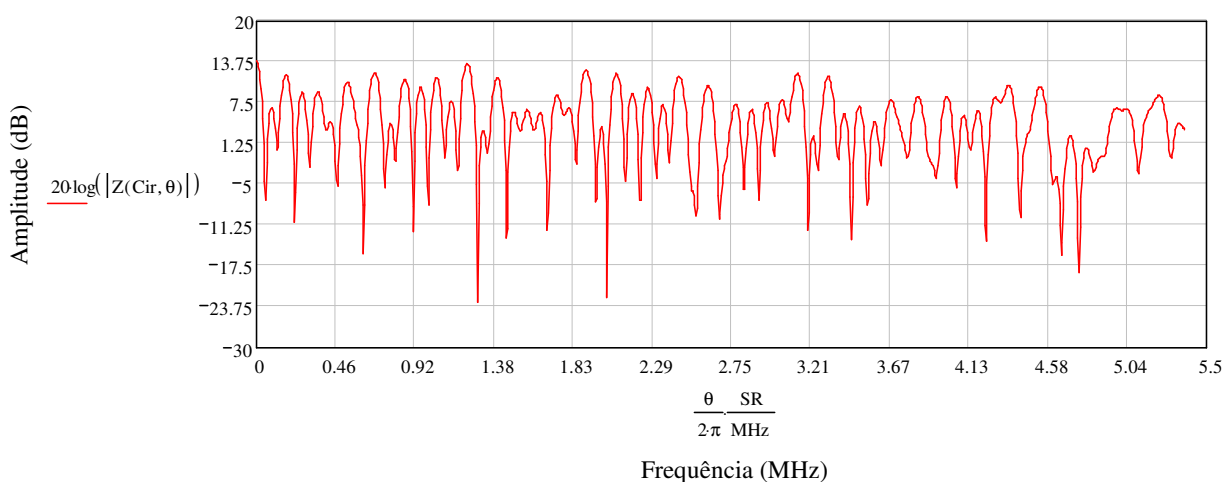


Figura 2-26 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil D dinâmico no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $|z(\text{Cir}, \theta)|$  representa a amplitude do sinal em dB e  $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{SR}{\text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

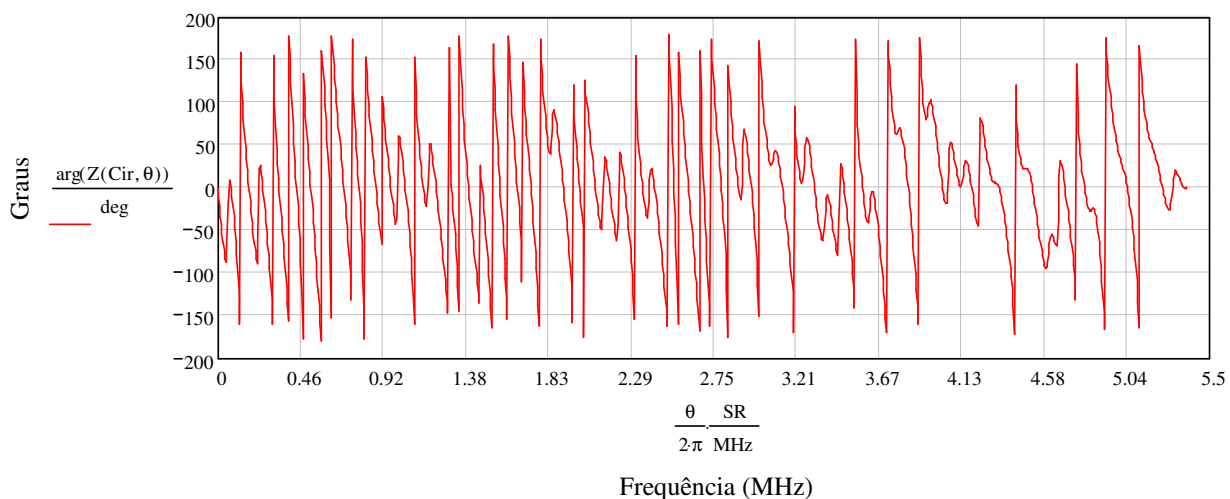


Figura 2-27 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil D dinâmico no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $\frac{\arg(Z(Cir, \theta))}{\text{deg}}$  representa a amplitude em graus e  $\frac{\theta \cdot SR}{2\pi \cdot \text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (Symbol Rate) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

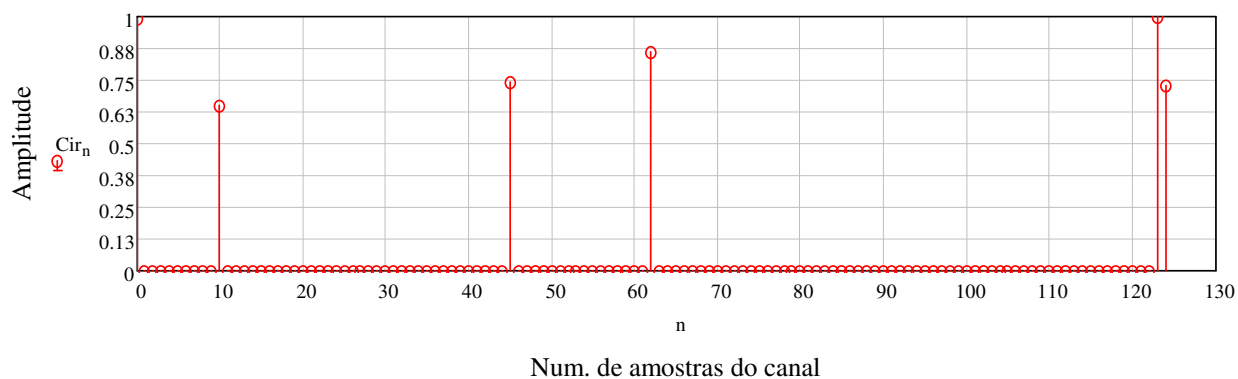


Figura 2-28 Resposta ao impulso do canal Brasil D dinâmico no domínio do tempo, onde  $Cir_n$  representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e  $n$  o número de amostras *oversampled* de 2 vezes.



## Canal Brasil E estático

O modelo para o canal Brasil E estático utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 2-12. As Figuras 2-29, 2-30 e 2-31 apresentam a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal nos domínios da frequência e do tempo, respectivamente.

Atrasos ( $\mu$ s)	Amplitude (dB)	Doppler (Hz)
0.0	0.0	0.0
1.0	0.0	0.0
2.0	0.0	0.0

Tabela 2-12 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil E estático.

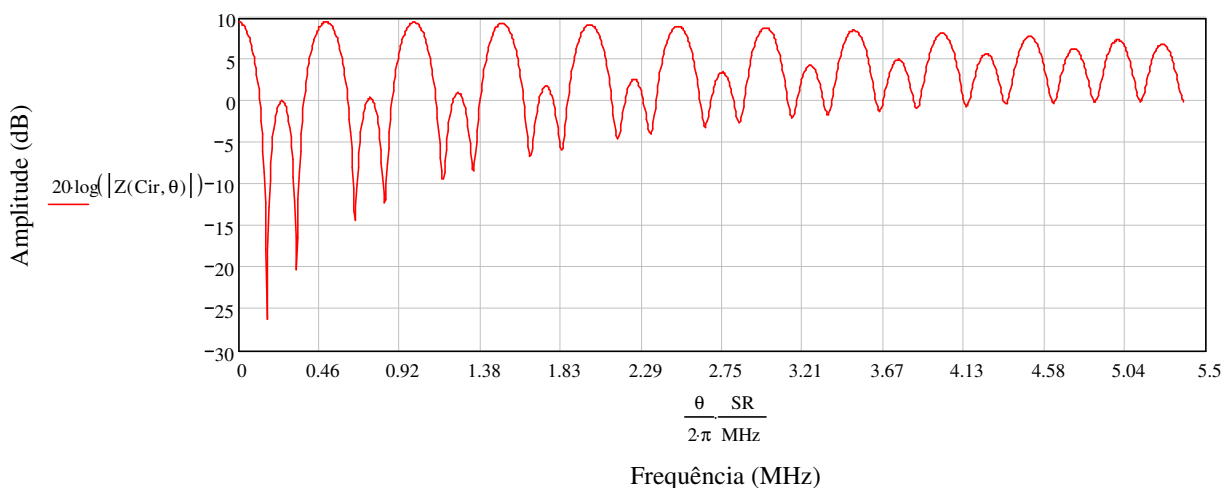


Figura 2-29 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil E estático no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $|z(\text{Cir}, \theta)|$  representa a amplitude do sinal em dB e  $\frac{\theta}{2\pi} \frac{SR}{\text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

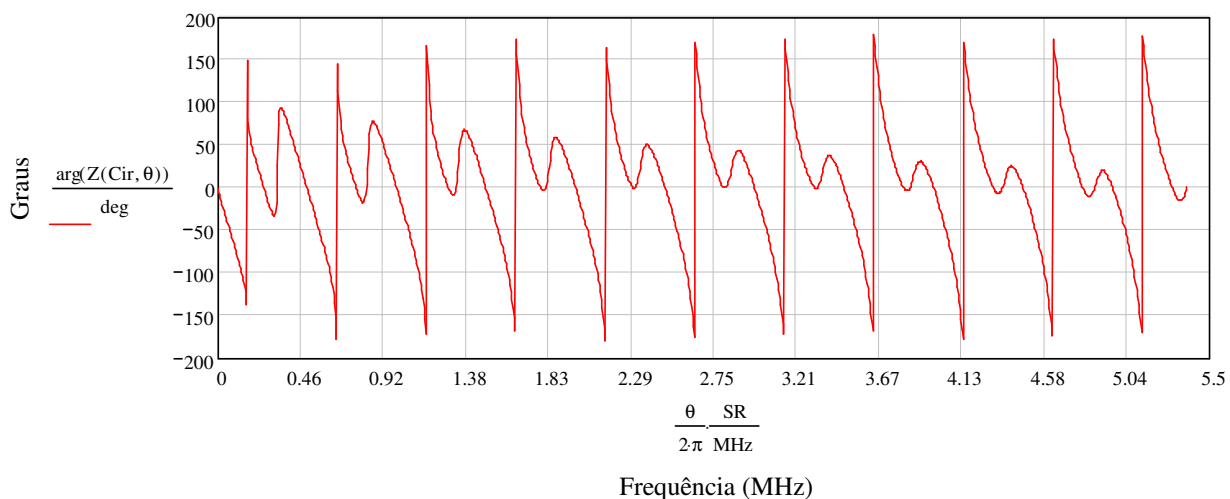


Figura 2-30 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil E estático no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $\frac{\arg(Z(Cir, \theta))}{\text{deg}}$  representa a amplitude em graus e  $\frac{\theta}{2\pi} \cdot \frac{SR}{\text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

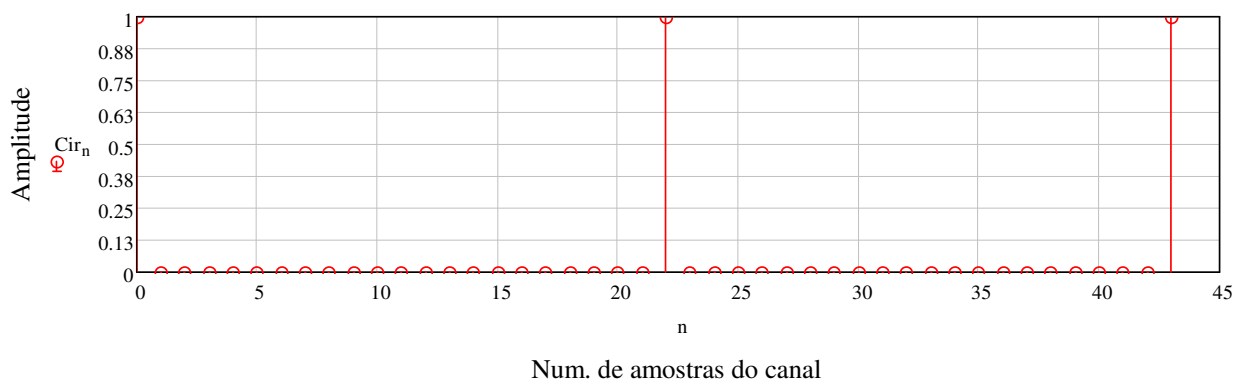


Figura 2-31 Resposta ao impulso do canal Brasil E estático no domínio do tempo, onde  $Cir_n$  representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e  $n$  o número de amostras *oversampled* de 2 vezes.

## Canal Brasil E dinâmico

O modelo para o canal Brasil E dinâmico utilizado na obtenção dos resultados de simulações (ainda a serem apresentados) foi caracterizado com base nos parâmetros apresentados na Tabela 2-13. As Figuras 2-32, 2-33 e 2-34 mostram a magnitude e a fase da resposta ao impulso do canal nos domínios da frequência e do tempo, respectivamente.

Atrasos ( $\mu$ s)	Amplitude (dB)	Doppler (Hz)
0.0	0.0	0.0
1.0	0.0	0.0
2.0	0.0	10.0

Tabela 2-13 Parâmetros que definem os multipercursos do canal Brasil E dinâmico.

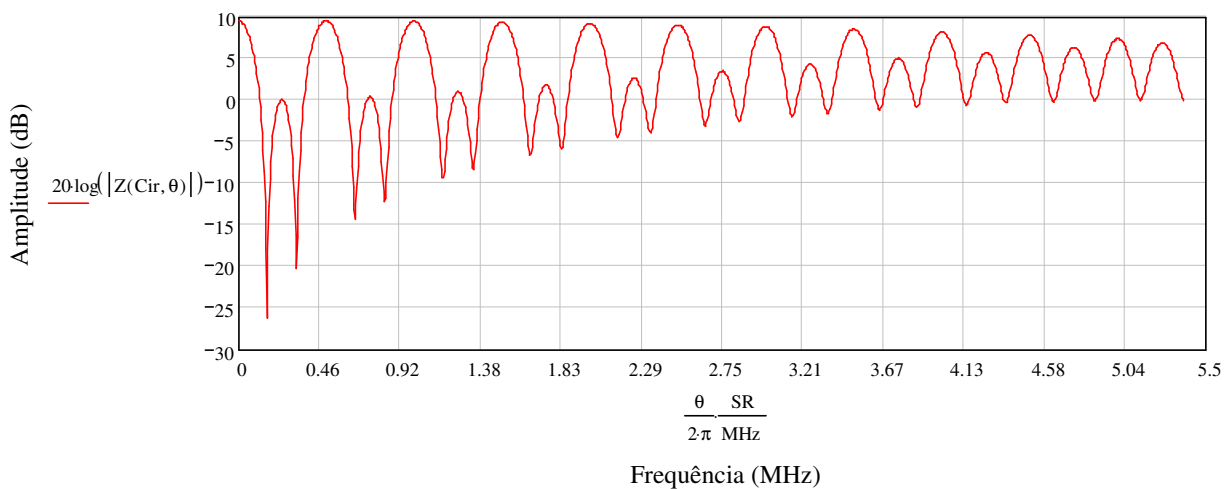


Figura 2-32 Magnitude da resposta ao impulso do canal Brasil E dinâmico no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $|z(\text{Cir}, \theta)|$  representa a amplitude do sinal em dB e  $\frac{\theta}{2\pi} \frac{SR}{\text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

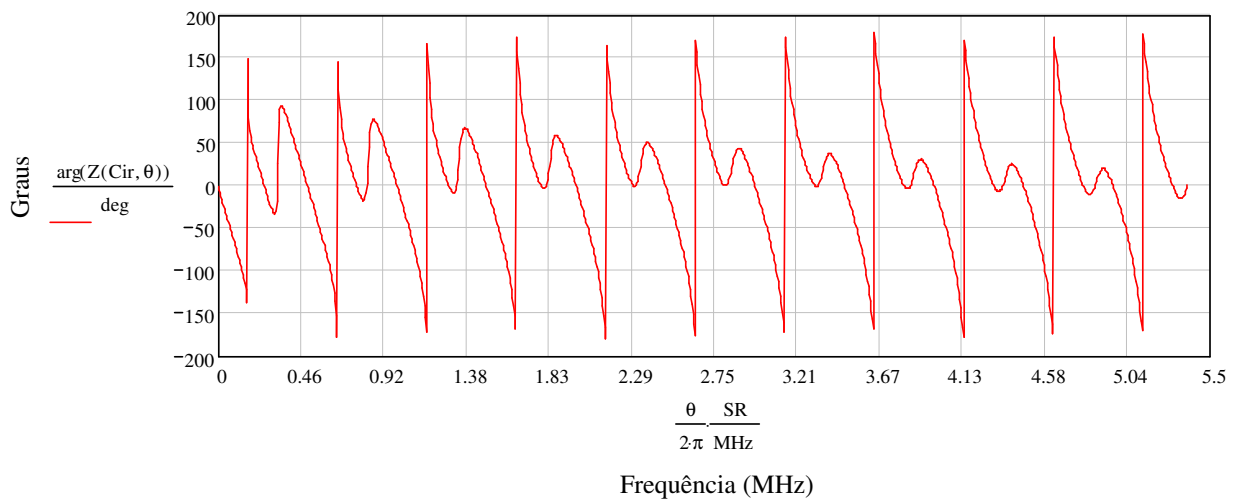


Figura 2-33 Fase da resposta ao impulso do canal Brasil E dinâmico no domínio da frequência, *oversampled* de 2 vezes, onde  $\frac{\arg(Z(Cir, \theta))}{\text{deg}}$  representa a amplitude em graus e  $\frac{\theta \cdot SR}{2 \cdot \pi \cdot \text{MHz}}$  representa a escala de frequência para um SR (*Symbol Rate*) de 10.7622377622MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital).

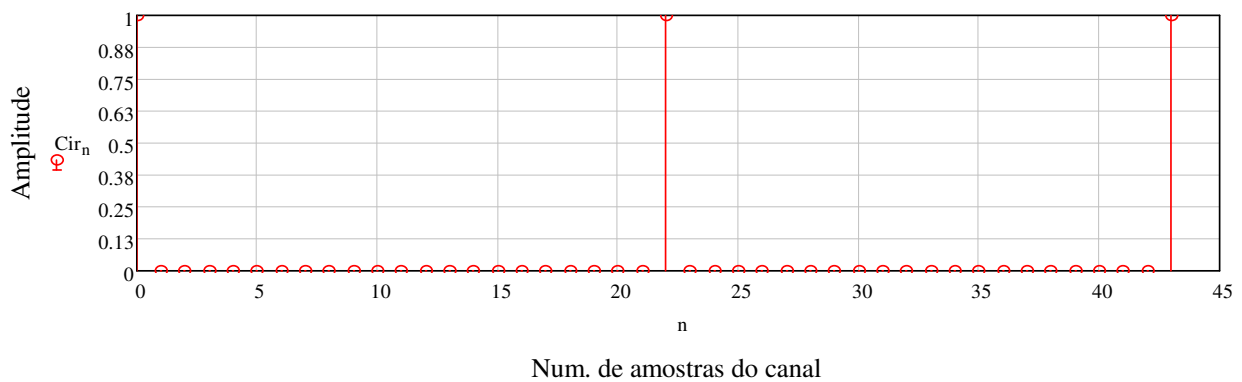


Figura 2-34 Resposta ao impulso do canal Brasil E dinâmico no domínio do tempo, onde  $Cir_n$  representa a amplitude da resposta impulsiva do canal e  $n$  o número de amostras *oversampled* de 2 vezes.

### 3. ALOCAÇÃO DINÂMICA DE COEFICIENTES

O processo de alocação dinâmica de coeficientes ou *Tap-Ranking* tem como objetivo minimizar o ruído adaptativo [26] durante o processo de convergência do PDAC.

O processo denominado de *ranking*, avalia e seleciona os *taps* do filtro FIR que possuem maior representatividade e que efetivamente serão atualizados pelos equalizadores CMA e DD. No gráfico da Figura 3-1 podemos verificar um exemplo do comportamento dos *taps* do filtro ao longo do processo de desconvolução.

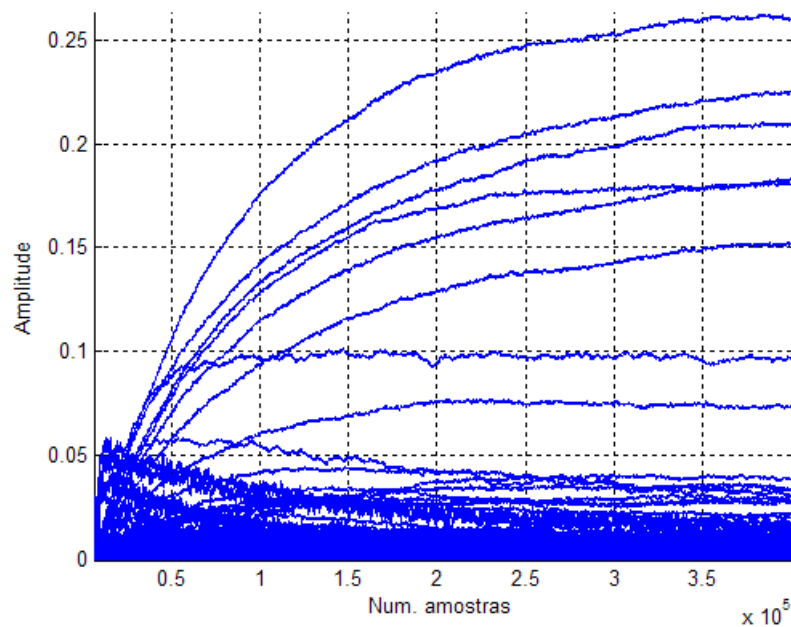


Figura 3-1 Utilização dos 256 *taps* do filtro FIR ao longo do processo de desconvolução.

O sinal transmitido – correspondente ao sinal do sistema ATSC [23] de TV digital, modulado em 8VSB – foi submetido ao canal Brasil E sem *doppler* descrito na Seção 2.3. Observa-se que o número de *taps* que assumem uma tendência relevante em amplitude e efetivamente contribuem ao processo de convergência são inferiores à grande maioria cuja magnitude encontra-se abaixo do valor 0.05 da escala de amplitude. Na realidade, esse comportamento aleatório dos *taps* menos significativos é observado como ruído do processo adaptativo inserido pelos próprios equalizadores CMA e DD durante o período de convergência. Esse problema se intensifica à medida que o número de coeficientes ou *taps* aumenta. Nesse caso, para cobrir a máxima duração dos ecos presentes nos canais Brasil, é suficiente um filtro de 256 coeficientes. O ruído do processo adaptativo aumenta o tempo necessário para minimizar  $J_G$  e  $J_Q$  descritos na Seção 2.2, conseqüentemente aumentando o tempo de convergência e diminuindo a qualidade do sinal – MER Seção 3.2.2.

A Figura 3-2 ilustra a contribuição do *Tap-Ranking* ao processo de desconvolução. Enquanto o equalizador *Standard* obtém convergência do sinal de saída em aproximadamente 170.000 amostras, o equalizador com *Tap-Ranking* converge em aproximadamente 20.000 amostras. Além do período de convergência, outro parâmetro avaliado é a qualidade de sinal medida pela MER (Seção 3.2.2). Avaliando a saída dos equalizadores em regime (após 350.000 amostras), a MER do equalizador *Standard* é de aproximadamente 24dB enquanto o equalizador *Tap-Ranking* no mesmo período apresenta um valor de MER de aproximadamente 30dB. Efetivamente a minimização do ruído adaptativo ao longo do processo de desconvolução se reflete em aumento significativo de desempenho do equalizador.

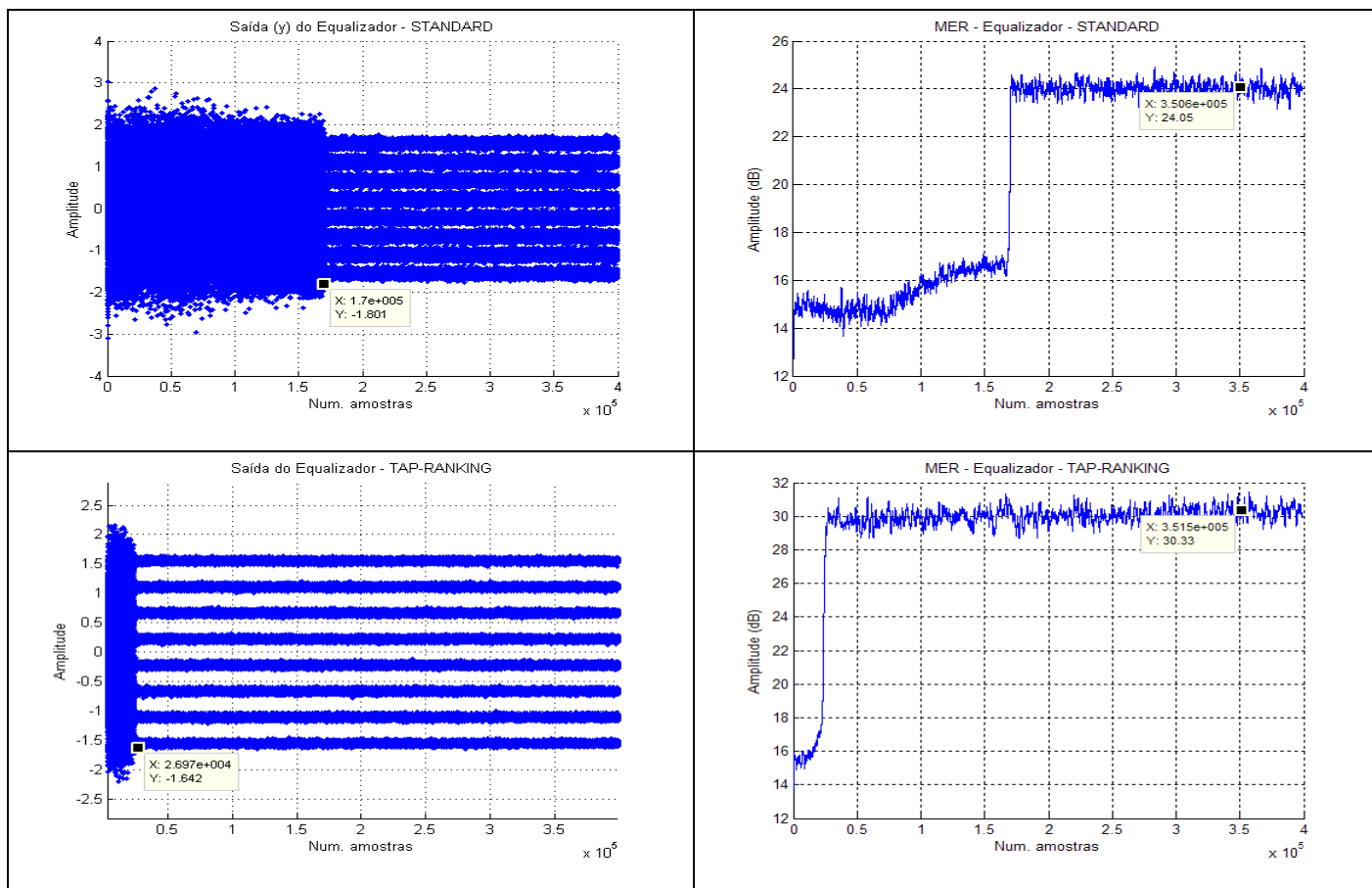


Figura 3-2 Desempenho comparativo entre o equalizador *Standard* e *Tap-Ranking* submetidos ao canal Brasil E (Seção 2.3), SNR = 35dB e inicialização do vetor de coeficientes na posição (128) (Seção 4).

### 3.1. Algoritmo *Tap-Ranking*

O processo de *ranking* ou controle dos *taps* do filtro FIR é baseado na classificação do vetor de coeficientes  $B$  (Tabela 3-1) que representa as posições de cada *tap*. Esse controle basicamente liga e desliga cada posição com o intuito de manter ativos apenas os *taps* que contribuem ao processo de desconvolução, desativando os de menor representatividade a fim de minimizar o ruído adaptativo. A Tabela 3-1 descreve o funcionamento do PDAC com *Tap-Ranking*, cabe salientar que a arquitetura deste equalizador segue o modelo descrito na Seção 2.2 - Tabela 2-3. Essa redução de dois para um o vetor de coeficientes, permite a avaliação da contribuição unificada dos equalizadores ao longo do processo. Essa otimização diminui o

custo computacional e permite a avaliação e posterior utilização dos *taps* de apenas um filtro no processo de desconvolução temporal.

Passo	Algoritmo PDAC – <i>Tap-Ranking</i>
1	$n=0$ & init $\underline{B}(0)$
2	O rank $X_k \in \{-1,0,1\}$ de cada <i>tap</i> $B_k, k = 0,1,\dots, L-1$ , é obtido de acordo $X_k \leftarrow (-1) \text{ if } \alpha \neq 0 \text{ e }  B_k  < \xi$ Else $X_k \leftarrow (1) \text{ if }  B_k  \geq \xi$ Else $X_k \leftarrow (0)$ Onde $\alpha$ é uma variável randômica inteira definida pela probabilidade de $p_0$ a partir do conjunto $\{0,1,\dots, a_{\max} - 1\}$ , com $p_0 = 1 / a_{\max}$ . $\xi$ é o valor do <i>Threshold</i> .
3	Cada <i>tap</i> $B_k$ com rank $X_k = 1$ é classificado como ativo até o número máximo de <i>MaxNTap taps</i> ativos.
4	Cada <i>tap</i> $B_k$ com rank $X_k = 0$ é classificado como ativo até o número máximo de <i>MaxNTap taps</i> ativos.
5	$y(n) = \underline{B}^T(n) \underline{r}(n)$
6	$\underline{B}(n+1) = \underline{B}(n) + \eta_{\text{CMA}} y(n) (\gamma -  y(n) ^2) \underline{r}^*(n)$
7	$\tilde{y}(n) = \underline{B}^T(n+1) \underline{r}(n)$
8	$\underline{B}(n+1) = \underline{B}(n+1) + \eta_{\text{DD}} [Q\{y(n)\} - y(n)] \underline{r}^*(n) \text{ if } Q\{y(n)\} = Q\{\tilde{y}(n)\}$
9	$n = n + 1$
10	GOTO Step 2

Tabela 3-1 Processo de desconvolução autodidata concorrente com *Tap-Ranking*,  $L=256$ ,  $\text{MaxNTap} = L/4$ ,  $a_{\max} = 16$ , e  $\eta_{\text{DD}} < \xi < 3\eta_{\text{DD}}$ .

O funcionamento do equalizador concorrente com *Tap-Ranking* (Tabela 3-1) é descrito pelos passos a seguir:



**Passo 1:** O contador de símbolos  $n$  assim como o vetor de coeficientes  $B$  é inicializado. A inicialização do vetor  $B$  é parte da proposta deste trabalho e está descrito na (Seção 4).

**Passo 2, 3 e 4:** Os passos em questão descrevem a avaliação dos *taps* do vetor de coeficientes, onde  $X_k$  representa a classificação de cada *tap* para  $k = 0, 1, \dots, L - 1$  e  $L$  define o tamanho do filtro e do vetor de coeficientes. A classificação dos *taps* é definida por  $X_k \in \{-1, 0, 1\}$  onde os valores “0 e 1” representam os *taps* ativos utilizados no processo de desconvolução e os classificados pelo valor “-1” representam os *taps* inativos. A heurística de classificação segue os seguintes critérios: Inicialmente é feita uma análise do vetor de coeficientes que representa os *taps* do filtro FIR. O valor absoluto de cada posição do vetor é comparada a um *Threshold* positivo definido por  $\xi$ , sendo  $\xi$  aproximadamente igual ao valor do passo de adaptação do equalizador DD representado por  $\eta_{DD}$  – experimentalmente determinou-se que  $\xi \approx \eta_{DD}$  maximiza a velocidade de convergência do equalizador. Os *taps* de amplitude igual ou superior a  $\xi$  são classificados como ativos e às suas posições é atribuído o valor “1”. Cabe salientar que existe um número máximo de *taps* ativos a ser utilizado dentre os 256 presentes no filtro definido por MaxNTap. Determinou-se experimentalmente que para canais de TV Digital o valor de MaxNTap é aproximadamente 1/4 do tamanho  $L = 256$  do filtro, ou seja, MaxNTap = 64. O tamanho  $L = 256$  é definido de forma que, dado o *symbol rate* do sistema, o número de *taps*  $L$  abranja um intervalo de tempo maior ou igual ao eco de maior duração do canal.

Retomando a descrição do processo de controle dos *taps* do filtro FIR, caso a ocupação máxima definida por MaxNTap não tenha sido atingida, uma segunda avaliação é feita. Novamente as posições do vetor de coeficientes são percorridas e a amplitude dos *taps*

comparada ao *Threshold*  $\xi$ . Além dessa comparação, outro parâmetro representado por  $\alpha$  define a classificação dos *taps*. A variável inteira  $\alpha$  tem seus valores obtidos randomicamente com probabilidade  $p_0$  a partir do conjunto  $\{0, 1, \dots, a_{\max} - 1\}$ , com  $p_0 = \frac{1}{a_{\max}}$  e  $a_{\max} = 16$ . Desta maneira,  $p_0$  define a probabilidade na  $n$ -ésima iteração de um *tap* do equalizador ser selecionado como ativo dentre a totalidade de *taps*, independentemente do valor do seu módulo. Ou seja,  $p_0$  define a parcela média da totalidade de *taps* do equalizador que serão selecionados independente de ter seu valor absoluto abaixo do *Threshold*  $\xi$ , mas limitados ao valor de  $\text{MaxNTaps} = 64$  do equalizador. Esse processo de seleção aleatória com probabilidade  $p_0$  otimiza a operação com multipercurso dinâmico. A variável  $\alpha$  pode ser comparada a um PRBS (*Pseudo-Random Binary Sequence*) [24] com distribuição uniforme, com a finalidade de dispersar homogeneamente a utilização dos *taps* ao longo do tempo. Logo, posições cujo valor absoluto esteja abaixo do *threshold*  $\xi$  e para as quais a saída do PRBS resulte em  $\alpha = 0$  são classificadas como ativas e recebem o valor “0”. As demais posições abaixo do *Threshold* e que não foram selecionadas pelo critério randômico  $\alpha$  são classificadas como inativas e a essas posições é atribuído o valor “-1”. Os passos posteriores do algoritmo utilizarão no processo de desconvolução apenas as posições do filtro classificadas como ativas.

**Passo 5:** A saída  $y$  do equalizador é obtida a partir do vetor de coeficientes do filtro FIR e do vetor regressor de canal  $\underline{r} = [r_0 \quad r_1 \quad \dots \quad r_{L-1}]^T$ , que representa a seqüência das  $L$  últimas amostras recebidas do canal.

**Passo 6:** O vetor de coeficientes  $\underline{B} = [B_0 \quad B_1 \quad \dots \quad B_{L-1}]^T$  é atualizado pelo CMA, o algoritmo de equalização adaptativa CMA baseia-se na minimização da função de custo

$(\gamma - |y(n)|^2)$ . A constante de dispersão  $\gamma$  é determinada a partir dos  $M$  possíveis símbolos, ou alfabeto, referente ao tipo de modulação utilizada. A velocidade de convergência do CMA é definida pelo passo de adaptação do  $\eta_{\text{CMA}}$  que tem seu valor estimado experimentalmente.

**Passo 7:** A saída perturbada pelo CMA representada por  $\tilde{y}$  será utilizada no passo 8 a fim de definir a contribuição ou não do equalizador DD.

**Passo 8:** A saída perturbada pelo CMA  $\tilde{y}$  quantizada é comparada à saída  $y$  quantizada, essa comparação controla uma chave que define a atuação do DD. Caso a saída perturbada quantizada  $\tilde{y}$  seja igual à saída quantizada  $y$ , o resultado de  $[Q\{y(n)\} - y(n)]$  multiplicado pelo passo de adaptação  $\eta_{\text{DD}}$  representa o ajuste para o valor de símbolo da modulação utilizada definindo a contribuição do DD ao processo de desconvolução. Caso a comparação das saídas quantizadas seja diferente o DD não atuará e a saída  $y$  receberá apenas a contribuição do CMA.

**Passo 9:** O valor do contador de símbolos  $n$  é incrementado e a FIFO do regressor de canal é atualizada.

**Passo 10:** Finalizado esse processo, o algoritmo volta à etapa de avaliação do vetor  $B$  e permanece nesse *loop*.

### 3.2. Resultados Comparativos

A fim de medir o desempenho entre o PDAC *Tap-Ranking* e a proposta original, a comparação entre os tempos de convergência do sinal de saída, o MSE (20) e a MER (22) utilizando os mesmos passos adaptativos  $\eta_{\text{CMA}} = 1.5E - 4$  e  $\eta_{\text{DD}} = 10 * (1.5E - 4)$  para ambos os equalizadores, serão descritos a seguir.

### 3.2.1 MSE – Mean Squared Error

O erro médio quadrático utilizado para geração dos gráficos de MSE é definido por:

$$MSE = \gamma^2 \left( \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (Q_i - O_i)^2 \right), \text{ onde } \gamma = \frac{\sum |\text{niveis8VSB}|^4}{\sum |\text{niveis8VSB}|^2}, \quad (20)$$

onde  $n$  representa o número de amostras e  $(Q_i - O_i)$  a diferença ou o calculo do erro entre a amostra esperada (valor quantizado)  $Q_i$  e a amostra atual (valor proveniente do processo, no caso a saída do equalizador)  $O_i$ .

### 3.2.2 MER – Modulation Error Rate

O erro de modulação utilizado para geração dos gráficos de MER [25] é definido por:

$$MER = \frac{\sum_{j=1}^N (Id_j^2 + Qd_j^2)}{\sum_{j=1}^N [(I_j - Id_j)^2 + (Q_j - Qd_j)^2]}, \quad (21)$$

onde  $N$  representa o numero de amostras,  $Id$  e  $Qd$  as respectivas amostras reais e imaginárias ideais (quantizadas) e  $I$  e  $Q$  as amostras atuais (provenientes do processo, no caso a saída do equalizador). Para o sinal transmitido 8VSB, a componente imaginária é inexistente, logo a formula é reduzida para:

$$MER = \frac{\sum_{j=1}^N (Id_j^2)}{\sum_{j=1}^N (I_j - Id_j)^2} \quad (22)$$

### 3.2.3 PDAC – *Standard & Tap-Ranking*

As simulações apresentadas na Seção 3.2.4 são baseadas nas arquiteturas descritas a seguir:

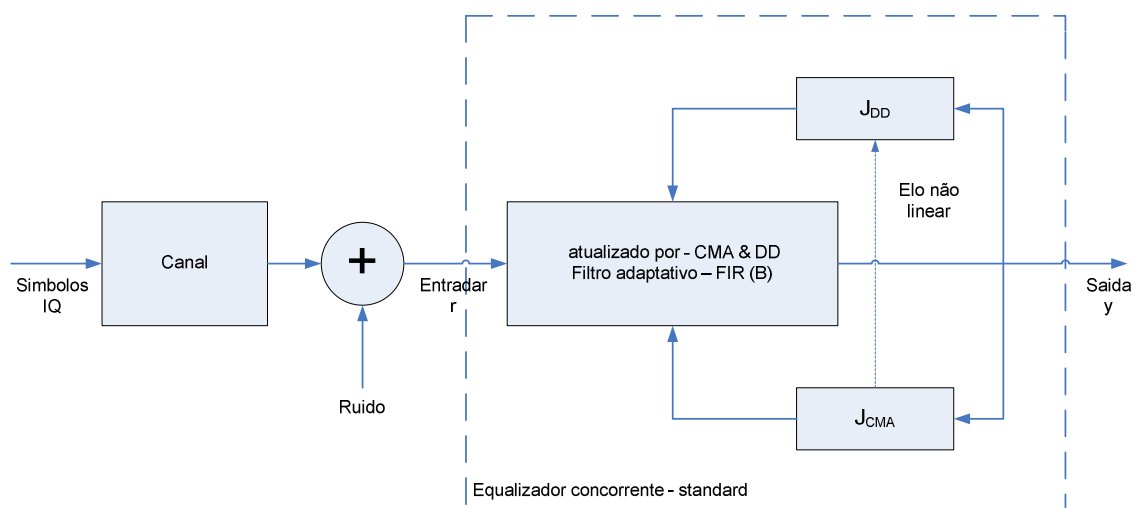


Figura 3-3 Diagrama de blocos do esquema de simulação baseado no PDAC *Standard*.

O sinal de entrada “símbolos IQ” modulado em 8VSB é submetido aos canais descritos na Seção 2.3. Ao sinal resultante é adicionado ruído gaussiano AWGN (*Additive White Gaussian noise*), que representa o ruído inerente ao canal de transmissão. O sinal “r” na entrada do receptor é superamostrado pelo equalizador e desconvoluído a partir do filtro FIR “ $B$ ” com número total de *taps* dimensionado a partir da duração do eco mais longo presente no canal de transmissão. Os *taps* deste filtro são atualizados pelos equalizadores CMA e DD que desconvoem o sinal a partir da minimização das funções de custo  $J_{DD}$  e  $J_{CMA}$ . As curvas de MSE são referentes ao erro medido na função de custo  $J_{DD}$ . A medida de qualidade MER é obtida através da avaliação do sinal de saída  $y$ .

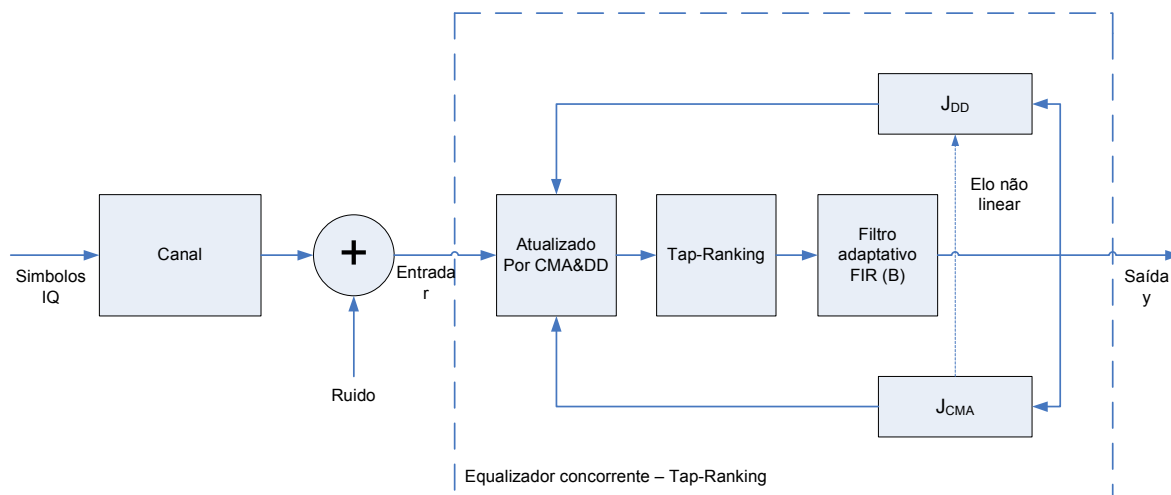


Figura 3-4 Diagrama de blocos do esquema de simulação baseado no PDAC *Tap-Ranking*.

O sinal de entrada “símbolos IQ” modulado em 8VSB é submetido aos canais descritos na Seção 2.3. Ao sinal resultante é adicionado ruído gaussiano AWGN (*Additive White Gaussian noise*), que representa o ruído inerente ao canal de transmissão. O sinal “r” na entrada do receptor é superamostrado pelo equalizador e desconvoluído a partir do filtro FIR “ $B$ ” com número total de *taps* dimensionado a partir da duração do eco mais longo presente no canal de transmissão. Os *taps* deste filtro são atualizados pelos equalizadores CMA e DD que desconvoem o sinal a partir da minimização das funções de custo  $J_{DD}$  e  $J_{CMA}$ . As curvas de MSE são referentes ao erro medido na função de custo  $J_{DD}$ . Para a arquitetura *Tap-Ranking* foi inserido o controle dos *taps* do filtro FIR, baseado no ranking descrito na Seção 3.1. A medida de qualidade MER é obtida através da avaliação do sinal de saída  $y$ .

### 3.2.4 Resultados

Esta seção faz uma comparação de desempenho entre os equalizadores *Tap-Ranking* e *Standard*, utilizando como critério de avaliação o período de convergência e a qualidade de sinal baseado nas medidas de MSE (Seção 3.2.1) e MER (Seção 3.2.2). Ambos os equalizadores foram submetidos aos efeitos de canais descritos na Seção 2.3. Os resultados desta seção encontram-se também apresentados na seção em questão e no apêndice A.

#### 3.2.4.1 - Sinal transmitido submetido ao canal Brasil A estático, (Seção 2.3).

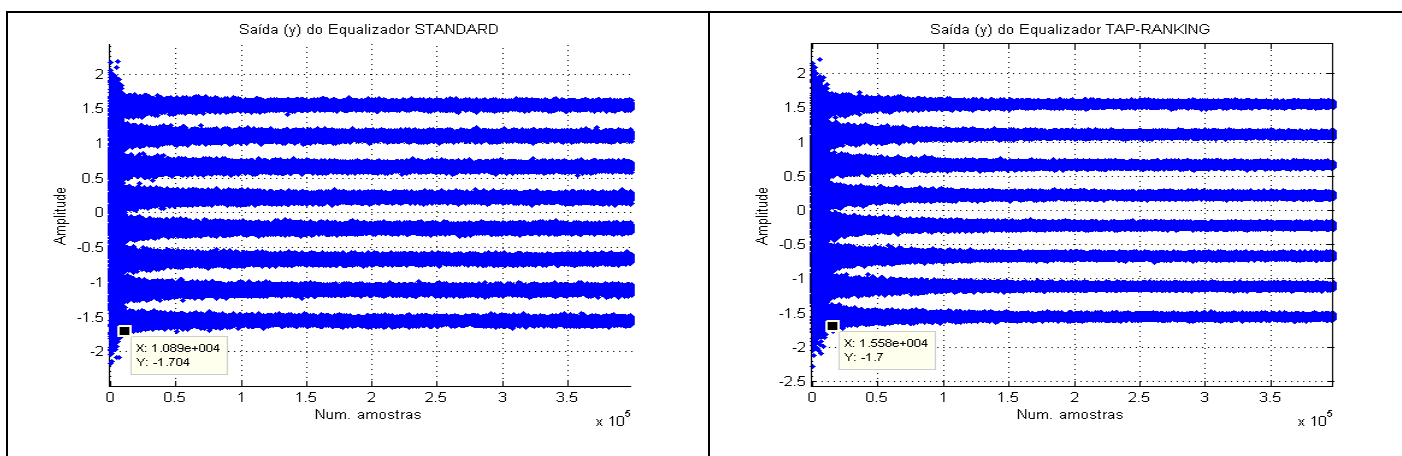


Figura 3-5 Saída dos equalizadores – modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, período avaliado de 400.000 amostras, operação com canal Brasil A estático.

Note que ambos equalizadores apresentam convergência em aproximadamente 10.000 amostras para a inicialização do vetor de coeficientes na posição (256).

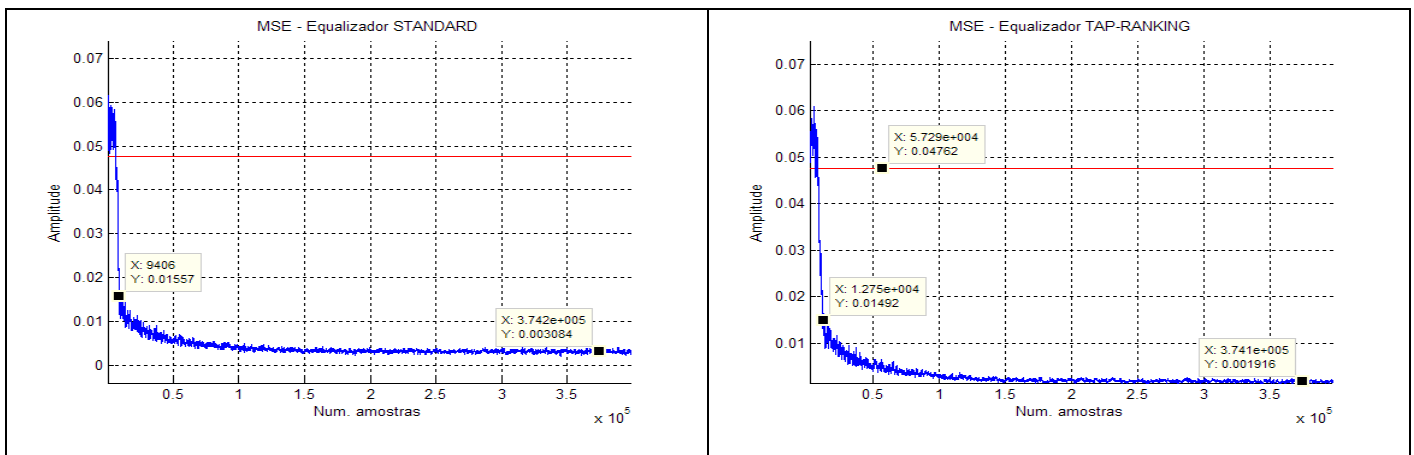


Figura 3-6 MSE - modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, período avaliado de 400.000 amostras, operação com canal Brasil A estático.

O  $D_{\min}$  ou distância mínima (reta em vermelho) representa o ponto médio entre dois valores da constelação em qualquer posição dos níveis 8VSB e é definido por

$$D_{\min} = \left( \frac{\left| \frac{\alpha_0 - \alpha_1}{2} \right|}{\gamma} \right)^2, \text{ onde } \alpha_0 - \alpha_1 = 0.436435 \text{ e } \gamma \text{ a constante de dispersão definida na Seção}$$

3.2.1. Como a medida de MSE é quadrática, a distância mínima é representada por  $(D_{\min})^2$ .

Os valores de MSE abaixo desse *threshold* são considerados decodificáveis pelo demodulador na recepção.



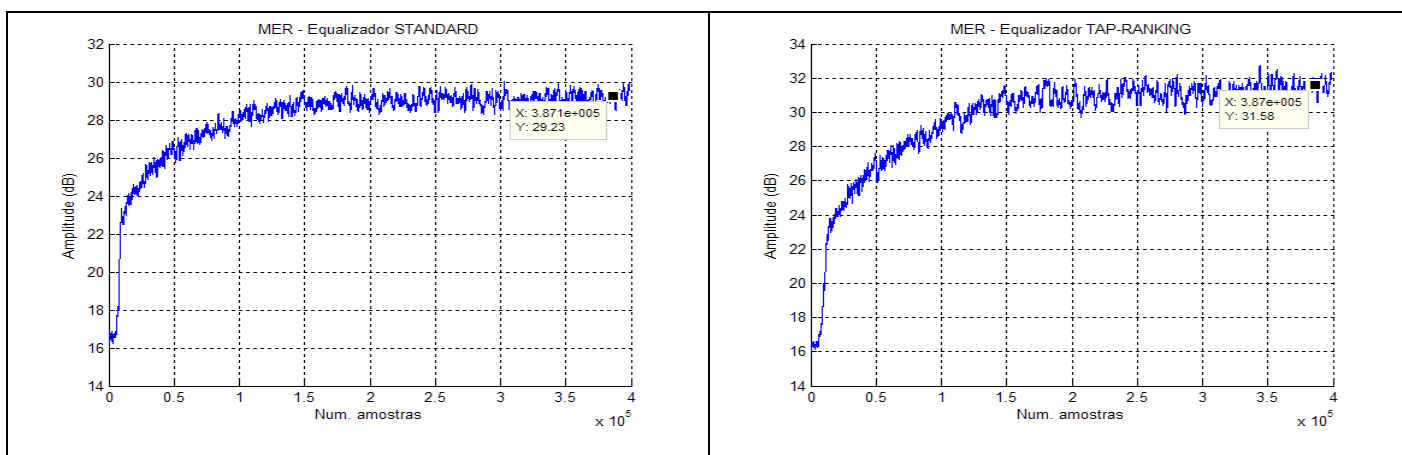


Figura 3-7 MER - modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled 2* vezes, período avaliado de 400.000 amostras, operação com canal Brasil A estático.

Note que a qualidade de sinal medida pela MER do equalizador *Tap-Ranking* apresenta uma diferença significativa em relação ao equalizador *Standard*. Na Figura 3-7, após aproximadamente 400.000 amostras, a MER do equalizador com *Tap-Ranking* é de 31.6dB enquanto o valor para o equalizador *Standard* é de 29.2dB.

#### 3.2.4.2 - Sinal transmitido submetido ao canal Brasil D estático, (Seção 2.3).

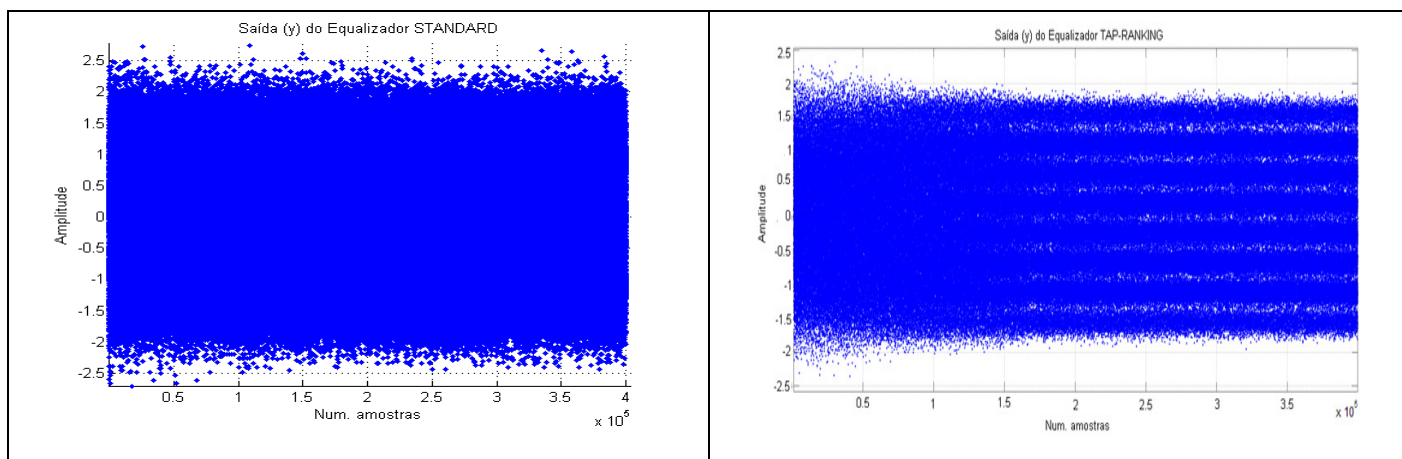


Figura 3-8 Saída dos equalizadores – modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled 2* vezes, período avaliado de 400.000 amostras, operação com canal Brasil D estático.

Note na Figura 3-8 que a saída do equalizador com *Tap-Ranking* apresenta convergência dos níveis 8VSB em aproximadamente 150.000 amostras, enquanto o equalizador *Standard* não apresenta convergência do sinal de saída em 400.000 amostras. O vetor de coeficientes para esse teste foi inicializado na posição ótima (1).

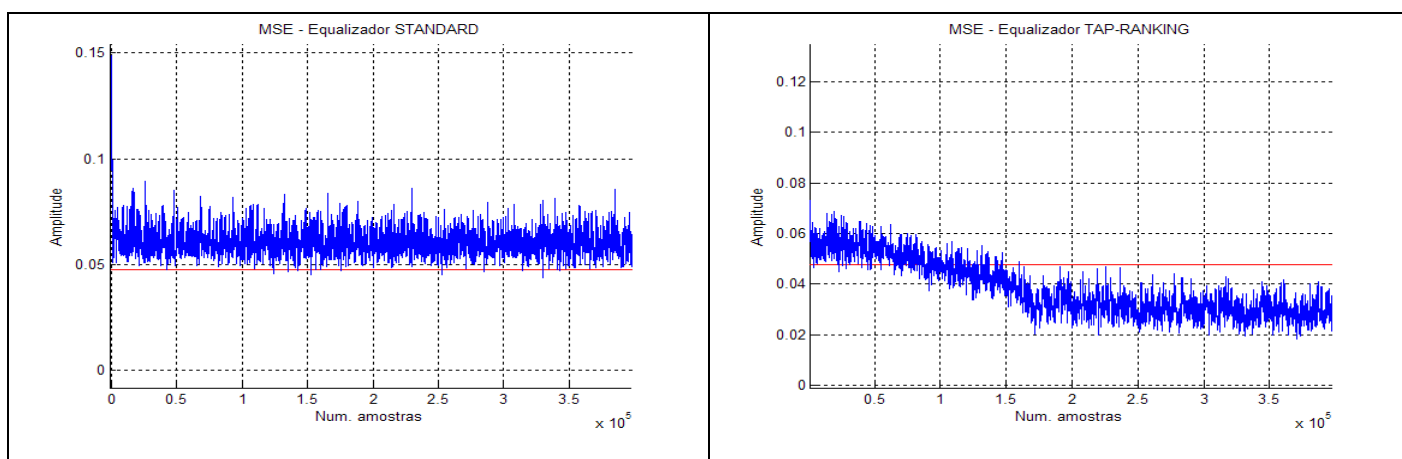


Figura 3-9 MSE - modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled 2* vezes, período avaliado de 400.000 amostras, operação com canal Brasil D estático.

O MSE do equalizador *Standard* indica que os símbolos não são decodificáveis pelo demodulador no receptor, enquanto no equalizador *Tap-Ranking* a partir de 150.000 amostras os símbolos são decodificáveis.

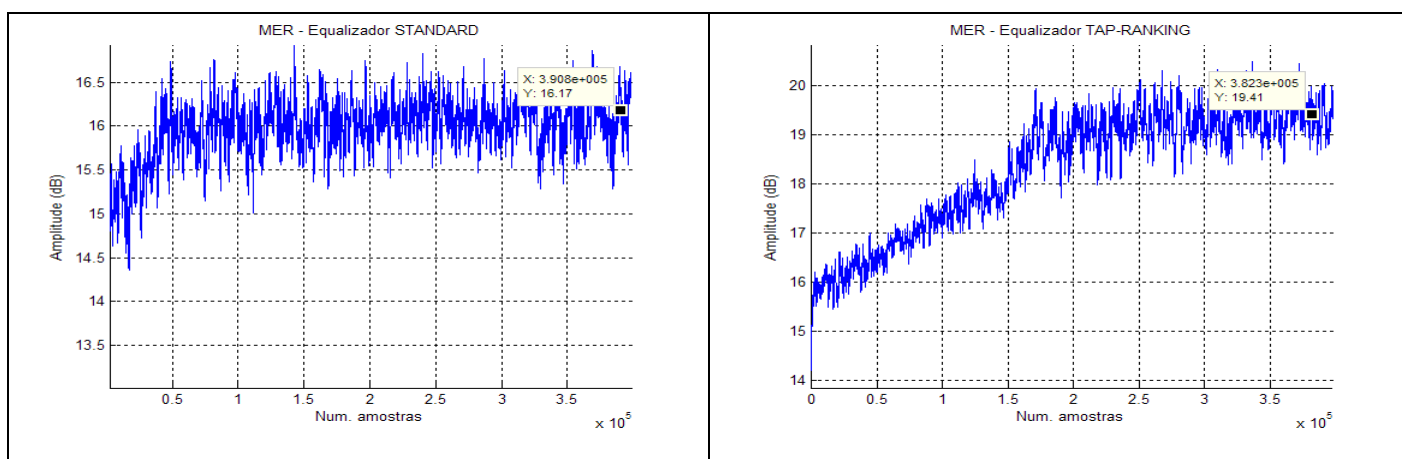


Figura 3-10 MER - modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled 2* vezes, período avaliado de 400.000 amostras, operação com canal Brasil D estático.

Note na Figura 3-10 que, para o canal em questão, a diferença no valor da MER em regime (após 350.000 amostras) apresenta uma diferença de aproximadamente 3 dB.

### 3.2.4.3 - Sinal transmitido submetido ao canal Brasil E dinâmico, (Seção 2.3).

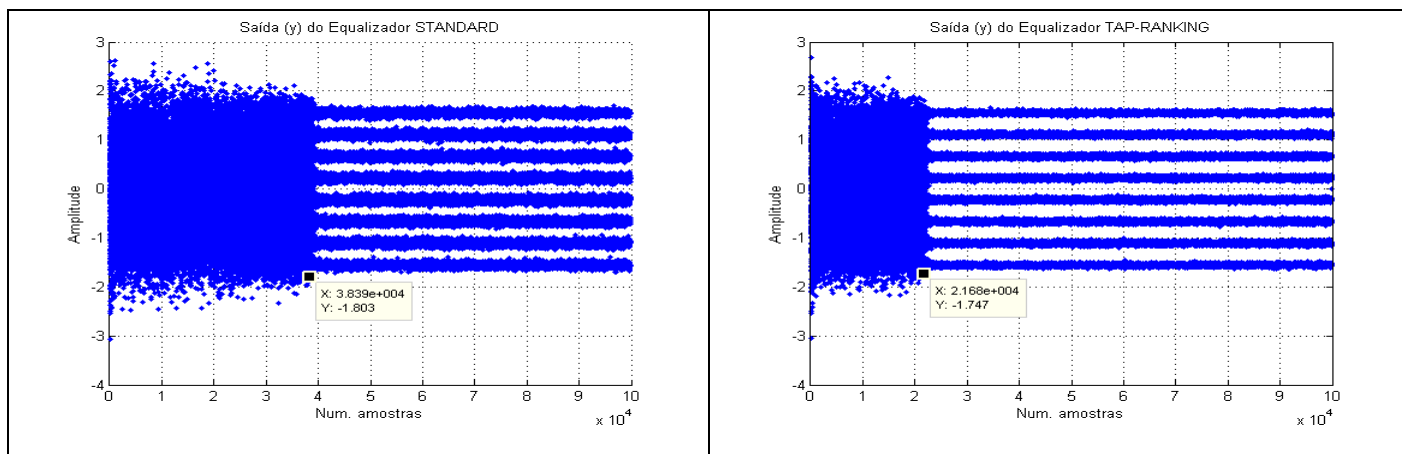


Figura 3-11 Saída dos equalizadores – modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, período avaliado de 100.000 amostras, operação com canal Brasil E dinâmico.

Note na Figura 3-11 que, operando sob um canal com ecos de maior amplitude, o desempenho do equalizador com *Tap-Ranking* torna-se mais evidente. Para o canal em questão, o equalizador com *Tap-Ranking* apresenta convergência do sinal de saída na metade do tempo em relação ao equalizador *Standard*. O vetor de coeficientes para esse teste foi inicializado na posição (1).

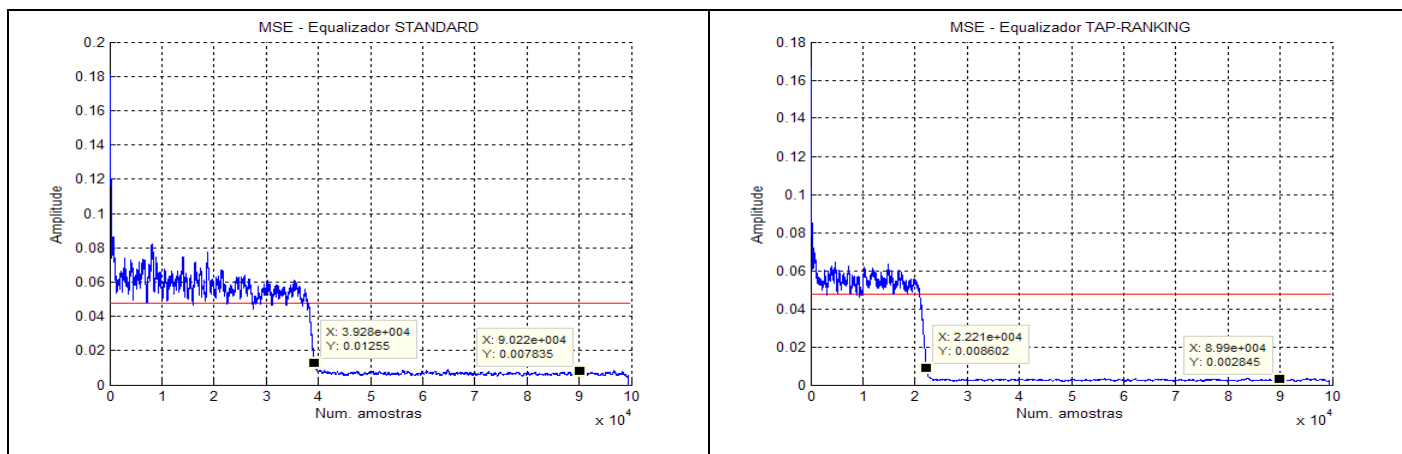


Figura 3-12 MSE - modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, período avaliado de 100.000 amostras, operação com canal Brasil E dinâmico.

Note na Figura 3-12 os valores de MSE em regime apresentam uma diferença significativa que se reflete em qualidade de sinal. Em aproximadamente 90.000 amostras, o equalizador *Standard* apresenta MSE = 0.007835, enquanto a versão *Tap-Ranking* apresenta MSE = 0.002845.

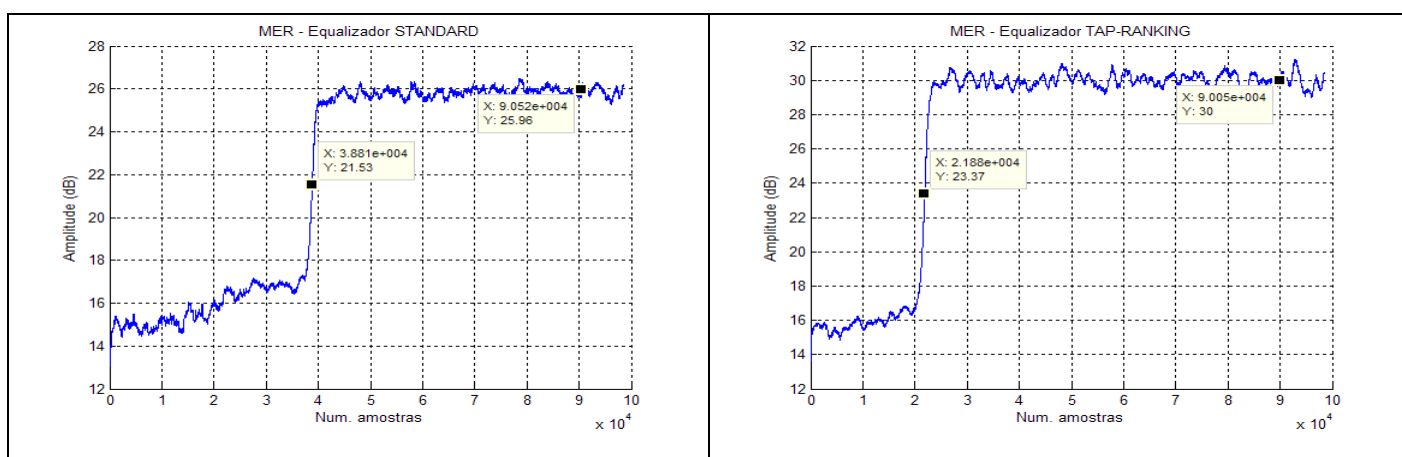


Figura 3-13 MER - modulação 8VSB, SNR: 35dB, SR: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, período avaliado de 100.000 amostras, operação com canal Brasil E dinâmico.

Note na Figura 3-13 que a diferença de desempenho entre os equalizadores torna-se evidente pela avaliação da MER no período em regime, após 90.000 amostras. O equalizador com *Tap-Ranking* apresenta valor de MER = 30 dB enquanto o equalizador *Standard* apresenta valor de MER = 26 dB.

#### 3.2.4.4 – Desempenho comparativo entre os equalizadores *Tap-Ranking* x *Standard* submetidos ao canal

##### Brasil A estático, (Seção 2.3).

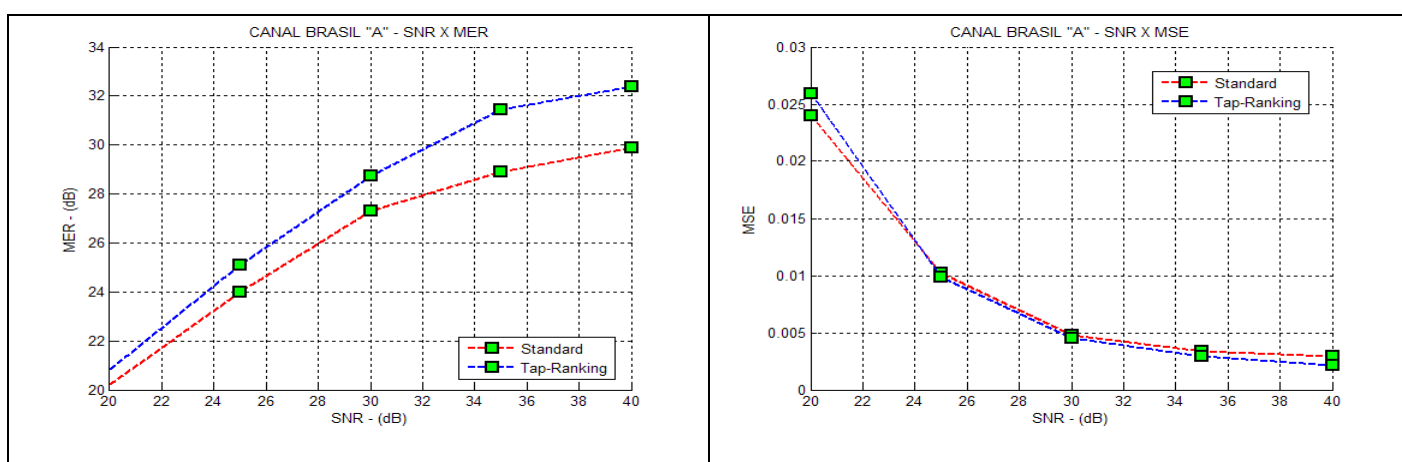


Figura 3-14 Desempenho comparativo *Tap-Ranking* X *Standard* - (MER e MSE) X SNR submetido ao canal Brasil A estático.

Em todos os testes de desempenho comparativo, os valores dos passos de adaptação  $\eta_{\text{CMA}}$  e  $\eta_{\text{DD}}$  foram mantidos inalterados a fim de estabelecer uma base de comparação entre o equalizador *Standard* e o equalizador *Tap-Ranking*. Avaliando o desempenho pelos gráficos de MER e MSE em função da SNR é possível verificar que para o canal Brasil A as curvas de desempenho de ambos os equalizadores são similares em formato, no entanto o desempenho médio do equalizador *Tap-Ranking* é maior.

### 3.2.4.5 – Desempenho comparativo entre os equalizadores *Tap-Ranking* x *Standard* submetidos ao canal

#### Brasil E estático, (Seção 2.3).

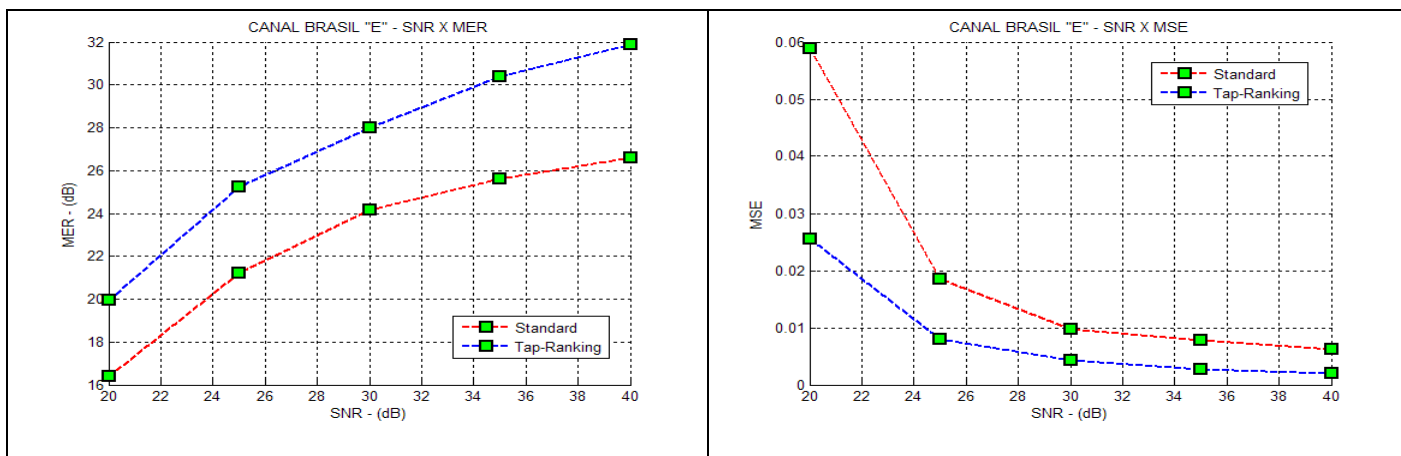


Figura 3-15 Desempenho comparativo *Tap-Ranking* X *Standard* - (MER e MSE) X SNR submetido ao canal Brasil E estático.

Sob canais com multipercursos mais severo, a diferença de desempenho torna-se mais evidente, para todos os valores de SNR avaliados. A diferença entre os equalizadores varia de 4 dB a 6 dB no gráfico de MER – gráfico que mede a qualidade de sinal. O gráfico de MSE também ilustra a diferença de desempenho e velocidade de convergência dos equalizadores. Para todos os valores de SNR avaliados fica evidente a melhor performance do equalizador *Tap-Ranking*.

## 4. INICIALIZAÇÃO AUTOMÁTICA

O processo de desconvolução autodata independentemente do equalizador em questão - *Standard* ou *Tap-Ranking* - utiliza um filtro FIR de tamanho “n” dimensionado a partir da duração dos ecos do canal aos quais o receptor é submetido. Inicialmente todas as posições do filtro são zeradas exceto por uma que recebe o valor "1" e define o ponto de inicialização no Filtro FIR. A proximidade do ponto de inicialização ao cursor do canal [1] - que representa o eco de maior amplitude - determina a velocidade de convergência do equalizador. No pior caso, com a posição de inicialização distante ao cursor do canal e sob canais com multipercurso severo, a convergência pode ser demorada ou não ocorrer. Analisando a Tabela 2-4 da Seção 2.3, onde são especificados os ecos ou multipercursos do canal Brasil A, dentre os 5 multipercursos apresentados, o cursor do canal é representado pelo eco em  $5.86\mu\text{s}$  e atenuação de  $-13.6\text{ dB}$ .

A fim de solucionar esta incerteza na inicialização do equalizador, este trabalho propõe um algoritmo de controle baseado no monitoramento do erro do equalizador DD utilizando o critério de média móvel descrito na Seção 4.1. Esse critério foi desenvolvido pelo Eng. Tiago Noronha, pesquisador do Centro de Pesquisas em Tecnologias Wireless – CPTW (<http://www.pucrs.br/cptw/>).

#### 4.1. Média móvel

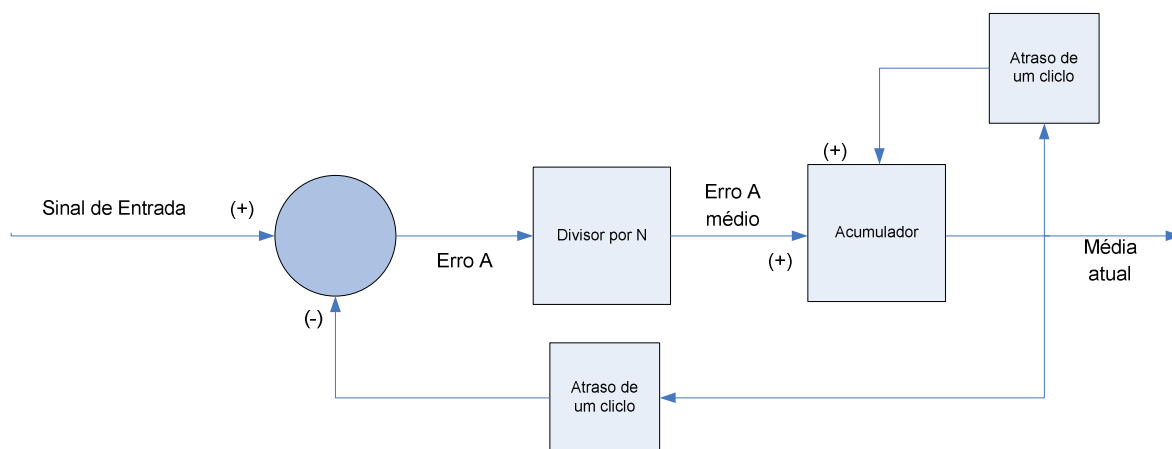


Figura 4-1 Diagrama de blocos – funcionamento da média móvel.

O sinal de entrada e a realimentação negativa da saída determinam um valor de erro, o divisor por “N” representa a parcela de contribuição desse erro ao longo do tempo. A média atual é composta pelo valor da média anterior armazenada em *buffer* e da contribuição do erro representado pelo valor da média anterior armazenada em *buffer* e da amostra atual. O sinal de média móvel avaliado nas tomadas de decisão do algoritmo de inicialização automática é representado pela média atual da Figura 4-1.



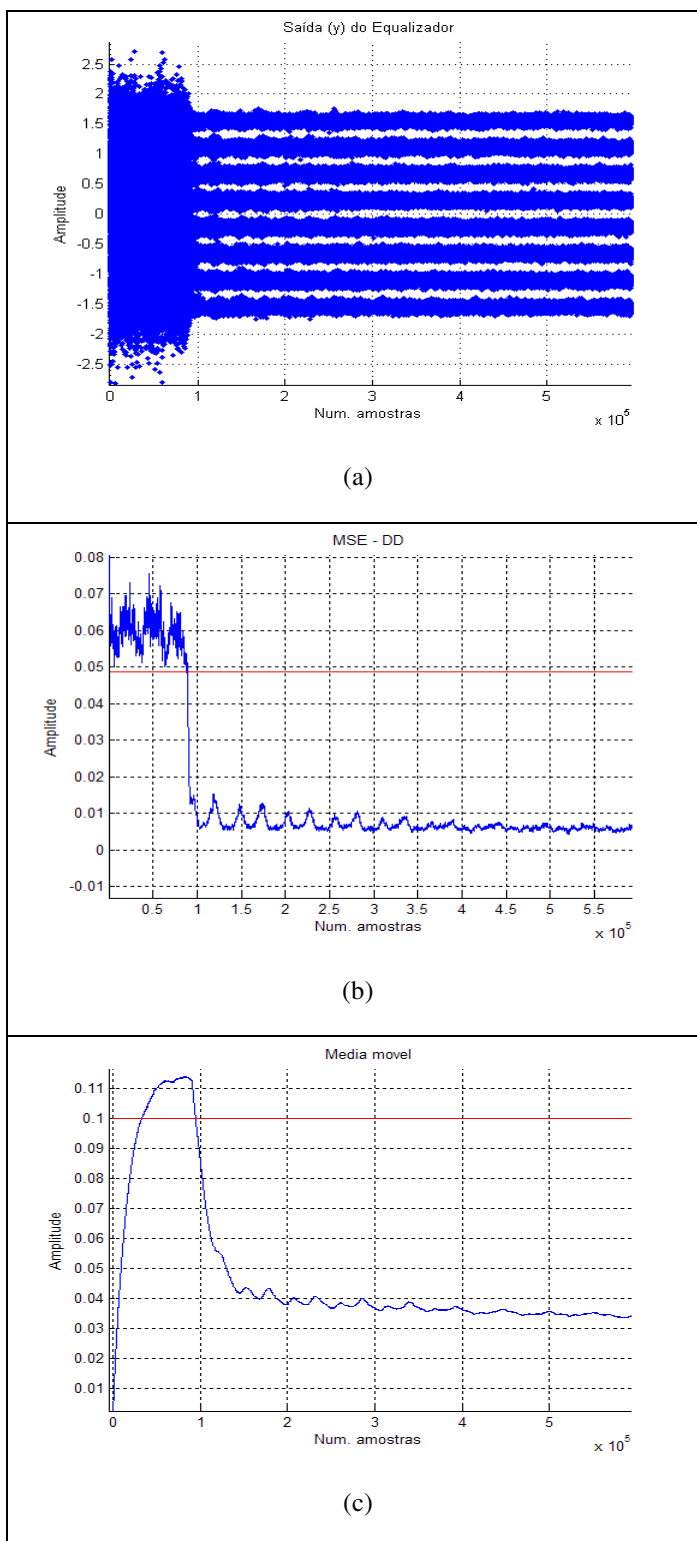


Figura 4-2 A Figura “a” representa a saída equalizada para um canal qualquer, a Figuras “b” o sinal de erro do DD dessa saída utilizando o critério de MSE (Seção3.2.1). E a Figura “c” representa o sinal de erro do DD para mesma saída utilizando o critério de média móvel.

É fundamental que o critério utilizado para as tomadas de decisões do algoritmo que controla a inicialização automática seja estável – menos ruidoso possível, represente o comportamento do sistema de forma fidedigna, apresente uma resposta rápida às mudanças do sistema e de preferência tenha um baixo custo computacional. A média móvel - Figura “c” - comparativamente ao MSE - Figura “b”, obtido a partir de um *buffer* de 1000 amostras - apresenta uma curva menos ruidosa que aumenta a segurança nas tomadas de decisão. Outra vantagem na utilização da média móvel reside no baixo custo computacional, enquanto o cálculo do MSE utiliza um *buffer*, a média móvel faz uso de apenas um acumulador e um divisor que pode ser dimensionado de forma que seu valor seja de base dois e a divisão possa ser feita através da função *shift left* [27]. Esse divisor define o passo da contribuição do sinal de erro ao longo do tempo modificando a velocidade da curva e sua resolução. Fica explícito que aumentando o valor do divisor “N” a contribuição do erro diminui aumentando a resolução e diminuindo a velocidade da curva.

O critério de estabilidade a partir da avaliação da média móvel é baseado no valor de um *Threshold* e da declividade da curva. O *Threshold* estabelecido igual a 0.1 - Figura “c” - tem equivalência ao valor de  $(D_{\min})^2$  - Figura “b” - que representa o ponto médio entre os níveis 8VSB da constelação, valores inferiores a  $(D_{\min})^2$  são considerados decodificáveis pelo demodulador no receptor. Juntamente a avaliação do *Threshold* a declividade da curva é outro parâmetro que define convergência do equalizador. A condição conjunta que caracteriza convergência é estabelecida quando a curva atingir valores abaixo do *Threshold* em uma trajetória descendente. A verificação da declividade é avaliada a partir de dois pontos equidistantes de 5000 amostras que percorrem a curva de média móvel. Dessa maneira evitamos a detecção de uma falsa instabilidade baseada nas pequenas variações da curva ao longo do tempo.

## 4.2. Algoritmo de inicialização automática

Dada a dependência da convergência do equalizador em relação à inicialização do filtro FIR em uma posição próxima ao cursor do canal, observou-se que esta dependência é minimizada quando efetua-se três tentativas de inicialização em três posições distintas no filtro FIR. Essas posições são dispostas de maneira a cobrir toda extensão do filtro de 256 coeficientes definindo a primeira posição no início do filtro (posição “1”), a segunda no meio (posição “128”) e a terceira no final (posição “256”). Mesmo que estas três possíveis posições de inicialização não sejam a posição do *tap* ótimo (próximo da posição do cursor do canal) o processo de *Tap-Ranking* em conjunto com a minimização das funções de custo  $J_{DD}$  e  $J_{CMA}$  descritas na Seção 2.2 buscará ajustar os *taps* mais significativos do filtro no sentido de efetuar a desconvolução do canal de transmissão.

Na proposta deste trabalho, uma máquina de estados controla o processo de inicialização automática. Esta máquina de estados tem seus blocos descritos a seguir:

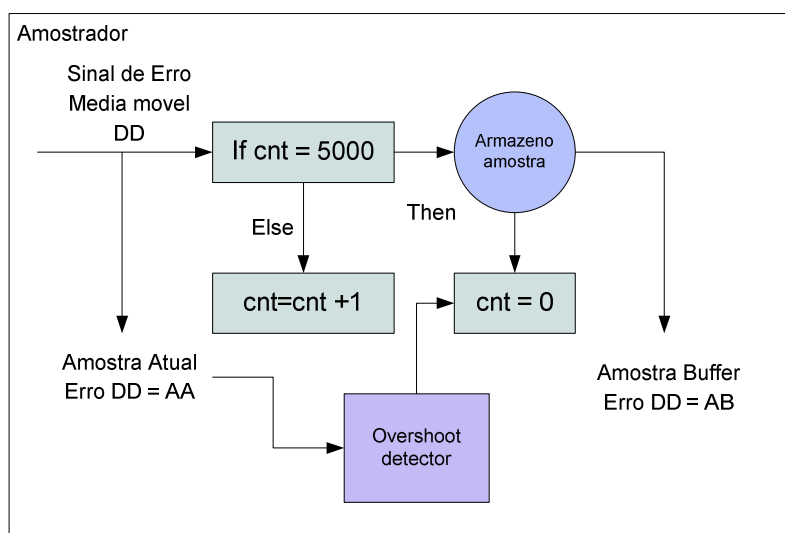


Figura 4-3 Inicialização automática - Bloco amostrador.

O bloco amostrador faz aquisição dos dados provenientes do sinal de média móvel a partir do erro do equalizador DD. O valor atual de erro é registrado a cada nova amostra enquanto o valor armazenado em *buffer* é atualizado a cada 5000 amostras. Essa janela amostral foi definida empiricamente e representa a análise de uma reta que percorre a trajetória de erro. A fim de preservar a característica de reta no período definido, o bloco *overshoot detector* através de uma comparação simples entre a amostra atual e a próxima amostra atual verifica a ordem de grandeza da diferença entre elas. Valores acima de 2 vezes disparam o reset do contador de amostras e da amostra armazenada em *buffer*.

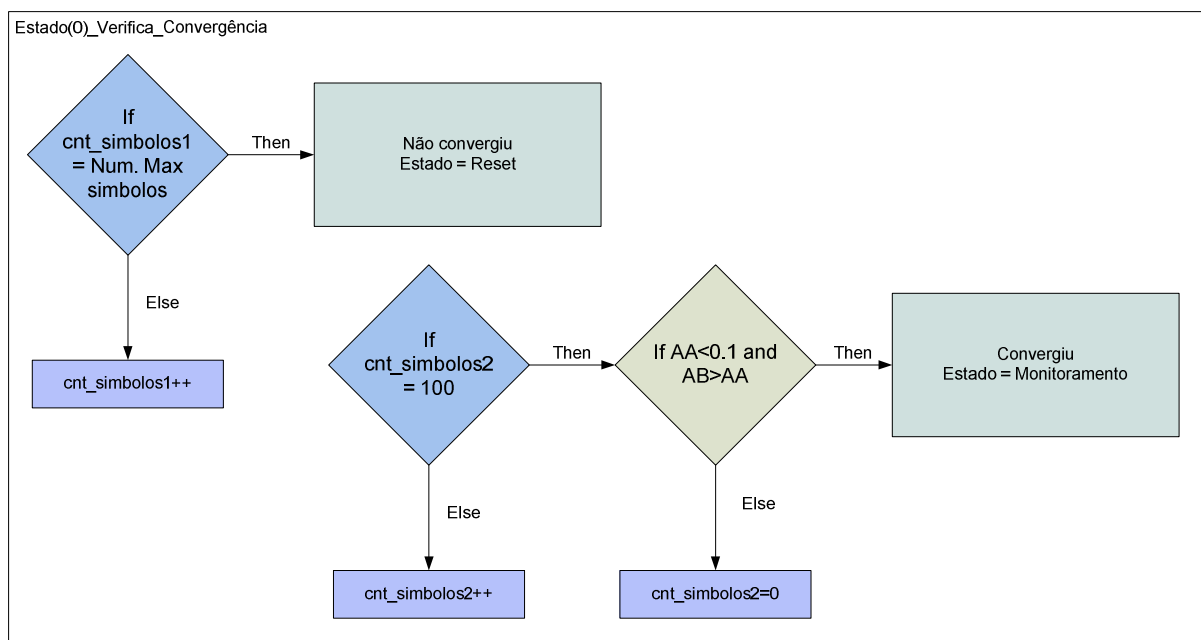


Figura 4-4 Inicialização automática – Bloco verificador de convergência.

O estado (0) da máquina de estados verifica a convergência do equalizador monitorando os valores “AB” e “AA” definidos anteriormente - Figura 4-3. O “Num\_Max\_simbolos” - dinâmico - juntamente com o contador de amostras “cnt\_simbolos1” determina o período máximo de permanência no estado em questão. Ao final do período, não detectada convergência do equalizador o estado da máquina é modificado para reset. Paralelamente a

esse processo, outro contador de símbolos “cnt\_simbolos2” define um período máximo de 100 amostras antes da verificação de convergência. Como o registrador “AB” é atualizado a cada 5000 amostras - Figura 4-3 - a convergência no estado (0) é verificada 50 vezes antes de uma nova aquisição do amostrador - Figura 4-3. A verificação de convergência é baseada em dois critérios, o valor da amostra atual “AA” inferior ao *Threshold* estabelecido e igual a 0.1 e a análise de declividade avaliando os valores de “AA” e “AB”. Caso os critérios ( $AA < 0.1$ ) e ( $AB > AA$ ) sejam atendidos, fica estabelecida detecção de convergência e a máquina de estados assume o estado de monitoramento, caso contrário o contador de símbolos “cnt\_simbolos2” é resetado e o processo permanece nesse ciclo.

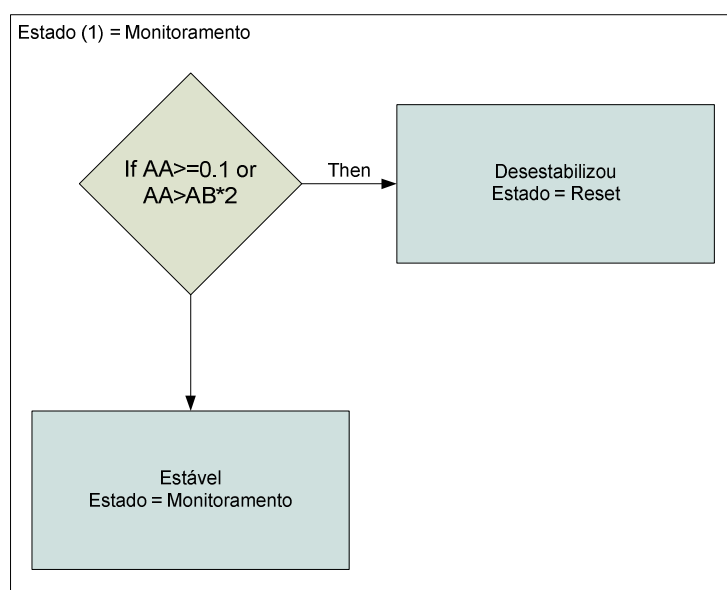


Figura 4-5 Inicialização automática – Bloco monitoramento de estabilidade.

Depois de detectada convergência, a máquina de estados entra em modo de monitoramento. Baseado nos valores de “AA” e “AB” descritos anteriormente - Figura 4-3- a cada nova amostra é avaliada a estabilidade do sistema. O critério de estabilidade é definido por um *Threshold* de valor 0.1 e pela declividade avaliada no período entre “AA” e “AB”.

Valores de  $(AA \geq 0.1)$  ou  $(AA > 2*AB)$  caracterizam instabilidade, nessa condição, a máquina de estados entra em modo de reset, caso contrário permanece no estado atual.

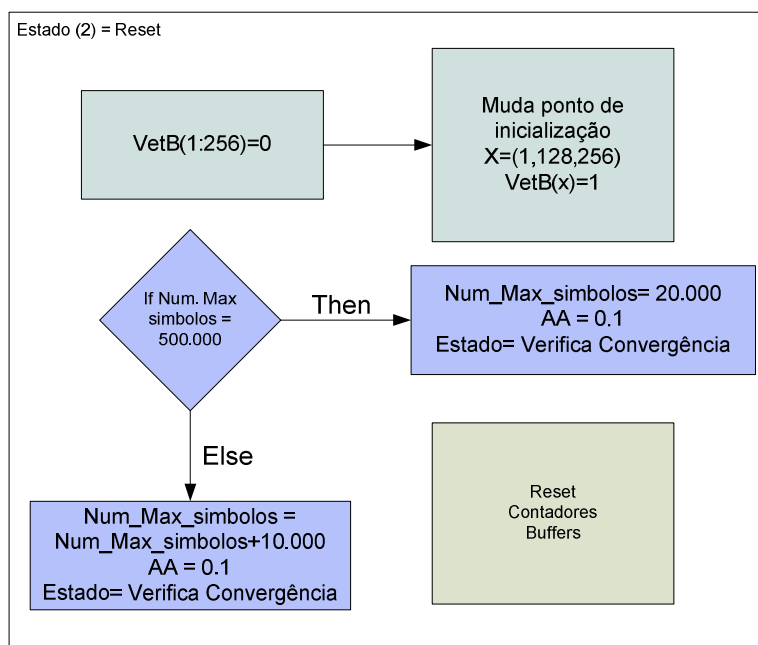


Figura 4-6 Inicialização automática – Bloco reset.

O estado (2) ou estado de reset controla o ponto de inicialização, o período da análise de convergência do estado (0) e o reset dos contadores usados pela máquina de estados. A mudança de estado - estado (0) para estado (2) - informa que não foi detectada convergência para o ponto de inicialização em questão no período delimitado pelo “Num\_Max\_simbolos” dinâmico. A tomada de decisão além do reset dos contadores definido como *default*, sistematicamente segue os seguintes passos: O ponto de inicialização que inicialmente foi definido como *default* na posição central do filtro (posição “128”) é modificado para o início do filtro (posição “1”). Não detectada a convergência do equalizador no período estipulado por “Num\_Max\_simbolos” esse ponto é novamente modificado para o final do filtro (posição “256”). O período de análise de convergência no estado (0) é outra variável importante, independente do ponto de inicialização estar correto, é necessário um período mínimo para

constatação de convergência através da análise de “AA” e “AB”. Esse período controlado por “Num.\_Max\_simbolos” dinâmico por *default* é inicializado em 20.000 amostras, após o *shift* das três posições de inicialização o valor de “Num.\_Max\_simbolos” é incrementado de 10.000 amostras e o valor de (AA = 0.1). Como a média móvel faz a análise das amostras baseado em um valor cumulativo do erro, ao longo do processo de busca, esse valor pode aumentar muito além do *Threshold* em casos de busca e não obtenção de sucesso. Em caso de reset e aumento do período de busca, “AA” recebe o valor do *Threshold* a fim de inicializar o processo de busca partindo de um valor limite evitando o efeito memória do acumulador. Esse loop segue até a condição de reset em 500.000 amostras quando todos os valores são resetados. Outra condição de reset é caracterizada pela mudança de estado - estado(1) para estado (0) - informando que o sistema instabilizou após uma detecção de convergência. As tomadas de decisões seguem os passos descritos anteriormente com o intuito de buscar o novo ponto de inicialização. Cabe salientar que os valores estipulados de tempo definido por “Num.\_Max\_simbolos” dinâmico e a definição da ordem e dos pontos de inicialização foram baseados nos efeitos de canais descritos na Seção 2.3.

### 4.3. Resultados

Visando demonstrar a contribuição da inicialização automática ao processo de equalização a comparação entre a abordagem manual definindo o melhor e o pior ponto de inicialização e a proposta automatizada será verificado a seguir.

#### 4.3.1 – Desempenho comparativo entre os equalizadores com inicialização automática X *Standard* submetidos ao canal Brasil A estático, (Seção 2.3).

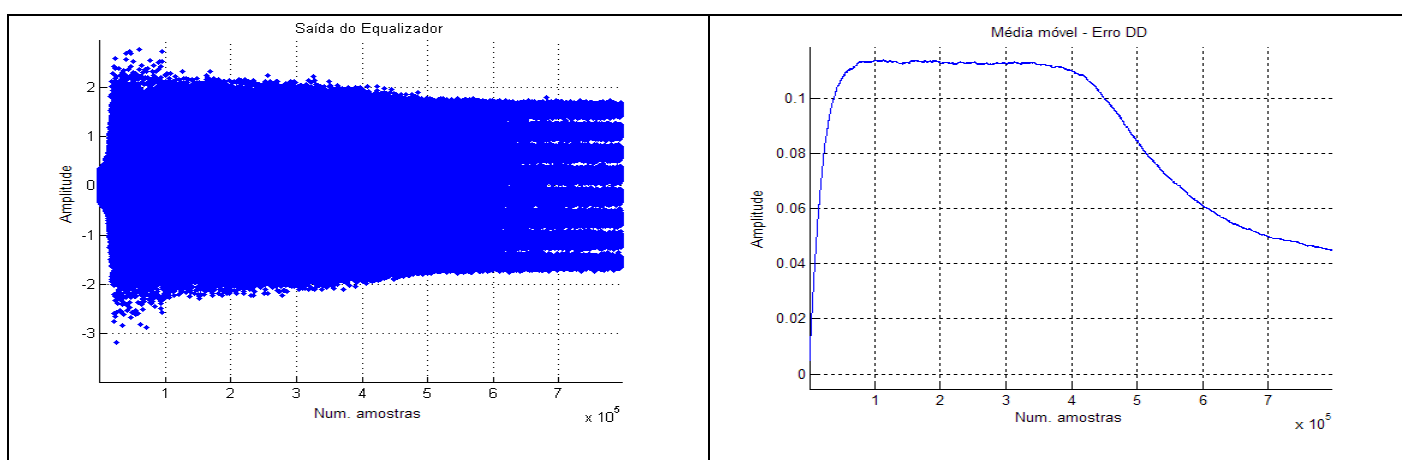


Figura 4-7 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil A estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (1).

O sinal de erro da média móvel define o ponto de convergência em aproximadamente 450.000 amostras onde é satisfeito as duas condições de detecção de convergência – ( $AA < Threshold$ ) e ( $AA < AB$ ).



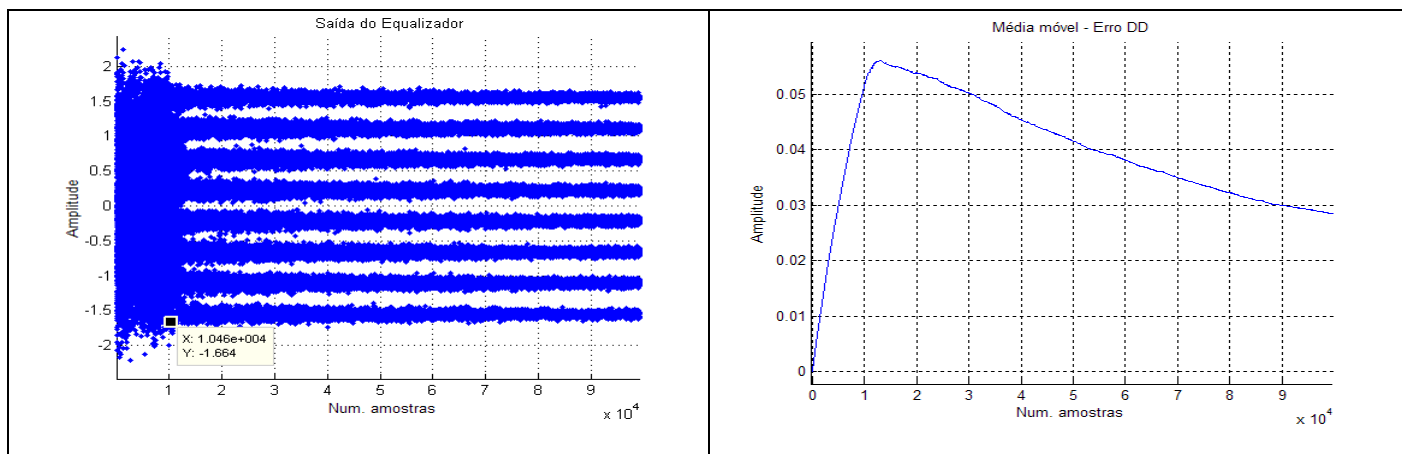


Figura 4-8 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil A estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (256).

O ponto ótimo de inicialização para o canal em questão se localiza na posição (256) do filtro. O valor de erro diminui antes de atingir o *Threshold* caracterizando convergência em aproximadamente 12.000 amostras.

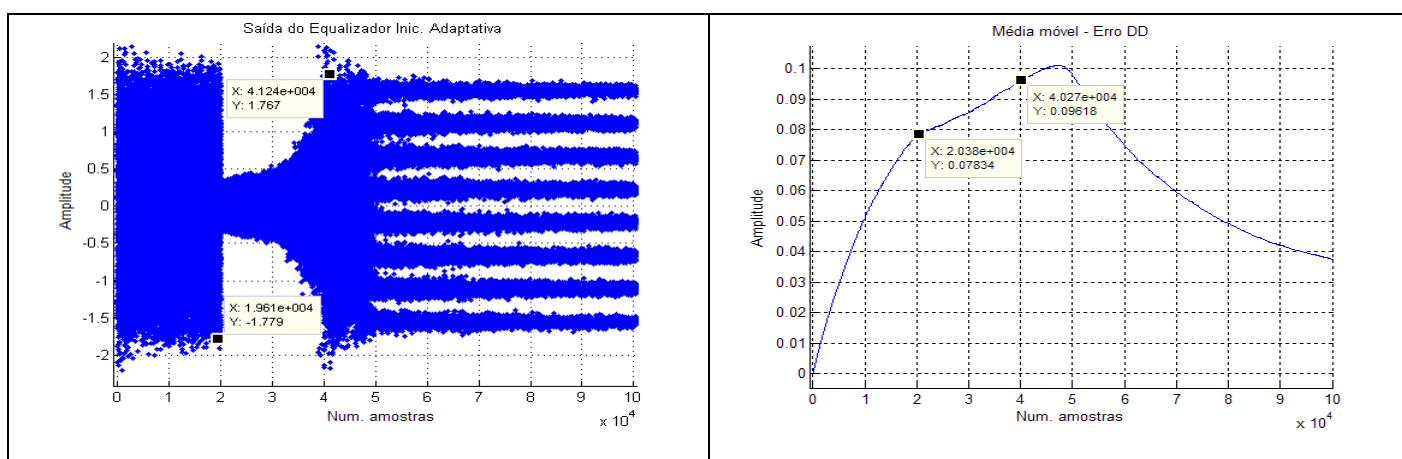


Figura 4-9 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil A estático, inicialização automática atuando.

A Figura 4-9 apresenta o funcionamento da inicialização automática. O filtro é inicializado na posição central (128). Após 20.000 amostras, apesar de “AA” ser inferior ao

*Threshold* estabelecido, o mesmo é maior que “AB” caracterizando aumento do erro e ausência de convergência do sinal de saída. O sistema de inicialização entra em estado de reset e modifica o ponto de inicialização para a posição (1). Após um período de 20.000 amostras, novamente, o valor de “AA” é maior que “AB” caracterizando ausência de convergência. A máquina de estados entra em modo de reset modificando o ponto de inicialização para a posição (256) – posição ótima – onde em aproximadamente 10.000 amostras o valor de “AA” é inferior ao *Threshold* e menor que “AB” caracterizando diminuição do erro e satisfazendo as duas condições de detecção de convergência. Ao final do processo de busca, em aproximadamente 50.000 amostras o equalizador obtém convergência do sinal de saída, comparativamente ao pior caso - Figura 4-7 - a inicialização automática demonstra ser 9 vezes mais rápida.

#### 4.3.2 – Desempenho comparativo entre os equalizadores com inicialização automática X *Standard* submetidos ao canal Brasil B estático, (Seção 2.3).

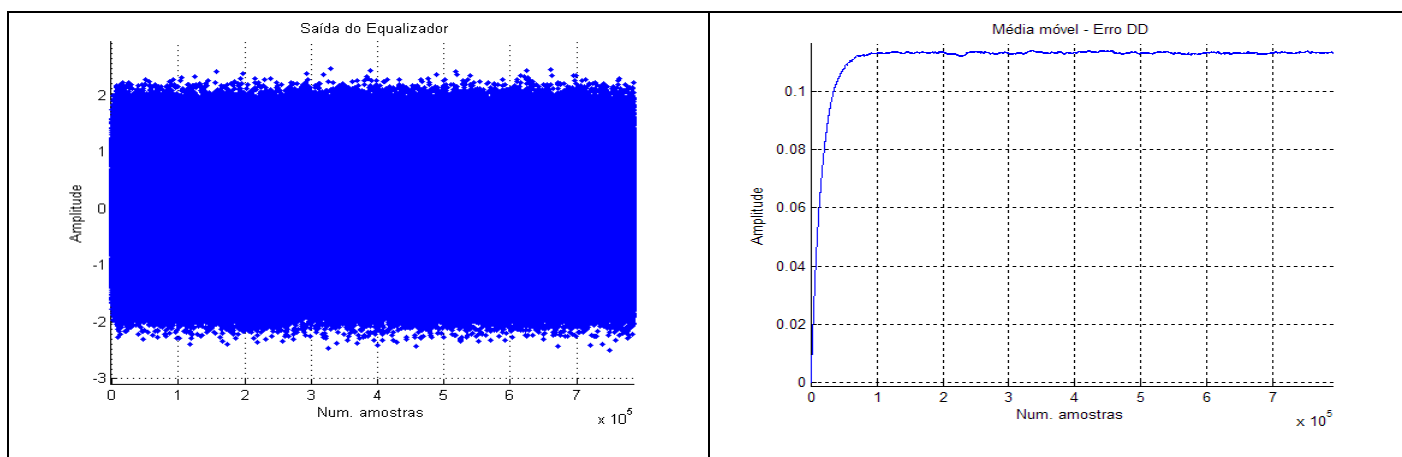


Figura 4-10 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil B estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (1).

Após 800.000 amostras não existe tendência de convergência. O valor do erro da média móvel está acima do *Threshold* e mantém um valor de erro constante.

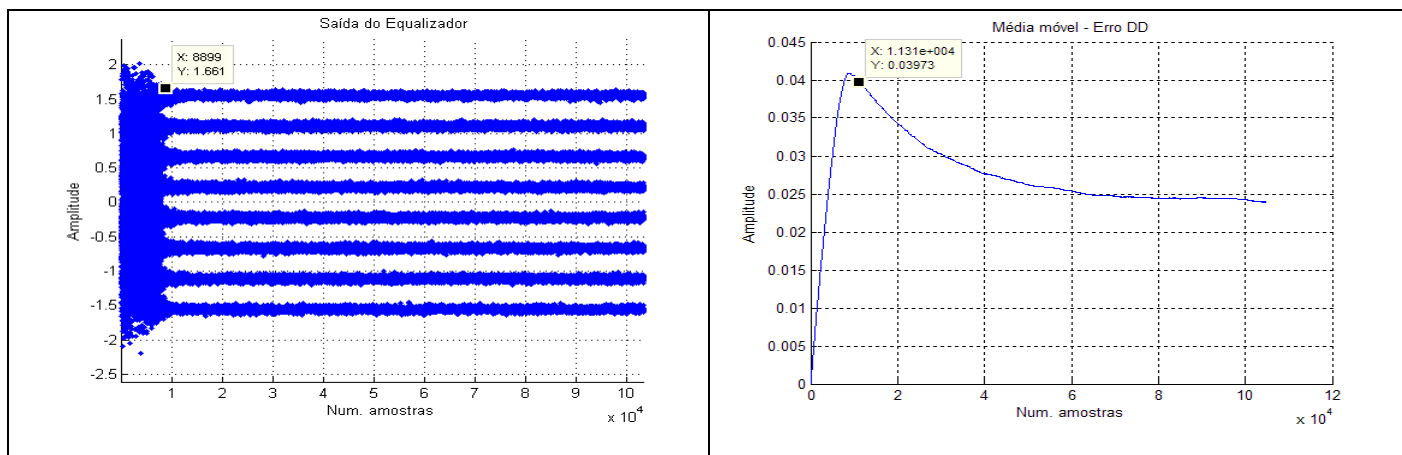


Figura 4-11 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil B estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (256).

A Figura 4-11 representa o melhor ponto de inicialização do filtro na posição (256). O sinal de saída apresenta convergência antes de 10.000 amostras. O gráfico de média móvel apresenta a queda do erro muito antes do valor do *Threshold* confirmando a convergência do sinal de saída do equalizador.

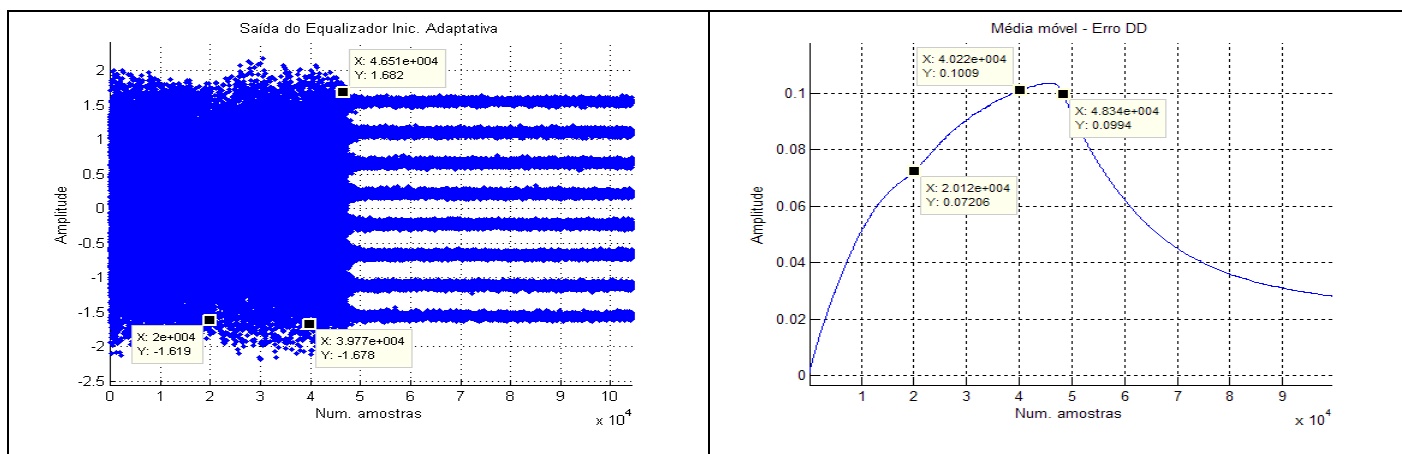


Figura 4-12 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil B estático, inicialização automática atuando.

A máquina de estados que controla o processo de inicialização automática percorre os pontos de inicialização buscando a verificação de convergência do sinal de saída. Após percorrer os 3 pontos de inicialização, na posição (256) em aproximadamente 50.000 amostras as condições de convergência são satisfeitas. No período simulado, a inicialização automática demonstrou ser no mínimo 16 vezes mais rápida que o pior caso - Figura 4-10.

#### 4.3.3 – Desempenho comparativo entre os equalizadores com inicialização automática X *Standard* submetidos ao canal Brasil C estático, (Seção 2.3).

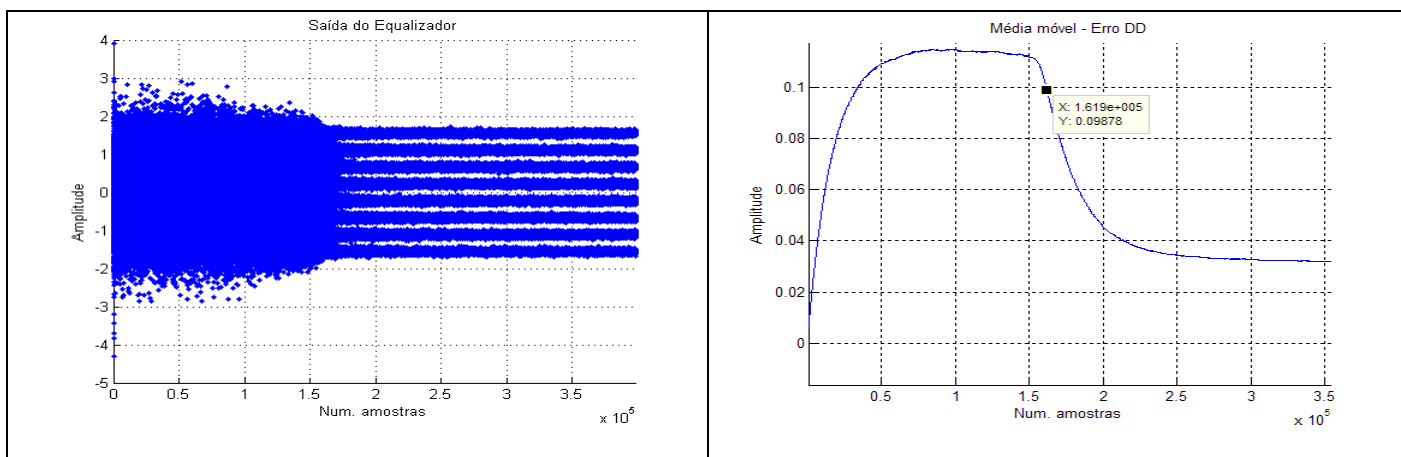


Figura 4-13 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil C estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (256).

Para o canal Brasil C, o ponto de inicialização do filtro que determina o maior período de convergência está localizado na posição (256). O sinal de erro da média móvel define o ponto de convergência em aproximadamente 160.000 amostras onde são satisfeitas as duas condições de detecção de convergência.

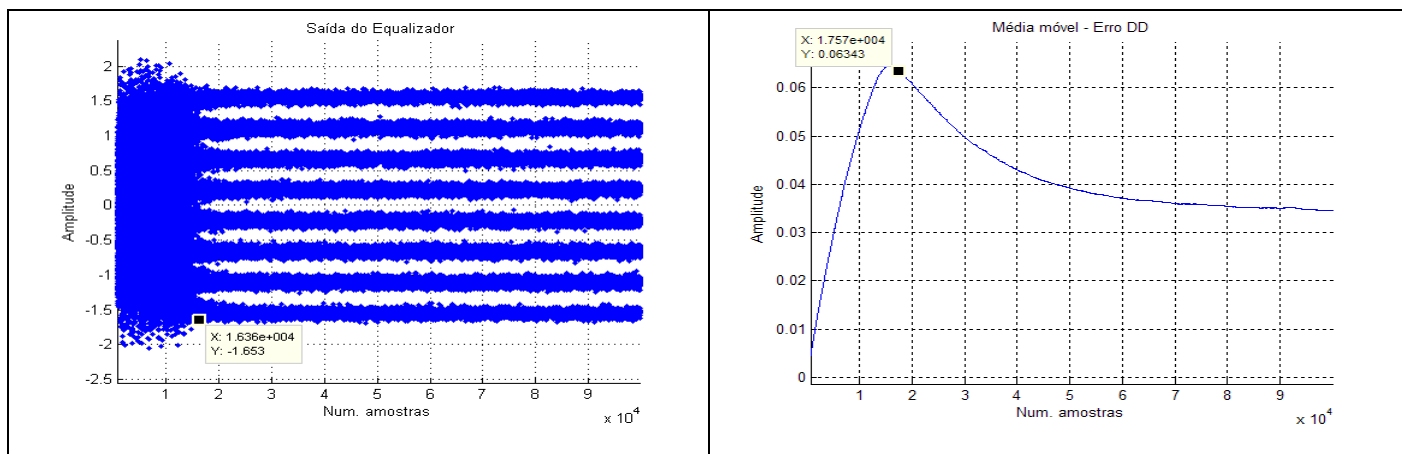


Figura 4-14 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil C estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (1).

O ponto ótimo de inicialização é definido pela posição (1) do filtro onde o período de convergência se verifica em aproximadamente 17.000 amostras.

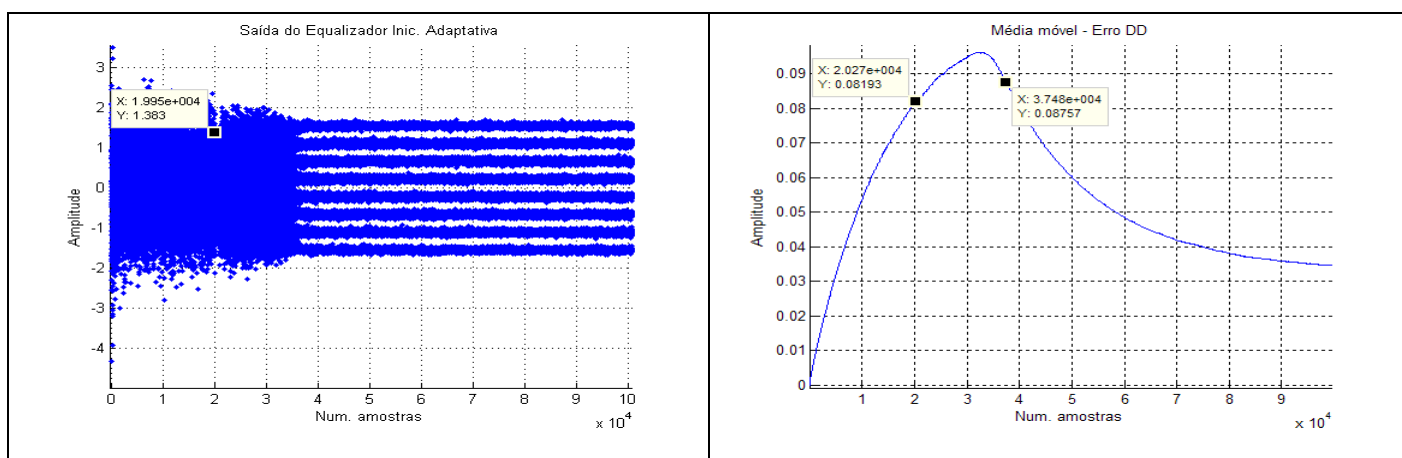


Figura 4-15 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil C estático, inicialização automática atuando.

Durante o período inicial de 20.000 amostras não é detectado convergência para o ponto de inicialização na posição (128), após a condição de reset, o ponto correto de inicialização é encontrado. Em aproximadamente 38.000 amostras o algoritmo de

inicialização automática detecta convergência. Comparativamente ao pior caso - Figura 4-13 - a inicialização automática demonstra ser 4 vezes mais rápida.

**4.3.4 – Desempenho comparativo entre os equalizadores com inicialização automática X *Standard* submetidos ao canal Brasil D estático, (Seção 2.3).**

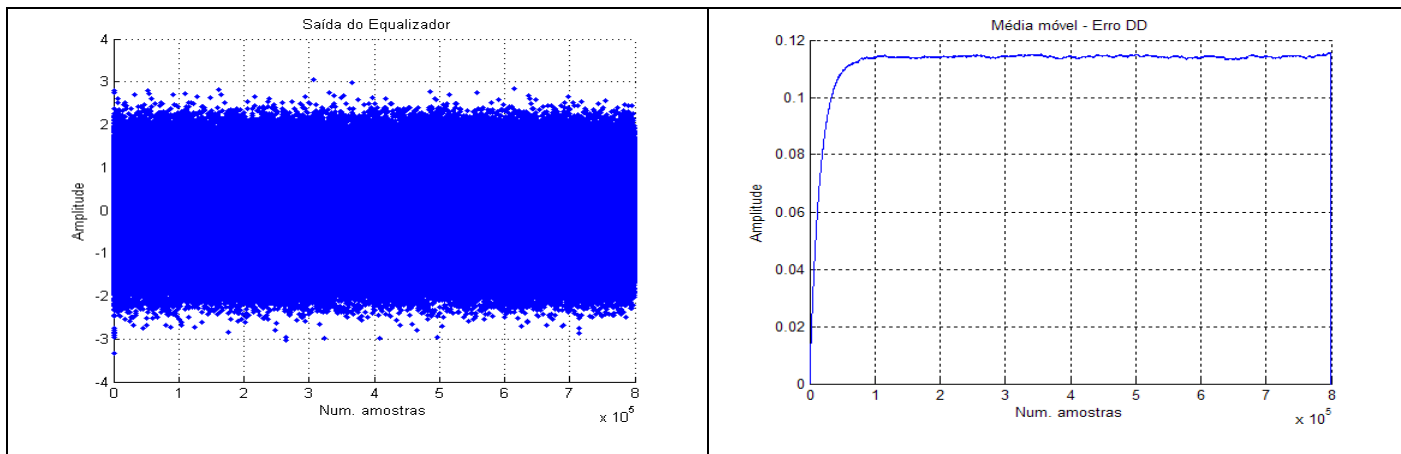


Figura 4-16 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil D estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (256).

Para o canal Brasil D, o ponto de inicialização do filtro que determina o maior período de convergência está localizado na posição (256). Após 800.000 amostras não existe tendência de convergência. O valor do erro da média móvel está acima do *Threshold* e mantém um valor de erro constante confirmando a ausência de convergência.

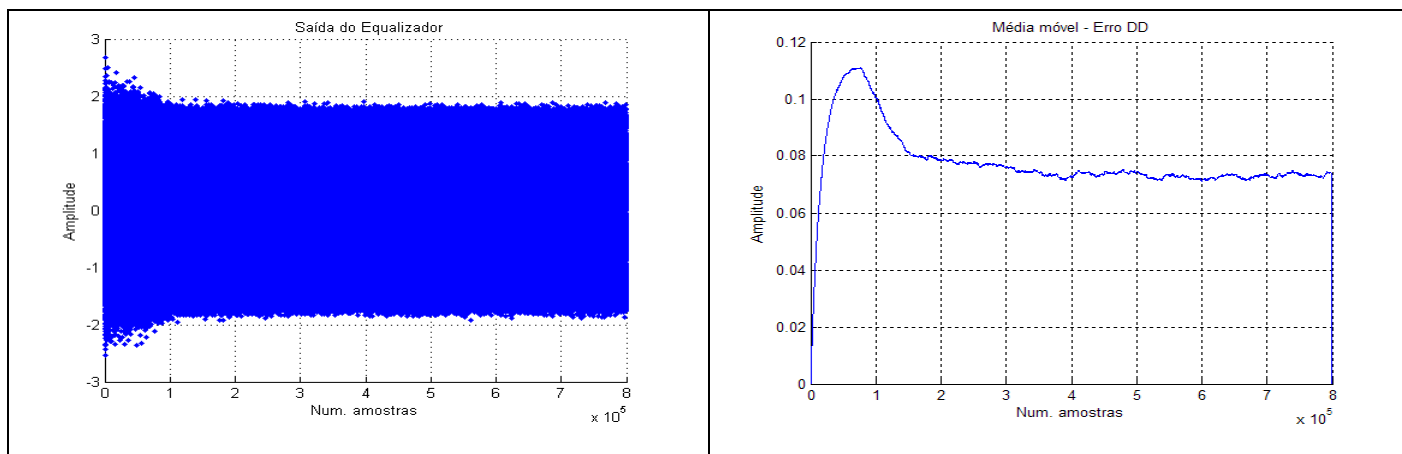


Figura 4-17 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil D estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (1).

O ponto ótimo de inicialização é definido pela posição (1) do filtro onde o período de convergência se verifica em aproximadamente 110.000 amostras. Devido à baixa qualidade de sinal, os símbolos se apresentam dispersos em relação aos níveis 8VSB. A convergência pode ser verificada pela diminuição do erro abaixo do *Threshold* em aproximadamente 110.000 amostras ou pela - Figura 3-9 - que ilustra a diminuição do MSE abaixo do *Threshold* indicando que os valores de símbolos são decodificáveis pelo demodulador.

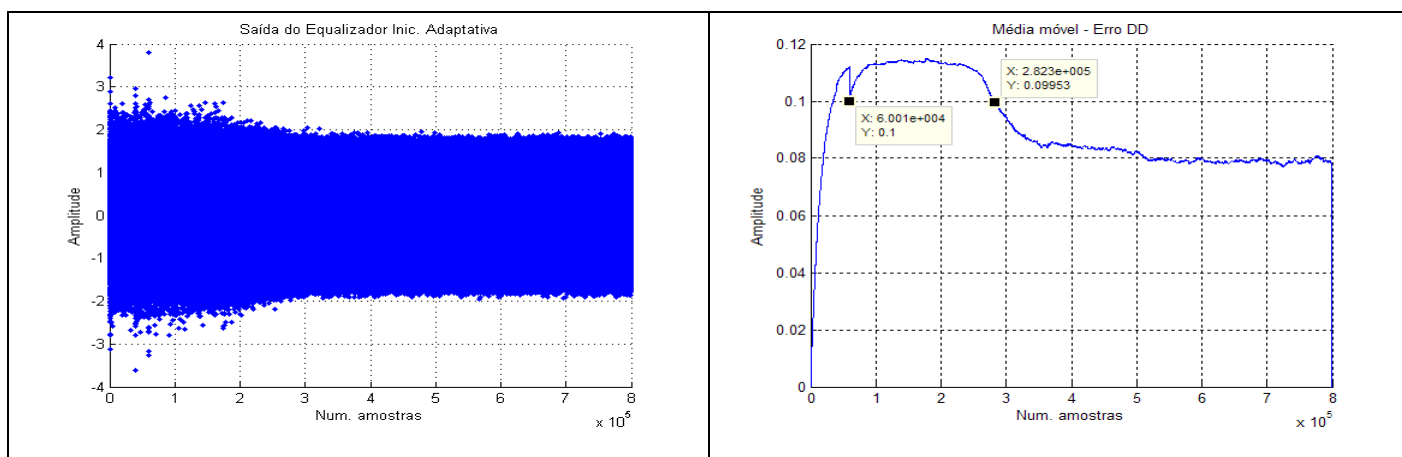


Figura 4-18 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil D estático, inicialização automática atuando.

Em 60.000 amostras o algoritmo de inicialização automática percorre os três pontos de inicialização sem detecção de convergência. A - Figura 4-17 - ilustra o ponto ótimo de inicialização e define que para o *profile* de canal em questão o período mínimo para detecção de convergência tem duração de 110.000 amostras. A fim de diminuir o tempo de simulação, o incremento de “Num\_Max\_simbolos” foi alterado de 10.000 para 100.000 amostras. Após percorrer os três pontos de inicialização, o valor de “AA” recebe o valor do *Threshold* a fim de minimizar o efeito cumulativo do erro, e inicia a nova busca a partir da posição (128) em um período de 120.000 amostras. Não detectado convergência para esse ponto o algoritmo entra em modo de reset e modifica o ponto de inicialização para a posição ótima (1) em um período de varredura de 120.000 amostras. Em aproximadamente 280.000 amostras o valor de erro cai abaixo do *Threshold* caracterizando convergência do sinal de saída. Comparativamente ao pior caso - Figura 4-16 - no período simulado, a inicialização adaptativa demonstrou ser no mínimo 2.8 vezes mais rápida.

#### 4.3.5 – Desempenho comparativo entre os equalizadores com inicialização automática X *Standard* submetidos ao canal Brasil E estático, (Seção 2.3).

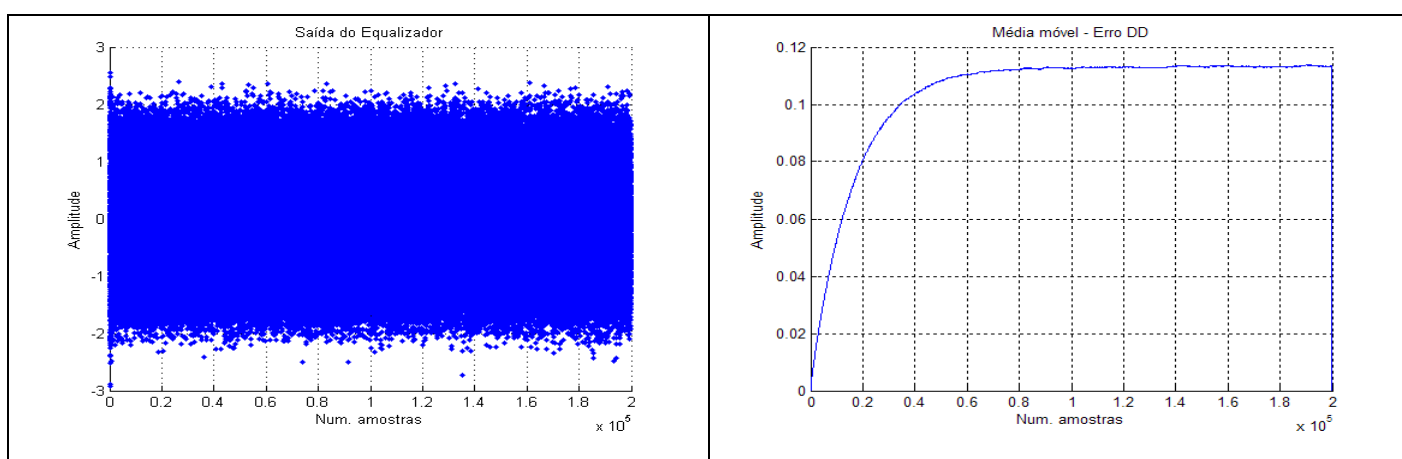


Figura 4-19 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil E estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (256).



Para o canal Brasil E, o ponto de inicialização do filtro que determina o maior período de convergência está localizado na posição (256). Após 200.000 amostras não existe tendência de convergência. O valor do erro da média móvel está acima do *Threshold* e mantém um valor de erro constante confirmando a ausência de convergência.

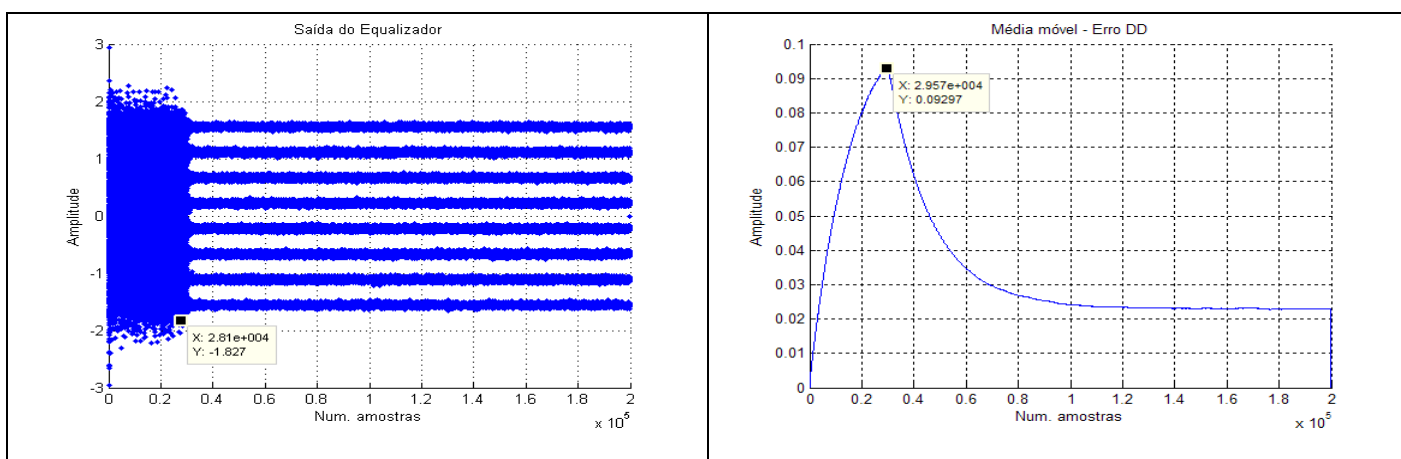


Figura 4-20 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil E estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (128).

Em aproximadamente 30.000 amostras se verifica convergência do equalizador para a inicialização do filtro na posição central (128), posição esta que não representa o ponto ótimo de inicialização.

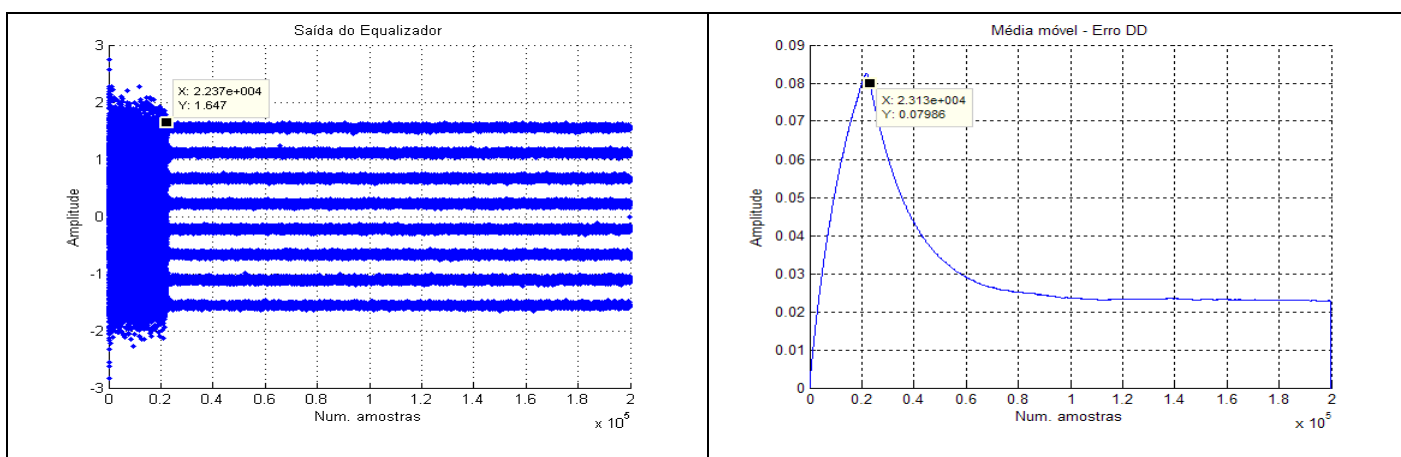


Figura 4-21 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil E estático, ponto de inicialização do vetor de coeficientes na posição (1).

Em aproximadamente 20.000 amostras se verifica convergência do equalizador para a inicialização do filtro na posição (1). Portanto, dentre os três pontos de inicialização a primeira posição do filtro define o ponto de menor período de convergência.

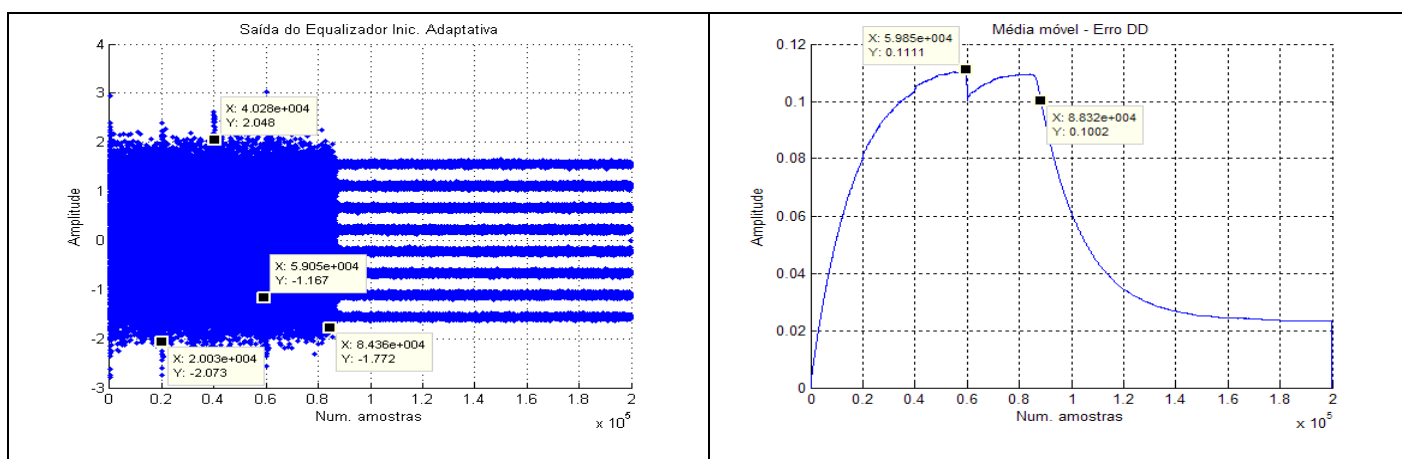


Figura 4-22 Sinal de saída do equalizador e da média móvel do erro do DD para o canal Brasil E estático, inicialização automática atuando.

Os gráficos das - Figuras 4-19, 4-20 e 4-21 - ilustraram que o ponto de inicialização que define o menor período de convergência se localiza na posição inicial do filtro – posição (1). Independente de essa posição determinar o menor período de convergência a heurística de busca da inicialização automática acaba elegendo outra posição como ótima. O exemplo da figura em questão ilustra que o ponto de convergência foi determinado a partir da posição (128) e não da posição (1). O período inicial de busca no estado (0) inicialmente é definido por (Num\_Max\_simbolos = 20.000 amostras), o valor de “AB” é atualizado pelo amostrador - Figura 4-3 - a cada 5000 amostras. No gráfico da - Figura 4-21 - que caracteriza o melhor ponto de inicialização a ultima atualização de “AB” antes da diminuição do erro encontra-se logo após as 20.000 amostras, dessa maneira a condição ( $AA < AB$ ) não será constatada porque a máquina de estados que controla a inicialização automática entra em estado de reset.

Após a condição de reset, o novo ponto de inicialização na posição (256) é definido e novamente no período de 20.000 amostras não é detectado convergência. O período de convergência representado por “Num\_Max\_simbolos” é incrementado de 10.000 amostras. O valor de “AA” recebe o valor do *Threshold* e o ponto de inicialização é definido pela posição (128). Em aproximadamente 90.000 amostras a convergência do sinal de saída é verificada. Mesmo não constatando convergência do sinal de saída no menor tempo possível, a inicialização automática demonstrou ser no mínimo 2 vezes mais rápida que o pior caso simulado ilustrado pela Figura 4-19.

## 5. CONCLUSÕES

Os resultados obtidos em simulação demonstraram que o equalizador com *Tap-Ranking*, submetido aos canais Brasil A e Brasil B, representativos de cenários de multipercurso menos severos, apresentam tempo de convergência similar ou muito próximo ao equalizador *Standard*. Além do tempo de convergência, foram analisados os MSE (*Mean Squared Error*) do equalizador DD e a MER (*Modulation Error Ratio*) como parâmetros de qualidade de sinal. Para esses canais, o equalizador com *Tap-Ranking* demonstrou melhor desempenho da qualidade de sinal MER frente ao equalizador *Standard*.

A diferença de performance dos equalizadores fica evidente nas simulações onde o sinal transmitido é submetido a canais mais severos, como Brasil C, Brasil D e Brasil E. Em relação ao período de convergência, os resultados obtidos sob operação com os canais Brasil C e D apresentaram resultados de convergência respectivamente em 10.000 amostras e 150.000 amostras para o equalizador com *Tap-Ranking*, enquanto o equalizador *Standard* não apresenta nenhuma tendência de convergência em 400.000 amostras. As simulações baseadas no canal Brasil E, demonstram que o equalizador com *Tap-Ranking* obtêm convergência do sinal de saída na metade do tempo do equalizador *Standard*.

Além do tempo de convergência, a qualidade de sinal medida pela MER apresenta desempenho superior da proposta *Tap-Ranking* em relação ao equalizador *Standard* em todas as simulações. Os testes realizados evidenciaram que, além do aumento no desempenho, o

equalizador com *Tap-Ranking* obtém convergência do sinal de saída para todos os *profiles* de canal a partir de passos de adaptação  $\eta_{CMA}$  e  $\eta_{DD}$  fixos. A fim de demonstrar que a redução do ruído adaptativo contribui significativamente ao processo de convergência independente dos passos adaptativos  $\eta_{CMA}$  e  $\eta_{DD}$ , modificamos seus valores com intuito de obter convergência para um canal que anteriormente não a obteve. Os exemplos em questão – (Seção 3 – Apêndice A) e (Seção 5 – Apêndice A) – demonstram que apesar da modificação dos passos adaptativos, o desempenho do equalizador com *Tap-Ranking* permanece superior ao equalizador *Standard*.

As simulações mostradas nas Seções 3.2.4.4, 3.2.4.5 e 7, 8, 9 do Apêndice A apresentam as medidas de desempenho em relação a variação da SNR e também indicam a diferença de performance do equalizador *Tap-Ranking* comparado ao *Standard*. Todas as simulações apresentam valores de MER superior e MSE inferior caracterizando convergência do sinal de saída e superior qualidade de sinal em todos os *profiles* de canal do equalizador *Tap-Ranking*.

O processo de inicialização automática avaliada a partir dos efeitos dos canais Brasil (Seção 2.3) demonstrou eficiência na busca do ponto de inicialização baseado em uma heurística simples e de baixo custo computacional. As simulações baseadas nos canais Brasil A, B, C, D e E demonstraram que o algoritmo encontrou o ponto de inicialização no menor tempo possível em todos os *profiles* de canal baseado nos parâmetros especificados de *Threshold*, “Num\_Max\_simbolos”, etc. A média móvel demonstrou ser um critério estável e confiável na avaliação do erro instantâneo do equalizador DD com o intuito de verificar a convergência do equalizador e definir os estados da máquina de estados que controla a inicialização automática.

A associação da inicialização automática e da alocação dinâmica de coeficientes incorporado ao PDAC representa um equalizador mais robusto no que diz respeito à capacidade de desconvolução temporal, e inteligente na busca do melhor ponto de inicialização. Essas características são apreciadas no cenário atual onde a demanda por receptores mais baratos e autônomos cresce juntamente com a necessidade do aumento de transmissão de dados.

Além das características técnicas envolvidas nessa dissertação, fica a marca do desenvolvimento tecnológico puramente nacional em áreas de excelência navegadas por desenvolvedores tipicamente internacionais.

## 6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] F. C. C. De Castro, “Desconvolução Autodidata Concorrente para Equalização de Canais de Comunicação”, Tese de Doutorado, UNICAMP, março, 2001.
- [2] F. C. C. De Castro, M. C. F. De Castro and D. S. Arantes. "Concurrent Blind Deconvolution for Channel Equalization", IEEE Intern. Conf. On Comm. ICC2001, pp. 366-371, Helsinki, Finland, June 2001.
- [3] D. N. Godard, “Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems”, IEE Transactions on Communications, COM-28, pp. 1867-1875, novembro 1980.
- [4] R. W. Lucky, “Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication Systems”, Bell Systems Technical Journal, vol. 45, no. 2, pp. 255-286, Fevereiro 1966.
- [5] R.D. Strum e D.E. Kirk, First Principles of Discrete Systems and Digital Signal Processing, Addison-Wesley, 1989.
- [6] J. R. Treichler, I. Fijalkow e C.R. Johnson Jr., “Fractionally-Spaced Equalizers: How Long Should They Really Be?”, *Signal Processing Magazine*, vol. 13, no. 3, pp. 65-81, Maio 1996.
- [7] John G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [8] Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed., Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1996.
- [9] J. R. Treichler, M. G. Agee, “A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals”, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Abril 1983.
- [10] Papoulis, Probability, Random Variables and Stochastic Processes, McGraw-Hill, 1965.
- [11] Y. Sato, “A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude Modulated Systems”, IEEE Transactions on Communications, vol. COM-23, no. 6, Junho 1975.

- [12] J. P. LeBlanc, “Effects of Source Distributions and Correlation on Fractionally Spaced Blind Constant Modulus Algorithm Equalizers”, Ph.D. Thesis, Cornell University, Ithaca, New York, USA, Agosto 1995.
- [13] S. Chen “Low complexity concurrent constant modulus algorithm and soft decision directed scheme for blind equalization”, IEE Proceedings on Vision, Image and Signal Processing, vol 150, pp. 312–320, 2003.
- [14] L. Ortolan, T.L.S. Santos, M.C.F. De Castro, F.C.C. De Castro, “Blind concurrent beamformer”, Electronics Letters, vol 43, issue 1, pp. 5-6, 2007.
- [15] F. D'Agostini, S. Carboni, M.C.F. De Castro, F.C.C. De Castro and D.B.M. Trindade, “Adaptive Concurrent Equalization Applied to Multicarrier OFDM Systems”, IEEE Transactions on Broadcasting, vol 54, pp 441– 447, 2008.
- [16] R. W. Chang, “Synthesis of band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission”, Bell Systems Technical Journal, vol. 45, pp. 1775-1796, dezembro 1966.
- [17] B. Lin, R. He X. Wang B. Wang, “Excess MSE analysis of the concurrent constant modulus algorithm and soft decision-directed scheme for blind equalization”, IET Signal Processing, vol. 2, pp. 147–155, 2008.
- [18] F.A.C.M. Cardoso, “Aplicação de Antenas Inteligentes e Equalização em Sistemas WCDMA/HSDPA”, PhD Thesis, Universidade Estadual de Campinas – NICAMP, Campinas, SP, Brazil, December 2004.
- [19] ITU Radiocommunication Study Groups: Document 6E/TEMP/131-E, Guidelines and Techniques for The Evaluation of DTTB Systems, março 2003.
- [20] [http://www.rthk.org.hk/about/digitalbroadcasting/DSBS/TEEG\\_REPORT\\_ADTB\\_T\\_3.pdf](http://www.rthk.org.hk/about/digitalbroadcasting/DSBS/TEEG_REPORT_ADTB_T_3.pdf)
- [21] Results of the Laboratory Evaluation of an 8 MHz ADTB-T Television System for Terrestrial Broadcasting for HDTV Teeg China, Final Report (Version 3.0), Prepared by the Communications Research Centre Canada for HDTV TEEG CHINA, January 15, 2003.
- [22] [http://crc.ca/en/html/crc/home/research/broadcast/television\\_systems](http://crc.ca/en/html/crc/home/research/broadcast/television_systems)
- [23] Advanced Television Systems Committee, ATSC Digital Television Standard (A/53) Revision E, with Amendments No. 1 and 2, 27 december 2005.
- [24] Sandeep Mukherjee, Ruchir pandey – Department of Eletronics & Communication Engineering National Institute of Tecnology Rourkela 2007 – Design and



Implementation of PRBS Generator Using VHDL.

- [25] National Instruments - <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/3652>
- [26] X. Wei, D. G. M. Cruickshank, B. Mulgrew, and F. Riera-Palou “A Unified Approach to Dynamic Length Algorithms for Adaptive Linear Equalizers” IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 55, no. 3, March 2007.
- [27] Schildt, Herbert – 3<sup>o</sup> edição – Markron Books – C Completo e total

## Apêndice A

Resultados comparativos entre os equalizadores *Tap-Ranking* e *Standard* avaliando período de convergência em número de amostras, MER (Seção 3.2.2) e MSE (Seção 3.2.1).

### 1- Sinal transmitido submetido aos efeitos de canal Brasil B estático, (Seção 2.3).

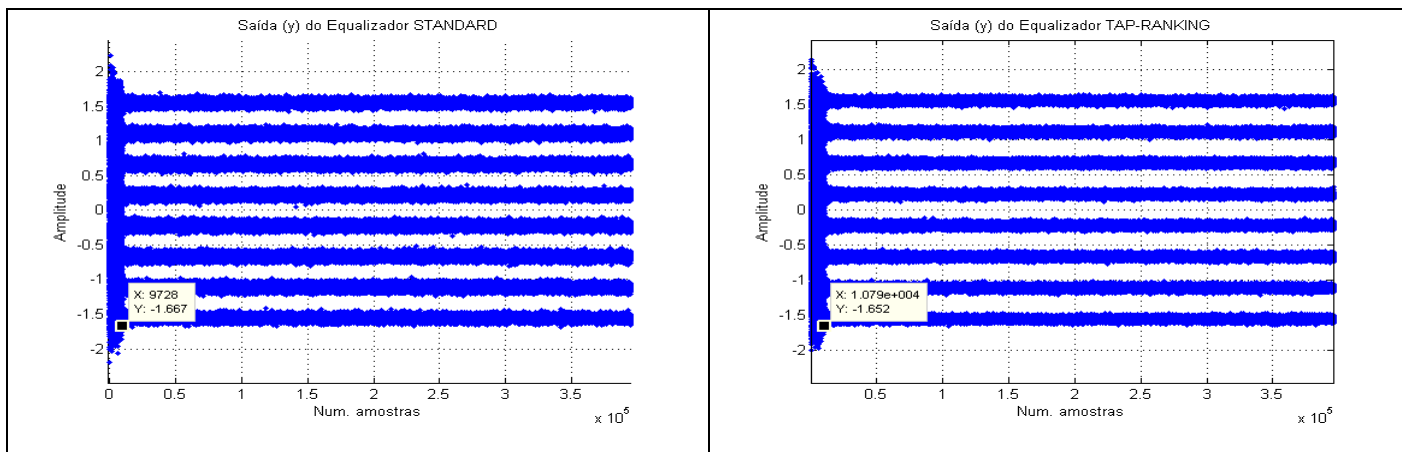


Figura A 1 Saída dos equalizadores modulada em 8VSB, SNR: 35dB, *Simbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (256), canal Brasil B estático.

Note que para canais menos severos como Brasil B os equalizadores apresentam período de convergência do sinal de saída muito similares.

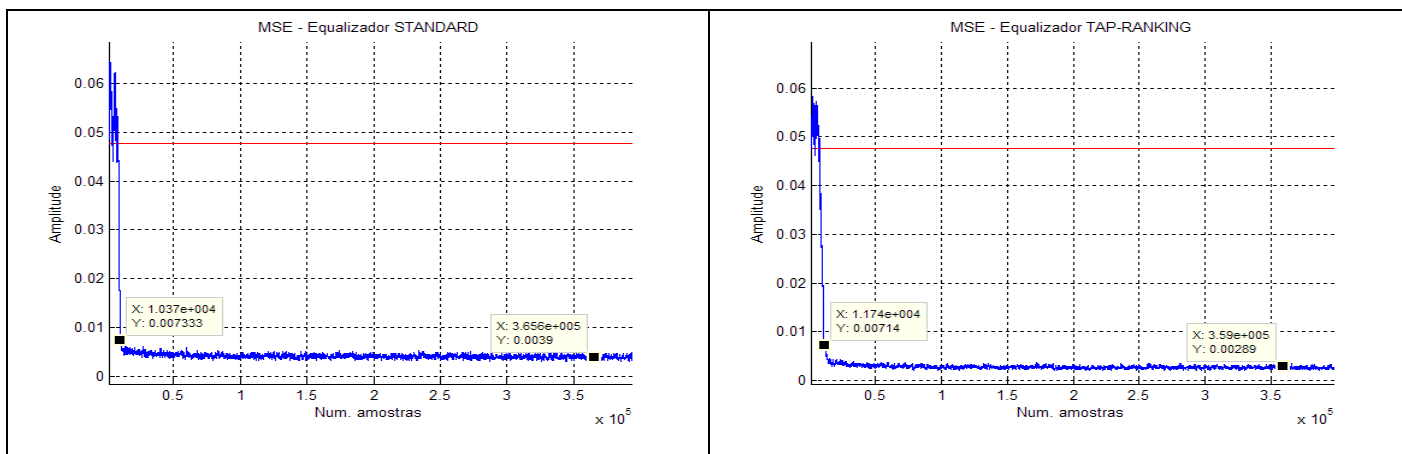


Figura A 2 MSE, SNR: 35dB, *Simbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (256), canal Brasil B estático.

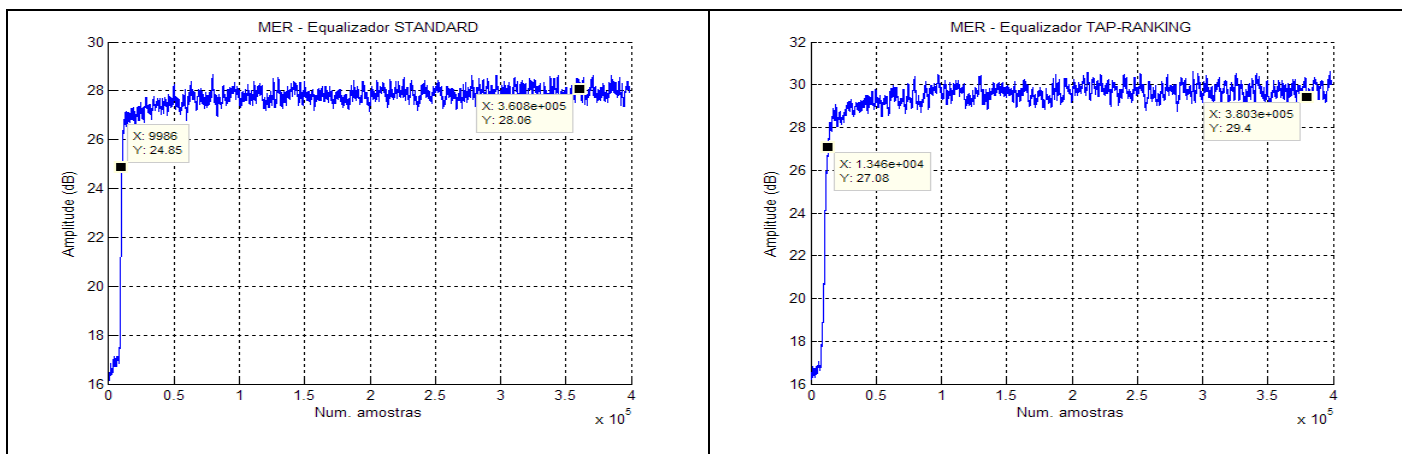


Figura A 3 MER, SNR: 35dB, *Simbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (256), canal Brasil B estático.

O indicador de qualidade MER apresenta valores de aproximadamente 28dB para o equalizador *Standard* enquanto a versão *Tap-Ranking* no mesmo período (regime permanente – após 350.000 amostras) apresenta valores de aproximadamente 30 dB.

## 2- Sinal transmitido submetido aos efeitos de canal Brasil B dinâmico, (Seção 2.3).

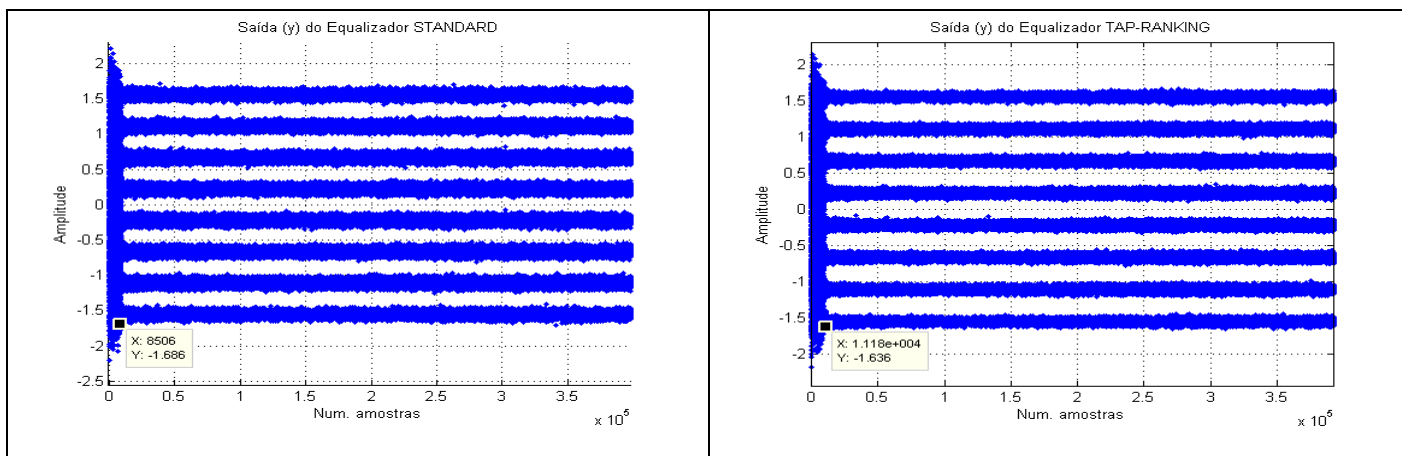


Figura A 4 Saída dos equalizadores modulada em 8VSB, SNR: 35dB, *Simbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (256), canal Brasil B dinâmico.

Para o canal Brasil B dinâmico ambos os equalizadores apresentam mesmo período de convergência do sinal de saída, porém os níveis 8VSB do equalizador *Tap-Ranking* estão mais bem definidos em relação ao *Standard*. A dispersão dos símbolos em relação aos níveis 8VSB se reflete em qualidade de sinal.

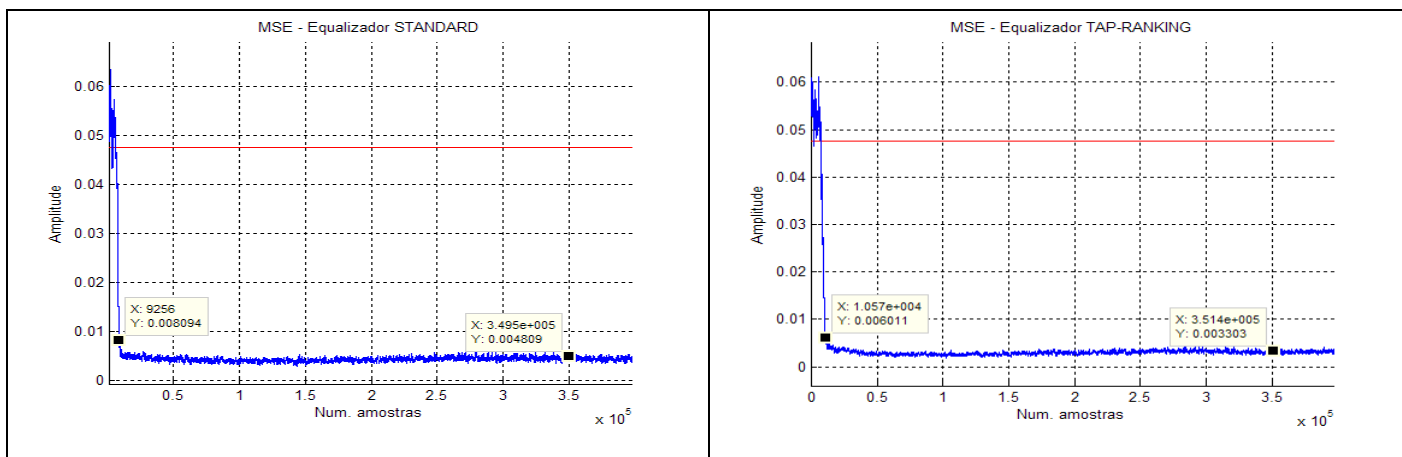


Figura A 5 MSE, SNR: 35dB, *Symbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (256), canal Brasil B dinâmico.

Note que mesmo sob efeitos de canais dinâmicos a diferença de desempenho permanece. O MSE (regime permanente – após 350.000 amostras) do equalizador *Tap-Ranking* é de aproximadamente 0.0033 enquanto no mesmo período para o equalizador *Standard* esse valor é de 0.0048.

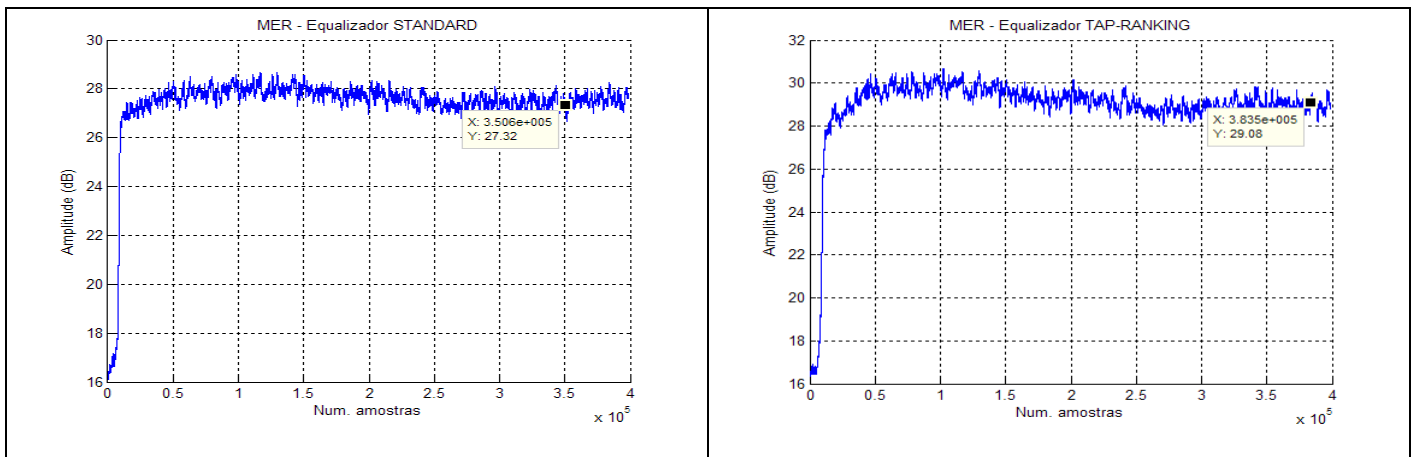


Figura A 6 MER, SNR: 35dB, *Simbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (256), canal Brasil B dinâmico.

A diferença no valor da MER continua de aproximadamente 2dB comprovando o melhor desempenho do equalizador com *Tap-Ranking*.

### 3- Sinal transmitido submetido aos efeitos de canal Brasil C estático, (Seção 2.3).

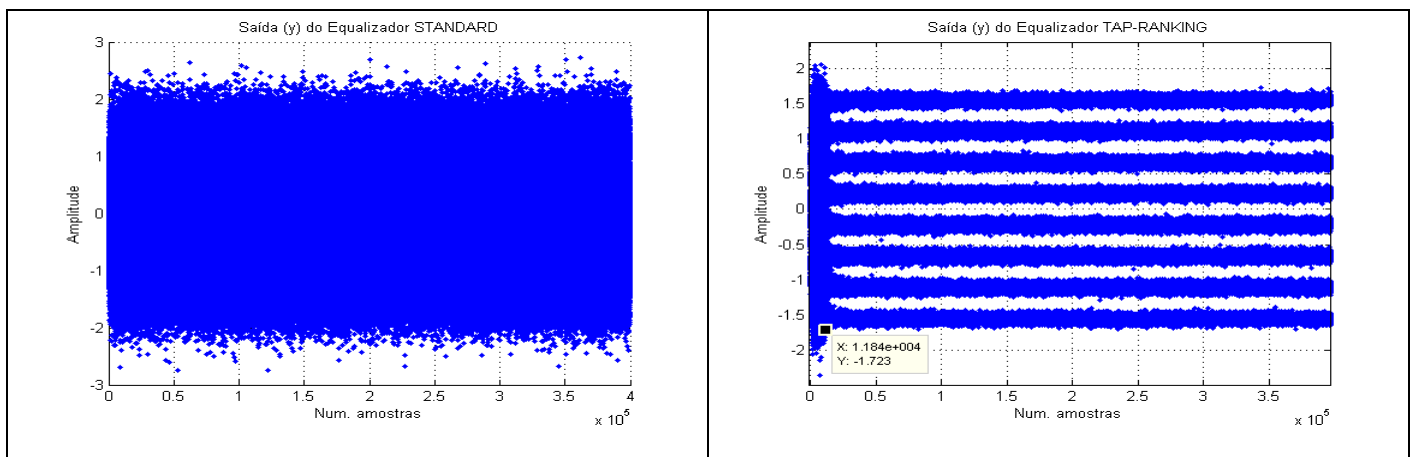


Figura A 7 Saída dos equalizadores modulada em 8VSB, SNR: 35dB, *Simbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C estático.

Note que para efeitos de canais mais severos a diferença de desempenho entre os equalizadores torna-se mais evidente. O equalizador com *Tap-Ranking* apresenta

convergência em aproximadamente 10.000 amostras, enquanto a versão *Standard* não apresenta nenhuma tendência de convergência em 400.000 amostras.

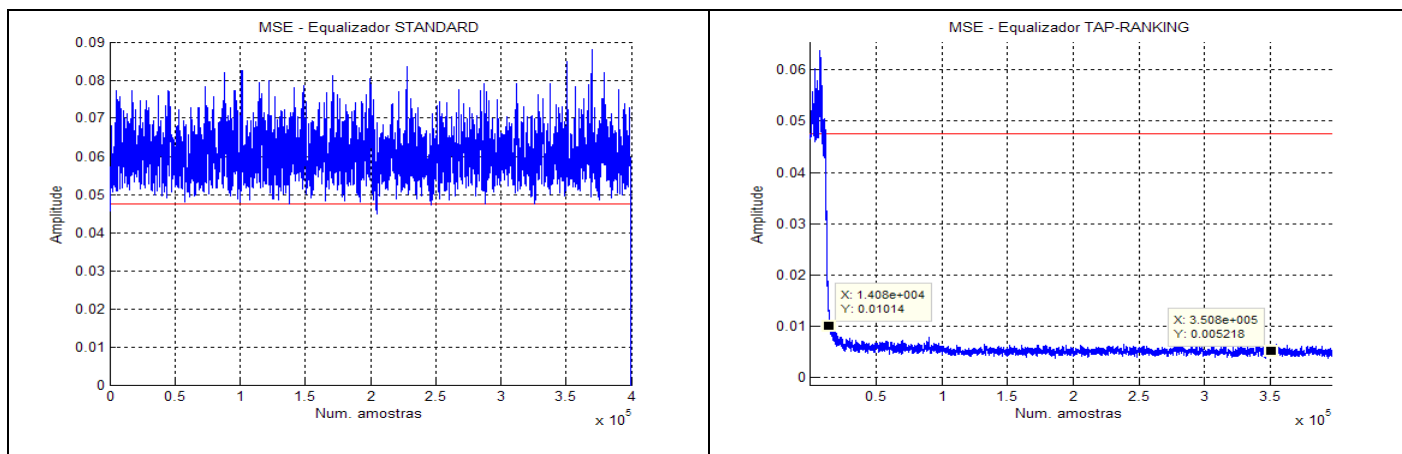


Figura A 8 MSE, SNR: 35dB, *Simbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C estático.

Note que enquanto o valor de MSE do equalizador *Tap-Ranking* diminui rapidamente a versão *Standard* não apresenta valores decodificáveis pelo demodulador.

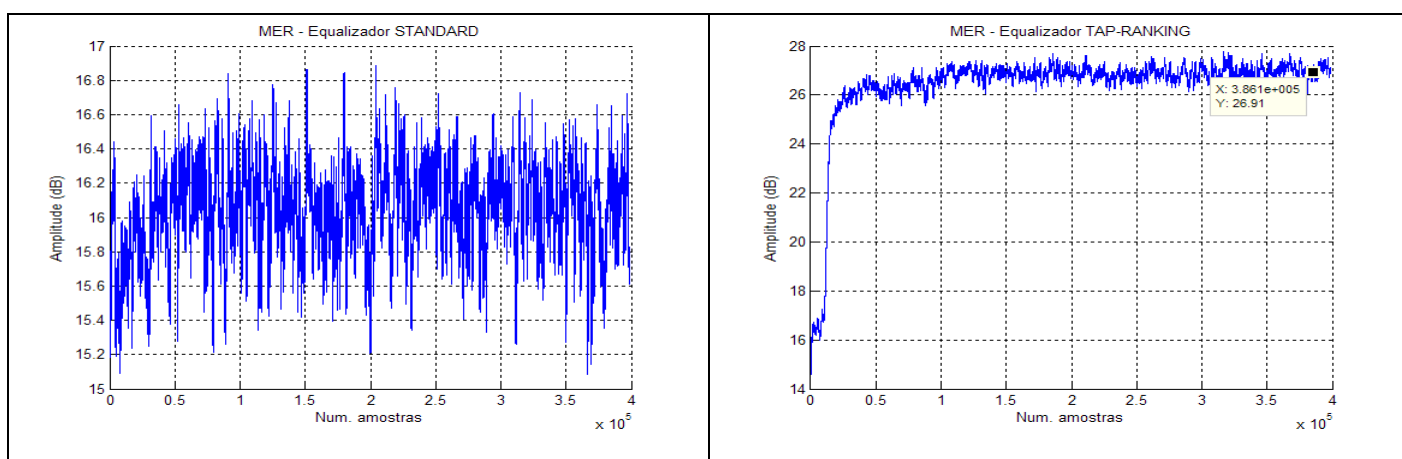


Figura A 9 MER, SNR: 35dB, *Simbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C estático.

#### 4- Sinal transmitido submetido aos efeitos de canal Brasil C dinâmico, (Seção 2.3).

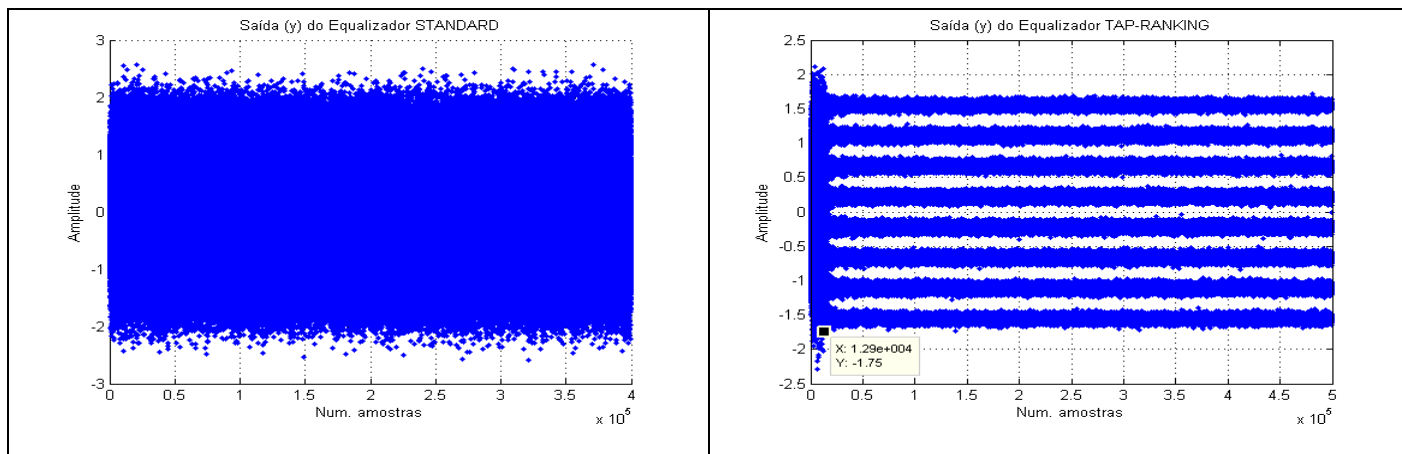


Figura A 10 Saída dos equalizadores modulada em 8VSB, SNR: 35dB, *Symbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C dinâmico.

Comparativamente ao experimento ilustrado pela Figura A7 podemos verificar que o desempenho do equalizador *Tap-Ranking* submetido a canais dinâmicos é similar.

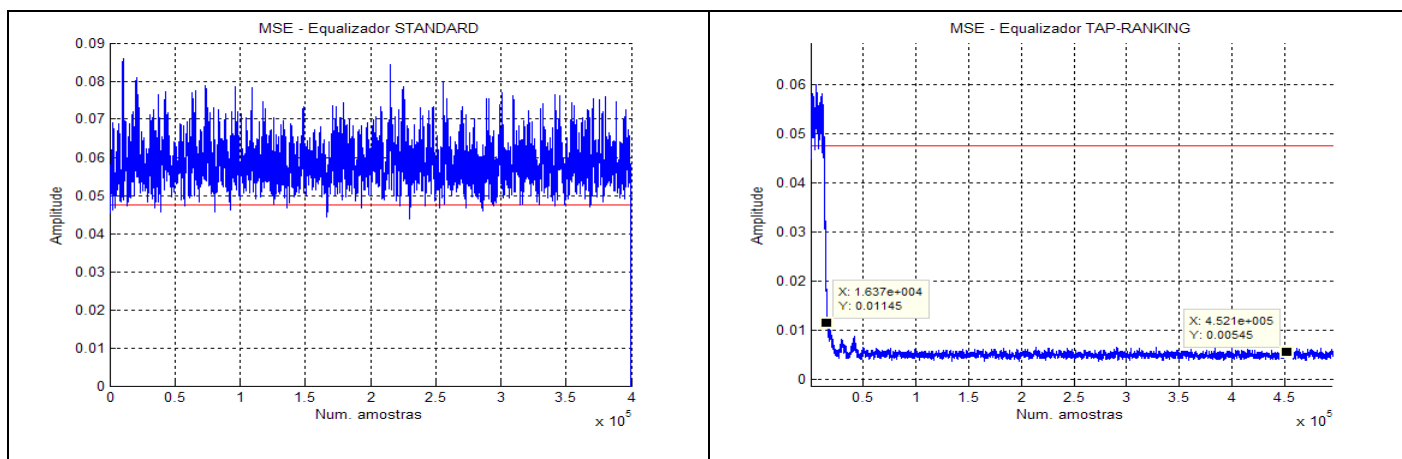


Figura A 11 MSE, SNR: 35dB, *Symbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C dinâmico.



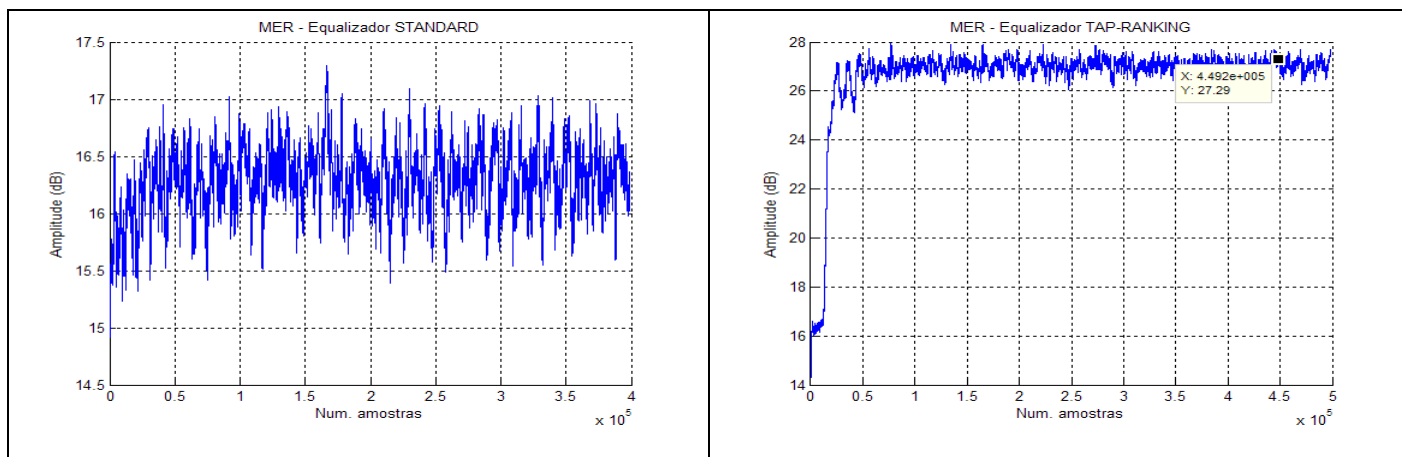


Figura A 12 MER, SNR: 35dB, *Symbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C dinâmico.

##### 5- Sinal transmitido submetido aos efeitos de canal Brasil C estático, (Seção 2.3) modificando os

passos de adaptação  $\eta_{CMA} = 4.5E-5$  e  $\eta_{DD} = 10 * (4.5E-5)$ .

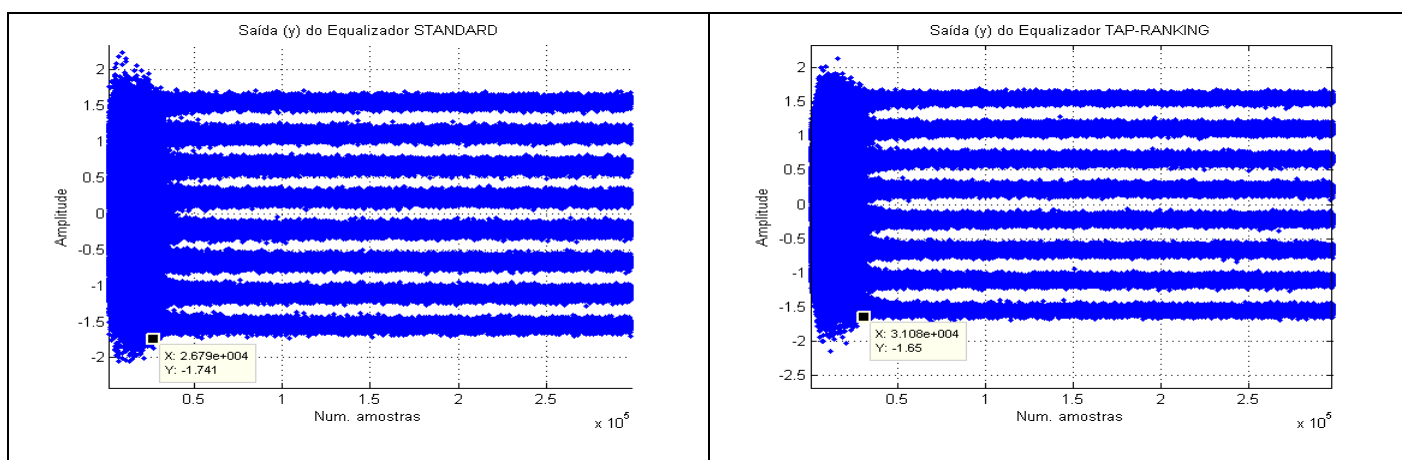


Figura A 13 Saída dos equalizadores modulada em 8VSB, SNR: 35dB, *Symbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C estático.

Com o intuito de demonstrar que a redução do ruído adaptativo efetivamente melhora a qualidade de sinal, foram modificados os passos adaptativos  $\eta_{CMA}$  e  $\eta_{DD}$  a fim de se obter convergência do equalizador *Standard* sob um efeito de canal que anteriormente não a obteve. Novamente os equalizadores foram testados sob as mesmas condições e avaliados a partir do

período de convergência e da qualidade de sinal através do MSE e da MER. O período de convergência de ambos equalizadores foram similares apresentando a saída equalizada em aproximadamente 30.000 amostras.

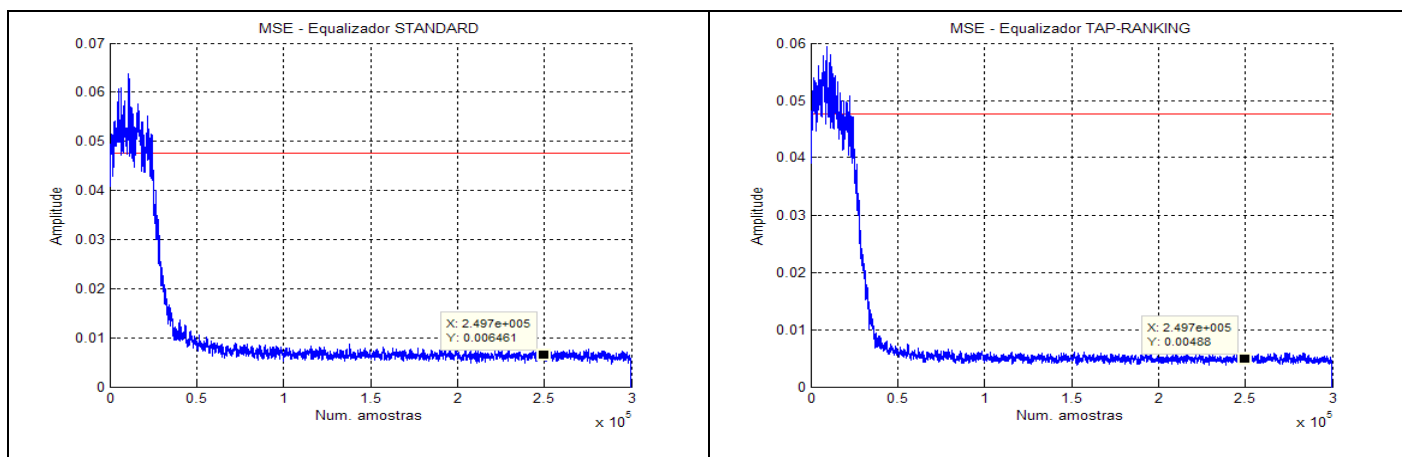


Figura A 14 MSE, SNR: 35dB, *Symbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C estático.

Note que o MSE para valores em regime (após 250.000 amostras) do equalizador *Standard* é de aproximadamente 0.0065 enquanto o equalizador *Tap-Ranking* para o mesmo período apresenta um valor de MSE de 0.0049.

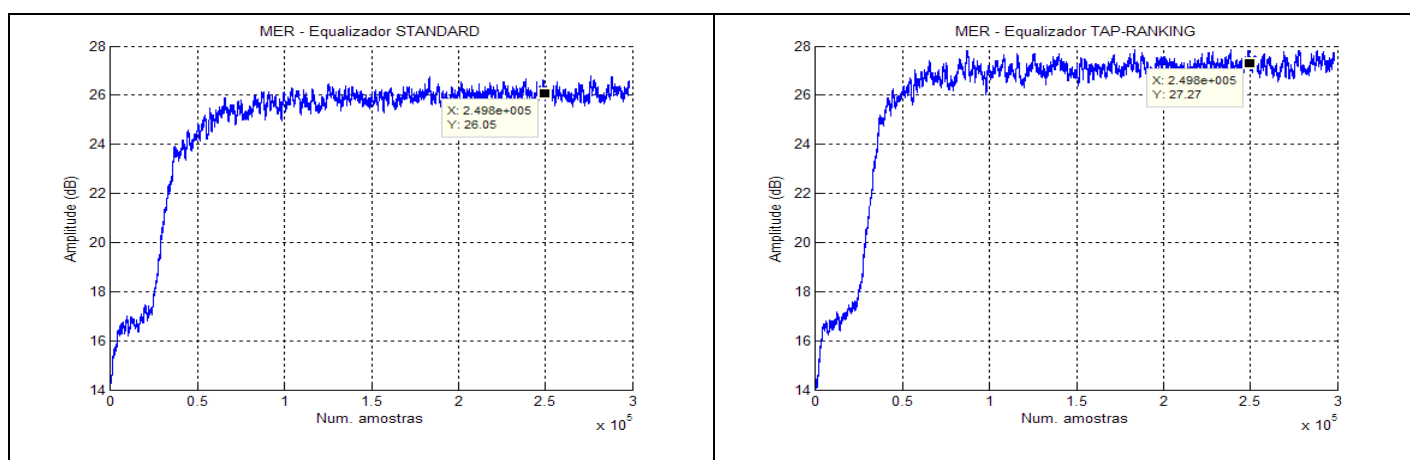


Figura A 15 MER, SNR: 35dB, *Symbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil C estático.

Os gráficos de MER apresentam a diferença de desempenho de pelo menos 1dB para valores em regime (após 250.000 amostras). Efetivamente a redução do ruído adaptativo se reflete em aumento da qualidade de sinal.

#### 6- Sinal transmitido submetido aos efeitos de canal Brasil E estático, (Seção 2.3).

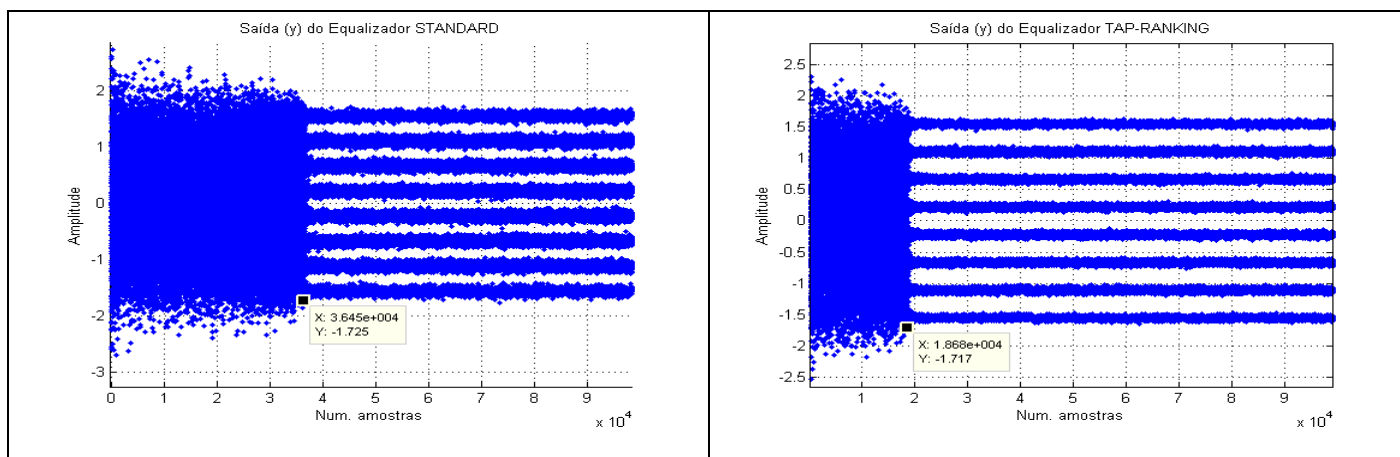


Figura A 16 Saída dos equalizadores modulada em 8VSB, SNR: 35dB, *Symbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil E estático.

Note que para efeitos de canais mais severos a diferença de desempenho torna-se mais evidente. O período de convergência do equalizador com *Tap-Ranking* é aproximadamente a metade do equalizador *Standard*.

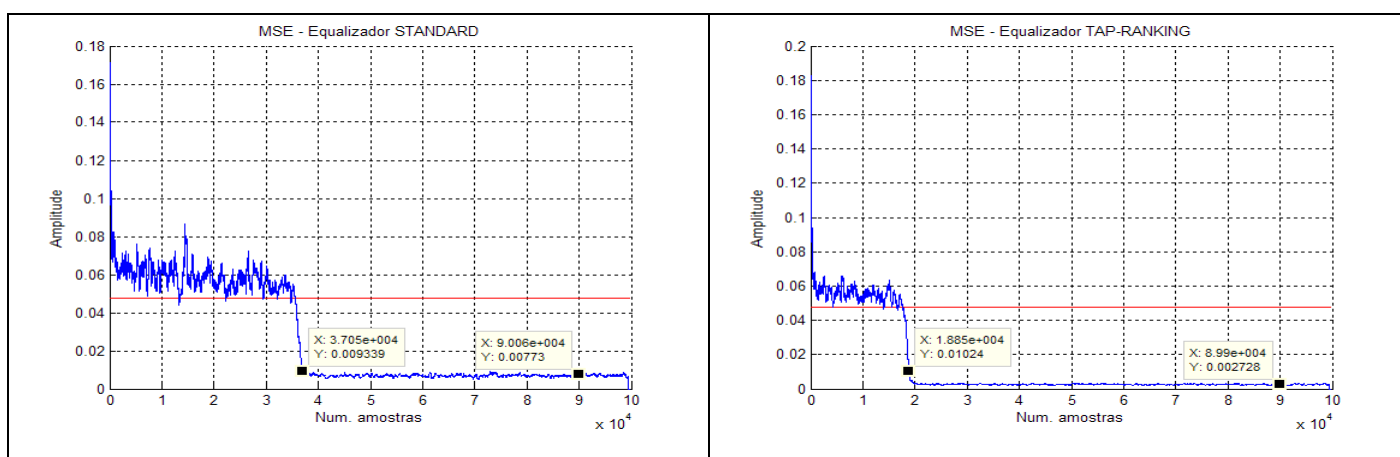


Figura A 17 MSE, SNR: 35dB, *Symbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil E estático.

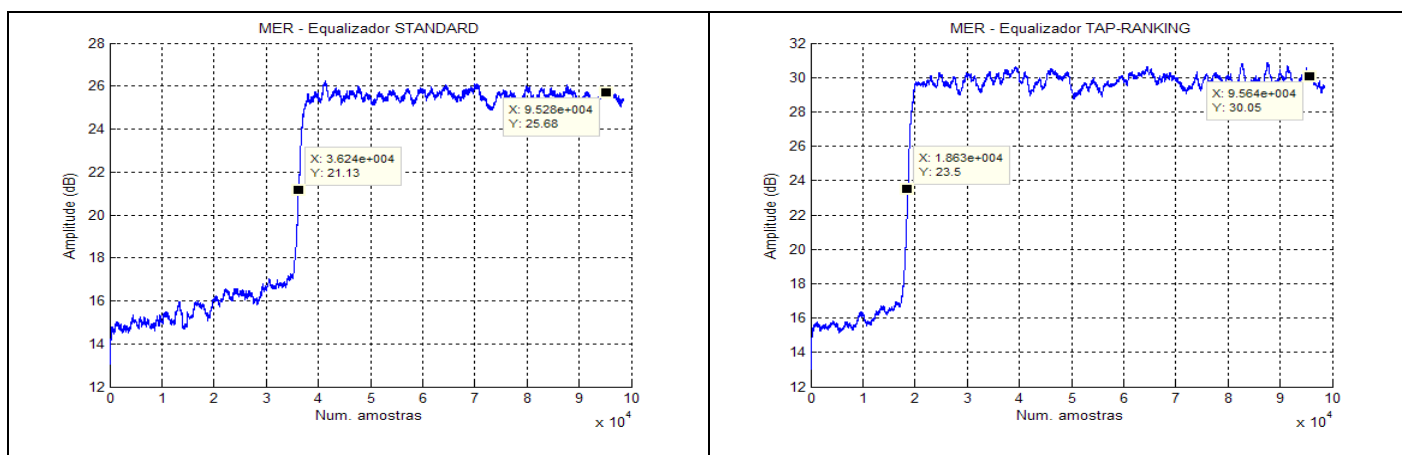


Figura A 18 MER, SNR: 35dB, *Symbol Rate*: 10.7622377622 MHz (correspondente ao sistema ATSC [23] de TV digital), *oversampled* 2 vezes, vetor de coeficientes inicializado na posição (1), canal Brasil E estático.

Note que a diferença nos valores de MER chegam a 4 dB em regime (após 90.000 amostras).

**7- Desempenho comparativo entre os equalizadores *Tap-Ranking* x *Standard* submetidos ao canal Brasil B estático, (Seção 2.3).**

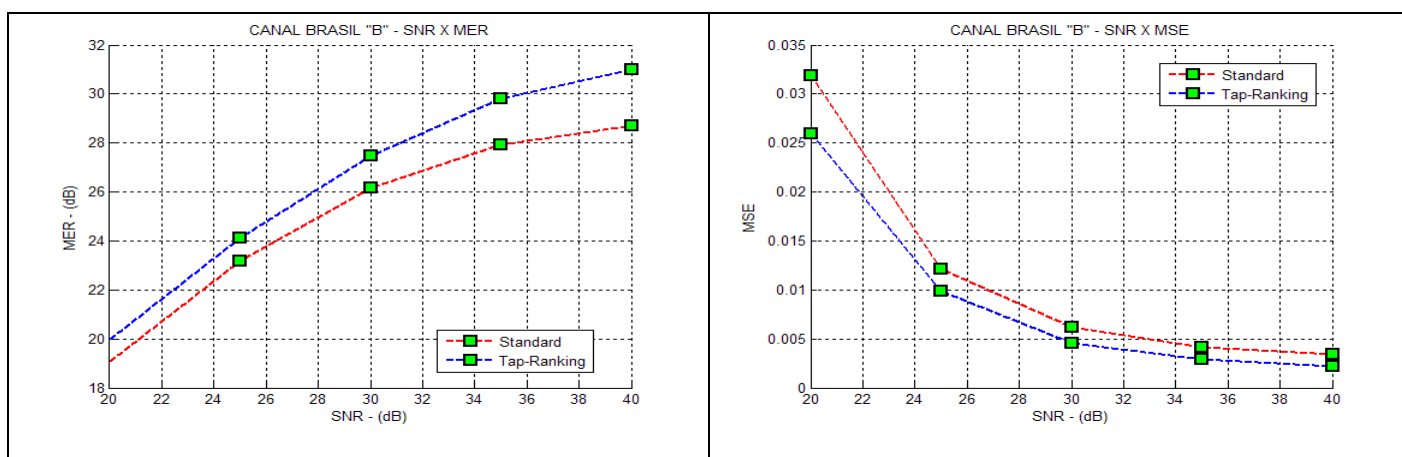


Figura A 19 Desempenho comparativo – Canal Brasil B estático.

Note que para todos os valores de SNR o desempenho do equalizador com *Tap-Ranking* é superior ao *Standard*, variando o valor de MER de 1dB à 2dB.

8- Desempenho comparativo entre os equalizadores *Tap-Ranking* x *Standard* submetidos ao canal Brasil C estático, (Seção 2.3).

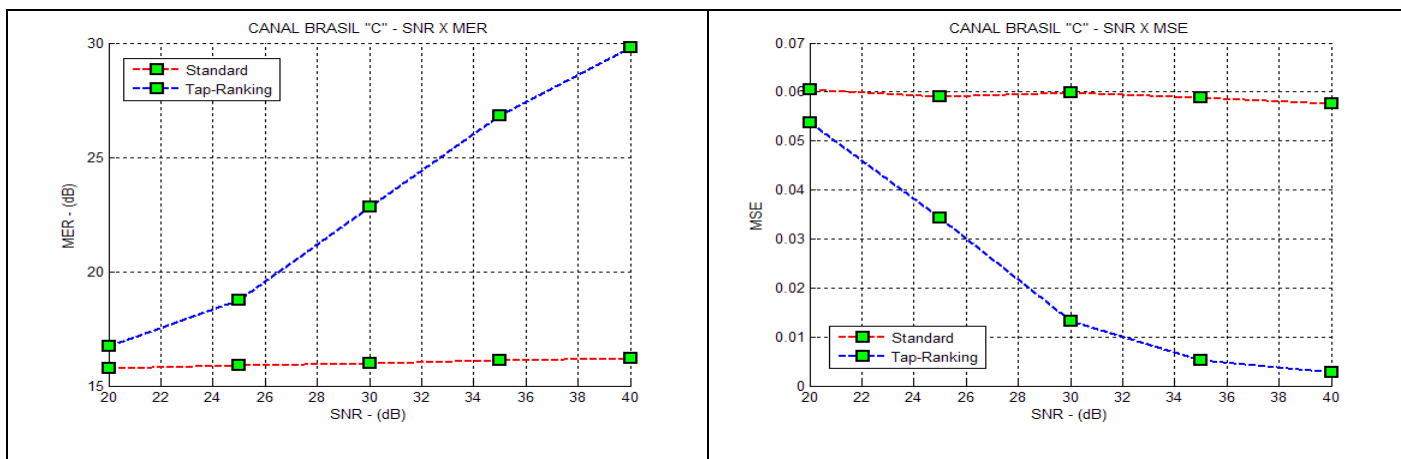


Figura A 20 Desempenho comparativo – Canal Brasil C estático.

Note que com o aumento da SNR o desempenho do equalizador *Tap-Ranking* aumenta a qualidade de sinal, enquanto o equalizador *Standard* não apresenta convergência do sinal de saída para qualquer valor de SRN.

9- Desempenho comparativo entre os equalizadores *Tap-Ranking* x *Standard* submetidos ao canal Brasil D estático, (Seção 2.3).

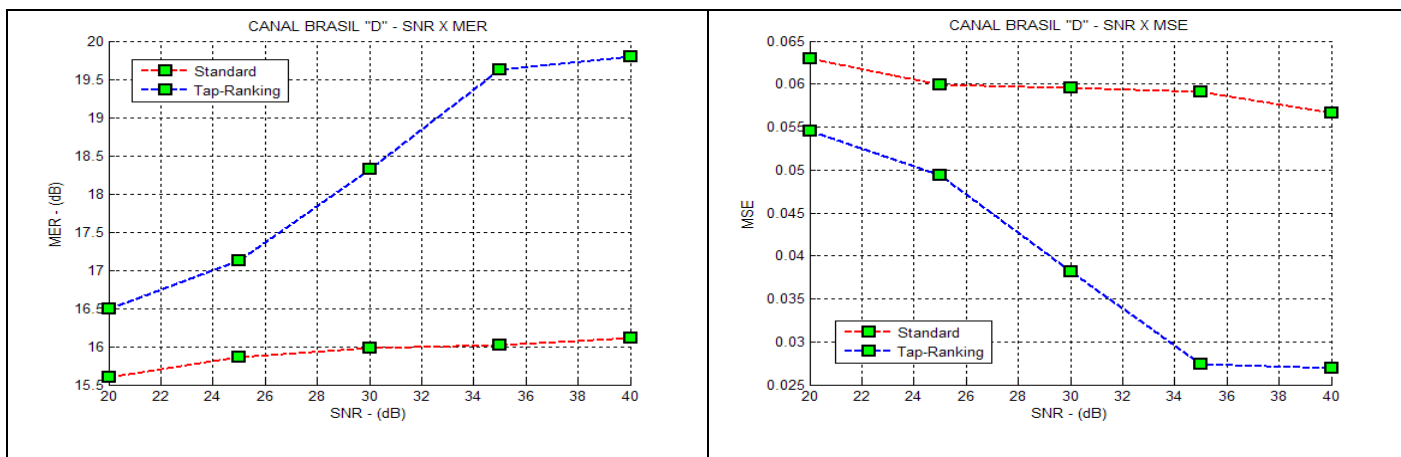


Figura A 21 Desempenho comparativo – Canal Brasil D estático.

# Livros Grátis

( <http://www.livrosgratis.com.br> )

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)  
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)  
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)  
[Baixar livros de Matemática](#)  
[Baixar livros de Medicina](#)  
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)  
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)  
[Baixar livros de Meteorologia](#)  
[Baixar Monografias e TCC](#)  
[Baixar livros Multidisciplinar](#)  
[Baixar livros de Música](#)  
[Baixar livros de Psicologia](#)  
[Baixar livros de Química](#)  
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)  
[Baixar livros de Serviço Social](#)  
[Baixar livros de Sociologia](#)  
[Baixar livros de Teologia](#)  
[Baixar livros de Trabalho](#)  
[Baixar livros de Turismo](#)