

# IMPLEMENTAÇÃO DE UMA REDE DE FREQUÊNCIA ÚNICA PARA TV DIGITAL UTILIZANDO A MODULAÇÃO 8 VSB

FASOLO, SANDRO ADRIANO E CHIQUITO, JOSÉ GERALDO

Departamento de Comunicações  
Universidade Estadual de Campinas

## RESUMO

O objetivo deste artigo é investigar a possibilidade de implementação de uma rede de frequência única (Single Frequency Network - SFN) utilizando o padrão americano 8VSB para radiodifusão terrestre de televisão digital. Enquanto o sistema europeu COFDM incorpora em seu padrão uma característica que facilita a implementação de SFN, a banda de guarda, o sistema americano deixou todo o trabalho de eliminar interferências de multipercurso a cargo do equalizador. A técnica aqui sugerida possui as seguintes características: fácil implementação, tempo de processamento relacionado com a equalização independente do número de filtros utilizados, capacidade de equalizar canais com grande dispersão temporal.

## 1. INTRODUÇÃO

Após quase uma década de muita pesquisa, vários países interessados no serviço de radiodifusão terrestre de televisão digital (Digital Television Terrestrial Broadcasting- DTTB), inclusive o Brasil, tem realizado testes com os vários sistemas de transmissão de televisão digital existentes. A finalidade é substituir o sistema de televisão analógica convencional (com mais de 50 anos) por um sistema que empregue as técnicas digitais desenvolvidas nas últimas décadas: codificação de dados, compressão de imagens, áudio digital, transmissão digital, etc. O sistema conhecido por 8VSB (Vestigial Side Band com 8 níveis) foi desenvolvido pelo grupo da Grande Aliança e padronizado pelo Advanced Television Systems Committee (ATSC) [1], enquanto o sistema com modulação Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (COFDM) foi adotado na Europa e padronizado pelo Digital Video Broadcasting - Terrestrial (DVB-T) [2]. O padrão americano ATSC e o padrão europeu DVB de televisão digital utilizam técnicas similares para a camada de transporte, porém, os padrões são completamente diferentes para a modulação de RF [3][4]. O objetivo dos testes tem sido obter informações para que o órgão responsável em cada país possa optar por um dos sistemas. A escolha não deve levar apenas em conta o tipo de modulação empregado, mas outras características técnicas e específicas a cada país, como a política interna de regulamentação do espectro de frequência, cobertura exigida, custo para os consumidores e para os radiodifusores, entre outros. Um ponto muito importante que influenciará na decisão é o tipo de serviço desejado, pois o sistema ATSC foi projetado para a transmissão de televisão digital de alta definição ( High Definition Digital Television - HDTV), enquanto que o sistema DVB-T oferece a possibilidade de transmitir HDTV ou a possibilidade de transmitir digitalmente 4 ou mais canais com a

qualidade atual dos sistema NTSC e PAL. É uma questão de qualidade superior (HDTV) contra a quantidade de programas. O sistema DVB-T foi projetado para a Europa que utiliza 7 ou 8 MHz como largura de banda na radiodifusão terrestre de televisão analógica sendo necessário uma adaptação do sistema para o canal de 6 MHz.

A comparação do desempenho dos sistemas ATSC e DVB-T sobre diferentes critérios e condições de operações, tais como eficiência espectral, desempenho frente a ruído gaussiano, ruído impulsivo, interferência senoidal, ruído de fase, multipercursos, mostra que cada sistema possui vantagens e desvantagens, tornando a escolha uma tarefa difícil.

Neste artigo, iremos expor algumas idéias sobre a possibilidade de implementação de SFN no sistema de portadora única - SCM (Single Carrier Modulation), como o 8VSB.

O sistema DVB-T supõe que os efeitos de multipercurso devam ser combatidos a priori pela incorporação de uma banda de guarda temporal ao sinal transmitido. O preço a pagar é uma certa perda de capacidade do canal, podendo chegar a 25%! O sistema ATSC, por outro lado, confia na capacidade do receptor de combater a posteriori as variações estáticas e dinâmicas da resposta do canal, causadas por multipercurso. O desempenho final do sistema ATSC fica bastante dependente da qualidade de implementação do circuito de equalização. Por outro lado, o sistema ATSC pode apresentar uma taxa efetiva (Mbits/s por MHz) maior que a do sistema DVB, permitindo transmitir HDTV num canal de apenas 6 MHz de largura. Os equalizadores dos receptores ATSC utilizam a filtragem digital adaptativa, entretanto, os canais de radiodifusão terrestre para HDTV possuem características que tornam particularmente difícil o papel do equalizador. Esses canais podem apresentar "fading" dinâmico, devido a ecos em aviões, veículos e prédios, que exigem rapidez de adaptação do equalizador. Os equalizadores devem ter a capacidade de equalizar canais com grande dispersão temporal. Aqui, não iremos explorar métodos de equalização para canais com variações rápidas na resposta do canal; estamos interessados em métodos para equalizar canais que designaremos de canais com dispersão esparsa. Este tipo de canal aparece, por exemplo, da implementação de uma rede SFN. Como se sabe, o sistema ATSC não foi proposto inicialmente com a intenção de implementar redes do tipo SFN. Todavia, explorando as características do canal com dispersão esparsa, pode-se imaginar uma rede SFN no padrão ATSC sem que a complexidade do equalizador precise crescer absurdamente. Existe um limite prático para o número de tomadas (taps) que um filtro pode ter, relacionado com a tecnologia disponível atualmente. A taxa de símbolos no sistema ATSC é de 10,67 Msímbolos/s, resultando

num período de símbolo de 93 ns. Um equalizador deve realizar todos os cálculos necessários dentro deste curto período de tempo. O primeiro equalizador projetado pelo grupo da Grande Aliança possuía 256 tomadas (um equalizador linear - LE (Linear Equalizer) com 64 tomadas em conjunto com um equalizador com decisão realimentada - DFE (Decision Feedback Equalizer) de 192 tomadas), atualmente, este número chega a 576, sendo possível equalizar um canal com dispersão temporal de até 44µs.

A seção 2 discute as redes de frequência única enfocando o problema da equalização. Na seção 3 é definimos o que chamamos de canal com dispersão esparsa e suas características. Na seção 4 apresentamos a proposta de um modelo de equalizador para canais com dispersão esparsa. Na seção 5 detalhamos como foram realizadas as simulações e apresentamos os resultados. Na última parte do trabalho, seção 6, concluímos discutindo o desempenho do equalizador proposto.

## 2. REDE DE FREQUÊNCIA ÚNICA

Um problema enfrentado pelas emissoras de televisão numa metrópole é fazer com que o sinal transmitido seja recebido por todos os receptores. Este problema de cobertura aumenta conforme a irregularidade do terreno em que se encontra a cidade e os tipos de construções existentes. Nos EUA, o comitê Federal de Comunicações (Federal Committee of Communications - FCC) estabeleceu que emissoras transmitindo num mesmo canal de UHF devem manter uma distância mínima de 155 milhas para evitar interferência mútua. Em cidades como São Paulo, nas regiões com sinal fraco ou com sombras, é necessário retransmitir o sinal de televisão utilizando-se outra frequência de transmissão, mas os canais disponíveis são poucos. Outro fato adverso decorre da dificuldade de controlar com filtros simples a interferência entre canais adjacentes. A solução tem sido a utilização alternada de canais para a transmissão numa mesma localidade. Por exemplo, podemos utilizar o canal 2 e o canal 4, ficando vago o canal 3. Como também podemos utilizar o canal 5, aparentemente há uma violação da regra utilizada. Deve-se notar, porém que existe uma banda de guarda de 4 MHz entre os canais 4 e 5, o que evita interferência. A solução de usar o canal 5 e deixar vago o canal 6 elimina a interferência com a radiodifusão em FM, que ocupa a banda de 88 MHz e 108 MHz, contígua à banda do canal 6 (82 MHz a 88 MHz).

Utilizando transmissão digital é viável utilizar vários transmissores operando na mesma frequência distribuídos uniformemente para abranger toda uma região. Este método de cobertura de uma grande região por vários transmissores operando na mesma frequência e com mesmo sinal é conhecido como Rede de Frequência Única - SFN (Single Frequency Network).

O sistema DVB através da implementação de um intervalo de guarda, consegue-se operar com canais com dispersão de no máximo 224µs (modo 8k e  $\Delta=1/4$ ). O sistema ATSC não foi proposto inicialmente com a intenção de implementar redes do tipo SFN. Entretanto, não parece existir nenhuma contradição fundamental entre o padrão ATSC e o conceito de rede SFN; a dificuldade prática de implementar uma rede SFN no padrão ATSC advém basicamente da complexidade e do custo de um equalizador com um span extraordinariamente grande, já que a dispersão de canal pode chegar a mais de 100µs. Todavia, explorando as características do canal com dispersão esparsa,

pode-se imaginar uma rede SFN no padrão ATSC, sem que a complexidade do equalizador precise crescer absurdamente.

Na Figura 1, apresentamos uma rede pequena composta de três transmissores operando na mesma frequência e com mesma potência. O círculo concêntrico a cada transmissor representa a sua área de cobertura. As constantes  $\tau_A$ ,  $\tau_B$  e  $\tau_C$  representam os atrasos dos sinais recebidos dos transmissores A, B e C, respectivamente.

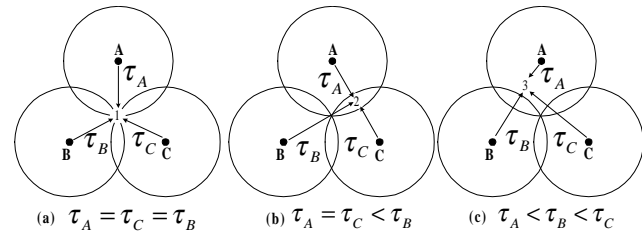


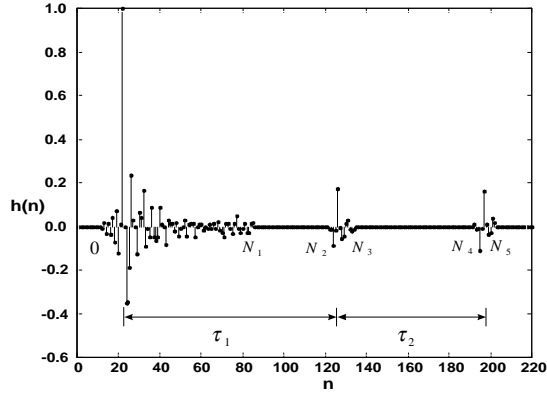
Fig 1 - Pontos relevantes numa SFN.

Em cada uma das situações da Figura 1, o sinal resultante no receptor é uma combinação de três sinais, um de cada transmissor. O sinal proveniente de cada transmissor chega à antena do receptor com um certo atraso e com uma dispersão temporal, com características dadas pelo canal de transmissão percorrida pelo sinal. Na Figura 1a, os três sinais chegam com amplitudes semelhantes e o atraso entre eles é nulo, ou muito pequeno - situação conhecida como “eco de 0dB e atraso nulo”. O comprimento do equalizador é limitado ao canal com maior dispersão temporal. A utilização de uma antena com boa diretividade poderia reduzir a influência do sinal de dois dos transmissores a um nível aceitável. Uma outra característica neste ponto é que a relação sinal-ruído é pequena, resultando em problema para a equalização. Na Figura 1b, temos uma condição em que dois sinais chegam à antena receptora com atraso nulo e com potência relativa de 0dB e, o terceiro, chega atrasado em relação aos outros dois sinais. Adotando para o raio de cobertura um valor de 40 km, o sinal do transmissor B chega com um atraso total de 40 µs - o equalizador deverá ter a capacidade de equalizar ecos com esta ordem de dispersão temporal. Na Figura 1c o sinal mais potente é o do transmissor A, seguido por outros dois sinais com atrasos diferentes. Tomando o mesmo raio de cobertura de 40 km, teremos um atraso de 45 µs e de 70 µs, respectivamente aos transmissores B e C. O filtro deverá ter 750 tomadas ou mais - um valor alto para os filtros lineares disponíveis atualmente. É para este tipo de caso que propomos uma solução utilizando o esquema da próxima seção.

## 3. CANAIS COM DISPERSÃO ESPARSA

Em muitos casos reais, o canal de comunicação pode ser modelado por reflexões múltiplas bem definidas, fazendo com que as características de dispersão apresentem "pacotes" bem definidos, separados por regiões sem energia. Definiremos este tipo de canal como canal de dispersão esparsa. Este tipo de conceito será utilizado para descrever uma rede SFN.

A Figura 2 mostra os valores dos ganhos de tomada para o equalizador de um receptor de HDTV no sistema ATSC, estes dados foram obtidos na cidade de Chigaco, Illinois-USA.



**Fig 2** - Resposta impulsiva de um canal com dispersão esparsa.

O número de tomadas de um equalizador está relacionado com a dispersão total, porém, quando o canal apresenta dispersão esparsa, muitos ganhos de tomada serão nulos. Como podemos ver na Figura 2, a maior parte dos ganhos de tomada referentes aos intervalos  $(N_1, N_2)$  e  $(N_3, N_4)$  tendem a ser nulos. Explorando esta característica do canal com dispersão esparsa é possível reduzir bastante a complexidade e o custo do equalizador. Um equalizador de grande span pode ser substituído por vários equalizadores de pequeno span, cada um associado a um pacote de dispersão. Um esquema para este equalizador é apresentado na Figura 3, onde um equalizador linear compensa o primeiro pacote de dispersão do canal, os dois "pacotes" seguintes são compensados por equalizadores com decisão realimentada, cujos coeficientes são dados pela convolução dos respectivos pacotes de dispersão com a resposta do equalizador linear.

Antes de iniciar o processo de adaptação dos equalizadores deve-se determinar os intervalos  $\tau_1$  e  $\tau_2$ . Isto pode ser feito através de técnicas de correlação. Para tal, considere-se que a resposta impulsiva do canal possa ser descrita como

$$h(n), n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (1)$$

Supondo que esteja sendo transmitida uma seqüência  $\{a(n)\}$  de duração infinita, pode-se dizer que os dados que chegam na entrada do receptor são dados pela soma de convolução linear

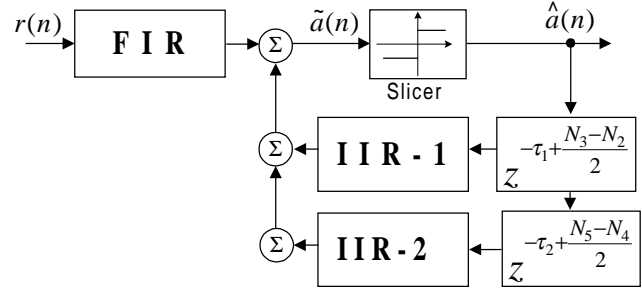
$$r(n) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} a(i)h(n-i) \quad (2)$$

A autocorrelação do sinal na entrada do receptor será dada por

$$R(k) = E[r(n)r(n+k)] \quad (3)$$

Substituindo a equação 3 na equação 2 tem-se

$$R(k) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} E[a(j)a(i)]h(n-i)h(n+k-j) \quad (4)$$



**Fig 3** - Esquema de um equalizador para canal com dispersão esparsa.

Supondo que os símbolos transmitidos sejam estatisticamente independentes e tenham média igual a zero, pode-se afirmar que

$$E[a(j)a(i)] = \begin{cases} \sigma_n^2 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (5)$$

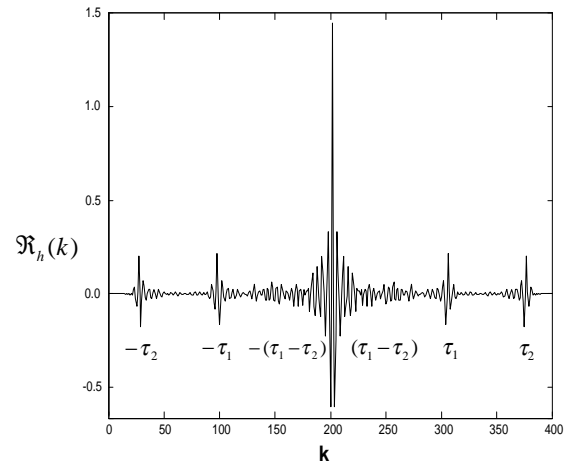
Daí sai que

$$R(k) = \sigma_n^2 \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(n-i)h(n+k-j) \quad (6)$$

Definindo-se  $m = n - i$  tem-se

$$R(k) = \sigma_n^2 \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(m)h(m+k) = \sigma_n^2 \mathfrak{R}_h(k) \quad (7)$$

onde  $\mathfrak{R}_h(k)$  é a autocorrelação do canal de comunicação. A função de autocorrelação apresentará pacotes de energia em torno de  $0, \pm\tau_1, \pm\tau_2, \pm(\tau_1 - \tau_2)$ . A envoltória pode ser utilizada para estimar as regiões com energia de dispersão significativa, conforme mostra a Figura 4, resultado da autocorrelação do canal da Figura 2.



**Fig 4** - Função de autocorrelação de um sinal transmitido por um canal com dispersão esparsa.

## 4. EQUALIZAÇÃO DE CANAIS COM DISPERSÃO ESPARSA

O sinal transmitido pelo sistema ATSC é organizado em Campos de Dados. Cada Campo de Dados é composto por 313 Segmentos de Dados (1 segmento de sincronismo seguido por 312 segmentos de dados). Cada segmento é composto por 4 símbolos de sincronismo mais 828 símbolos. O segmento de sincronismo é composto apenas por níveis +5 ou -5, e é formado a partir de seqüências pseudo-aleatórias. Os demais segmentos são constituídos de símbolos da constelação 8VSB ( $\pm 7, \pm 5, \pm 3$  ou  $\pm 1$ ). O segmento de sincronismo foi adotado para ajudar na equalização do canal.

O receptor-protótipo da Grande Aliança consegue a recuperação do relógio de símbolos e do sincronismo de segmento mesmo com relação sinal-ruído tão baixa quanto 0dB, ou mesmo em presença de forte interferência. O segmento de sincronismo de campo é conseguido pela identificação do sinal de sincronismo de campo, através de comparação símbolo-a-símbolo do sinal de referência. Atingindo-se um certo nível de confiança (usando-se um contador de coincidência), têm-se disponível o Sincronismo do Campo de Dados. Após a aquisição do segmento de sincronismo do Campo de Dados, pode-se realizar a equalização do canal. Como o segmento de sincronismo do Campo de Dados ocorre a cada 24,2ms, este procedimento pode significar alguns milissegundos - ou até segundos - de interrupção da imagem na troca de canal. Na obtenção do sincronismo de segmento utiliza-se um correlador que compara cada 4 símbolos recebidos com o padrão do sincronismo de segmento (níveis +5,-5,-5 e +5). O

sincronismo de relógio é obtido por um circuito multiplicador de frequência a partir do sincronismo de segmento. Após atingir um pré-determinado nível de confiança, procede-se à habilitação dos sub-circuitos subsequentes do receptor. O canal pode ser equalizado utilizando os seguintes métodos:

- Equalização cega durante todos os segmentos.
- Algoritmo do LMS durante o segmento de sincronismo e sem equalização durante os segmentos de dados.
- Algoritmo de LMS durante o segmento de sincronismo e equalização cega durante os segmentos de dados.

Para equalizar o canal com dispersão esparsa utilizaremos o modelo apresentado na Figura 5. A estimativa do símbolo transmitido, para ambos os algoritmos, é obtida pela expressão

$$\tilde{a}_k = \sum_{i=0}^{L_f-1} f(i)r(k+d_f-i) + \sum_{i=0}^{L_b-1} b_1(i)\hat{a}(k-d_{b1}-i) + \sum_{i=0}^{L_b-1} b_2(i)\hat{a}(k-d_{b2}-i) \quad (8)$$

onde:

$f(i), i=0, \dots, L_f-1$  são os ganhos de tomada do LE.

$b_1(i), i=0, \dots, L_b-1$  são os ganhos de tomada do 1º DFE.

$b_2(i), i=0, \dots, L_b-1$  são os ganhos de tomada do 2º DFE.

$r(i), i=0, \dots, L_f-1$  é o vetor de dados de entrada do LE.

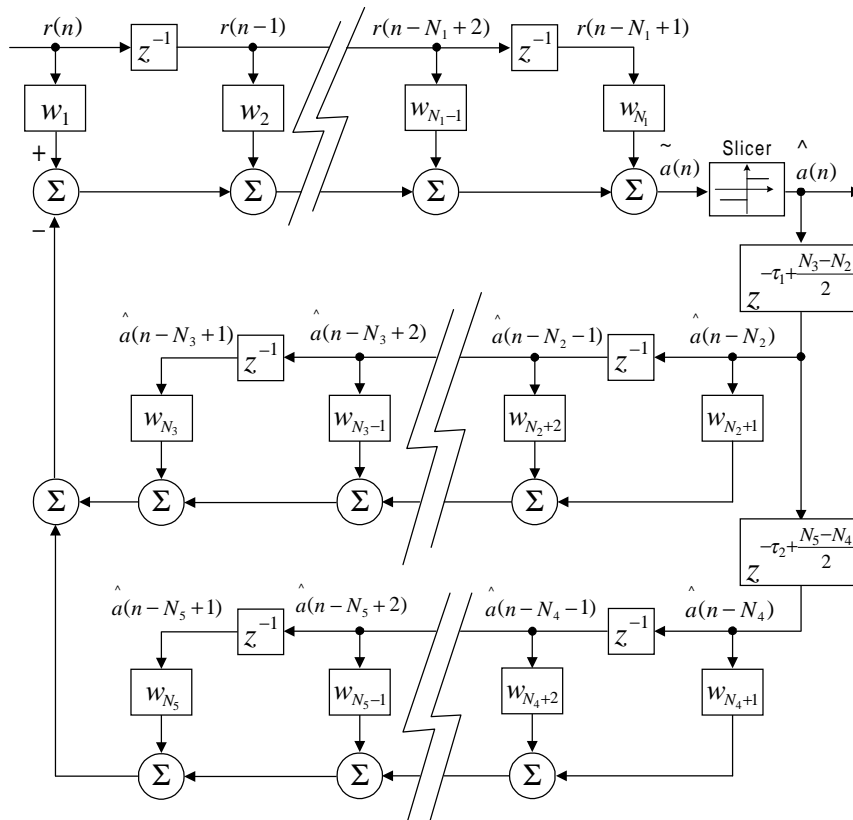


Fig 5 - Modelo de equalizador para canal com dispersão esparsa.

$L_f$  é o comprimento do LE.

$L_b$  é o comprimento dos DFE.

$d_f$  é o atraso interno no LE.

$d_{b1}$  é o atraso interno do primeiro DFE.

$d_{b2}$  é o atraso interno do segundo DFE.

$\hat{a}_k$  é a saída do circuito de decisão ( $\pm 7, \pm 5, \pm 3$  ou  $\pm 1$ ).

$\tilde{a}_k$  é a estimativa do símbolo na saída do filtro.

### Algoritmo I - Equalização Cega

O algoritmo de Godard foi utilizado na atualização dos ganhos de tomada. Este método baseia-se numa técnica de equalização cega para sinais digitais multiníveis que explora o artifício de considerar o sinal como se fosse binário. A existência de múltiplos níveis é considerada pelo algoritmo como se fosse ruído. A consequência é uma função de erro ruidosa mesmo que o sinal de entrada seja livre de ruído e o processo de otimização tenha convergido para o ponto ótimo. Entretanto, como o algoritmo adaptativo ajusta os ganhos de tomada baseando-se em médias, o processo de adaptação acaba convergindo. O equalizador é composto por um equalizador linear (Linear Equalizer - LE) para equalizar o primeiro pacote de energia e dois outros equalizadores em paralelo (um para equalizar o primeiro pacote e, o outro, para equalizar o segundo pacote), com decisão realimentada (Decision-Feedback Equalizer - DFE). O algoritmo de atualização dos ganhos de tomada dos filtros utiliza as seguintes equações:

$$\mathbf{f}(k+1) = \mathbf{f}(k) - \mu e_G(k) \mathbf{r}(k) \quad (9)$$

$$\mathbf{b}_1(k+1) = \mathbf{b}_1(k) - \mu e_G(k) \hat{\mathbf{a}}(k) \quad (10)$$

$$\mathbf{b}_2(k+1) = \mathbf{b}_2(k) - \mu e_G(k) \hat{\mathbf{a}}(k) \quad (11)$$

onde:

$\mathbf{f}(k)$ , são os ganhos de tomada do LE antes da atualização.

$\mathbf{f}(k+1)$ , são os ganhos de tomada do LE depois da atualização.

$\mathbf{b}_1(k)$ , são os ganhos de tomada do 1º DFE antes da atualização.

$\mathbf{b}_1(k+1)$ , são os ganhos de tomada do 1º DFE após a atualização.

$\mathbf{b}_2(k)$ , são os ganhos de tomada do 2º DFE antes da atualização.

$\mathbf{b}_2(k+1)$ , são os ganhos de tomada do 2º DFE após atualização.

O fator  $\mu$  é o tamanho do passo para ambos os filtros e o termo de erro  $e_G(k)$  de Godard é dado por

$$e_G(k) = \tilde{a}(k) \left( |\tilde{a}(k)|^2 - 37 \right) \quad (12)$$

### Tipo II - Algoritmo LMS

Na utilização do Método do Gradiente é necessário a informação da autocorrelação dos dados de entrada e da correlação cruzada entre a entrada e a saída desejada para determinar diretamente o filtro ótimo - chamadas de estatísticas de segunda ordem. Em cada iteração é necessário a determinação exata do gradiente. Entretanto, na prática a medida exata do gradiente não é possível e o gradiente deve ser estimado a partir

dos dados existentes. Um destes algoritmos existentes é o clássico LMS (Least-Mean Square) - é um algoritmo simples, não requer medida das funções de correlação e não precisa calcular inversões de matrizes. O algoritmo LMS utiliza estimativas instantâneas do gradiente, baseado nas amostras do sinal de entrada  $r(k)$  e do sinal de erro  $e(k)$ . As atualizações nos ganhos de tomadas dos filtros é feita de acordo com as seguintes equações:

$$\mathbf{f}(k+1) = \mathbf{f}(k) - \mu e(k) \mathbf{r}(k) \quad (13)$$

$$\mathbf{b}_1(k+1) = \mathbf{b}_1(k) - \mu e(k) \hat{\mathbf{a}}(k) \quad (14)$$

$$\mathbf{b}_2(k+1) = \mathbf{b}_2(k) - \mu e(k) \hat{\mathbf{a}}(k) \quad (15)$$

onde  $f(k)$ ,  $f(k+1)$ ,  $b_1(k)$ ,  $b_1(k+1)$ ,  $b_2(k)$ ,  $b_2(k+1)$  e  $\mu$  já foram anteriormente definidos. O fator  $e(k)$  é o sinal de erro na k-ésima iteração no algoritmo LMS e é definido por

$$e(k) = d(n) - \hat{a}(n) \quad (16)$$

onde  $d(n)$  é o sinal de referência.

## 5. SIMULAÇÃO

Foi utilizado um gerador de números pseudo-aleatório para a produção dos símbolos pertencentes a constelação 8VSB ( $\pm 7, \pm 5, \pm 3$  ou  $\pm 1$ ). O canal escolhido é mostrado na Figura 6. Este canal possui um comprimento de 600 tomadas, tomando a taxa de símbolos de 10,67 MHz no sistema ATSC, equivale a um período de 56µs. Em ambas as simulações os equalizadores foram iniciados com todos os ganhos de tomadas iguais a zero, com exceção da tomada central, cujo ganho foi feito igual a 1. O passo  $\mu$  para ambos os equalizadores no algoritmo de Godard foi estabelecido como  $10^{-7}$  e, para o algoritmo de LMS, igual a  $1,0 \times 10^{-4}$ . Os números de tomadas do filtro LE, DFE-1 e DFE-2 adotados foram 64, 32 e 32, respectivamente. O primeiro atraso foi de 349 símbolos e, o segundo atraso, de 221 símbolos. O canal possui um comportamento estático, sem flutuações nos ganhos de tomada. Foi desconsiderado o ruído do canal. A análise do desempenho dos algoritmos levou em consideração o número total de erros em cada segmento de 832 símbolos, abertura do diagrama de olho e rapidez de convergência. O número total de erros em cada segmento é fornecido nas Figuras 7, 8 e 9 utilizando o algoritmo de Godard, LMS e com ambos, respectivamente. Os diagramas de olho apresentados são referentes as simulações com o algoritmo de Godard, Figura 13, e algoritmo LMS, na Figura 14.

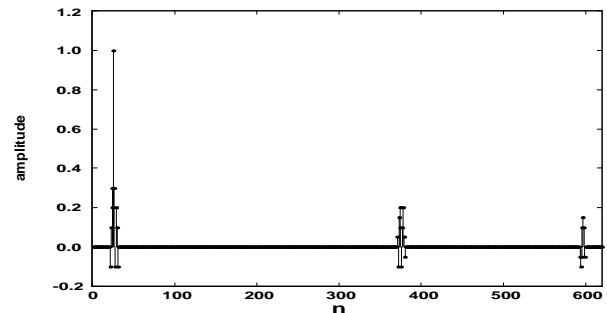


Fig 6 - Canal com dispersão esparsa da simulação.

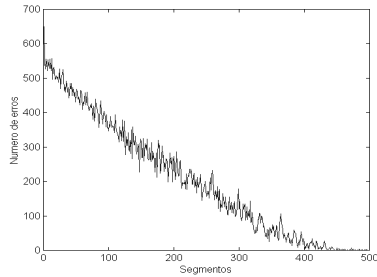


Fig 7 - Erros por segmentos na equalização cega.

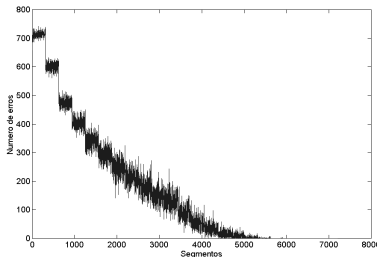


Fig 8 - Erros por segmento na equalização com LMS.

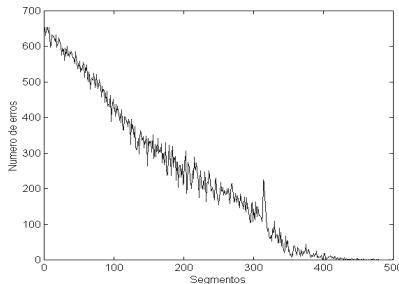


Fig 9 - Erros por segmento na equalização cega e LMS .

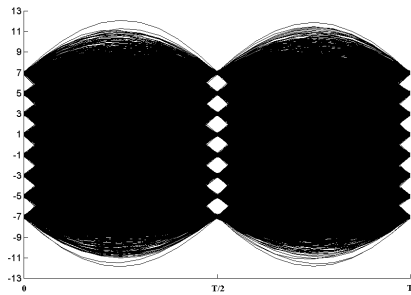


Fig 10 - Diagrama de olho com equalização cega.

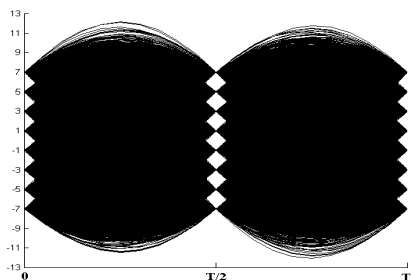


Fig 11 - Diagrama de olho com equalização LMS.

## 6. CONCLUSÕES

A equalização cega obteve uma adaptação rápida, em torno de 500 segmentos - 38ms. Como o tempo de adaptação é inversamente proporcional ao passo do filtro, um passo maior implicará um tempo menor. A equalização cega produz coeficientes para os ganhos de tomada que oscilam continuamente, um passo grande produz como consequência uma variação maior na amplitude dos taps. Deve-se ter um compromisso entre a velocidade e o “ruído” gerado pela adaptação. O passo pode ser feito tão pequeno que o diagrama de olho chegará muito próximo ao da filtragem LMS, mas terá sua capacidade de adaptação reduzida frente a interferências dinâmicas.

O uso do segmento de sincronismo de campo de dados permitiu uma equalização perfeita através do algoritmo LMS. Entretanto, o segmento de sincronismo ocorre a cada 24,2ms, resultando em um tempo longo para equalização, em torno de 6000 segmentos - 0.5 segundos. Além disso, o receptor fica muito sensível às variações do canal durante o período de tempo em que não existe um método de atualização dos ganhos de tomadas. Pela Figura 8, podemos verificar que o erro por segmento é reduzido abruptamente, cada vez que ocorre o treinamento do equalizador.

Com a combinação dos dois algoritmos de equalização conseguiu-se praticamente o mesmo tempo de adaptação que a equalização cega. Não é mostrado o diagrama de olho pois ele se assemelha ao da equalização cega, visto que durante a maior parte do tempo o algoritmo utilizado é o da equalização cega.

O receptor ATSC utiliza um decodificador de Viterbi. A informação do número de erros pode ser utilizado para ajustar o tamanho do passo do filtro adaptativo. Se o canal se mantiver estático, podemos reduzir o passo e obter uma estimativa mais precisa do canal. Por outro lado, se o número de erros começar a aumentar indicando que o canal está variando, um aumento no tamanho do passo poderia seguir melhor estas variações.

Considerando um canal com dispersão esparsa e multipercursos estáticos, ou com flutuações dinâmicas dentro da capacidade de adaptação do algoritmo de equalização cega ou LMS, mostramos um esquema possível para implementação de uma rede SFN utilizando o padrão americano de radiodifusão de televisão digital de alta definição. Este esquema também pode ser usado em transmissões com um único transmissor para eliminar ecos fortes muito afastados do sinal principal.

## 7. REFERÊNCIAS

- [1] ATSC Standard A/53. “Digital Television Standard”. 1995.
- [2] European Telecommunication Standard ETS 300 744, “Digital Video Broadcasting (DVB)”, ETSI, 1997.
- [3] Chiquito, José Geraldo e Fasolo, Sandro Adriano – Transmissão de Dados por Multiplexagem em Freqüência (OFDM). Publicação da FEEC 07/97- DECOM – FEEC – UNICAMP, 1997.
- [4] Chiquito, José Geraldo e Fasolo, Sandro Adriano – Camada de Transmissão e Modulação de Televisão Digital de Alta Definição – Padrões de Televisão Digital de Alta Definição do Sistema Americano (Grande Aliança) e do Sistema Europeu (DVB). Publicação da FEEC 014/97- DECOM – FEEC – UNICAMP, 1997.