

**Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação**

**EE013 - Iniciação Científica I**

**Implementação de um enlace de  
comunicação digital em tempo real  
utilizando sinais acústicos**

**Aluno: Fábio Gabrielli Fernandes**

**RA: 015997**

**E-mail : [ffernand@fee.unicamp.br](mailto:ffernand@fee.unicamp.br)**

**Orientador: João Marcos Travassos Romano**

**Telefone : (19) 3521 - 3701**

**Co-orientador: Cristiano Magalhães Panazio**

## Índice

1. Introdução.....	3
2. Metodologia.....	4
3. Simulações.....	6
3.1. Sincronismo.....	6
3.2. Equalização.....	15
4. Simulação de todo o enlace.....	22
4.1. Outras simulações.....	24
5. Modem acústico off-line.....	25
5.1. Resposta em frequência.....	25
5.2. O Sinal Transmitido.....	26
5.3. Correlação com a Sequência de Treinamento.....	26
5.4. Estimador de canal utilizando LMS.....	28
5.5. Algoritmos usados.....	28
5.6. Testes.....	29
6. Modem Acústico em Tempo Real.....	32
6.1. Detecção do início de bloco.....	32
6.2. O Sinal transmitido.....	33
6.3. O processamento do sinal.....	34
6.4. Testes.....	34
7. Conclusão.....	36
8. Bibliografia.....	37

## 1. Introdução

Este trabalho consiste no estudo, modelagem, simulação e implementação de um enlace de comunicação digital definido por *software*, programado no Matlab. O sistema originado do trabalho utiliza sinal acústico para a transmissão de dados, e foi por isto denominado de “modem acústico”.

A motivação deste trabalho foi:

- A implementação de um modem acústico capaz de mostrar de maneira clara as etapas básicas de uma transmissão digital, facilitando sua visualização e compreensão tanto para quem o programa quanto para quem o utiliza;
- A flexibilidade do sistema, permitindo mudanças de maneira que seja possível testar a eficácia de novos algoritmos

O foco do trabalho é nas técnicas de equalização e sincronização utilizadas na recepção. Foram implementadas diversas técnicas clássicas ao longo das simulações e no próprio modem acústico, de modo a avaliar o desempenho de cada técnica.

O meio de transmissão e a natureza do sinal (sinal acústico entre alto-falante e microfone) permitem boa visualização de alguns efeitos típicos de comunicação sem fio descritos em [1], como os canais de propagação multi-percurso e o efeito Doppler, que dependem principalmente das posições da caixa de som e do microfone. O modem acústico está implementado no modo SISO (*Single Input- Single Output*).

Este modem acústico utiliza somente uma portadora, de modo que toda a informação transmitida é espalhada em toda a faixa de frequência utilizada, em oposição a sistemas OFDM [2] que têm várias portadoras e cada uma delas carrega somente uma parte da informação.

Por ter modulação e demodulação em software, o modem acústico pode ser classificado como um rádio definido por *software* (SDR, ou *software –defined radio* em inglês)[10]. A faixa de frequência, a modulação e os algoritmos de recepção podem ser escolhidos dentre os implementados em tempo-real, por simples comandos. A única restrição para a caracterização do modem acústico como SDR é que ele pode utilizar frequências somente dentro dos limites do microfone, da placa de som e do alto-falante. Isto limita a faixa utilizável na plataforma utilizada a no máximo 12kHz.

## 2. Metodologia

O trabalho foi estruturado em quatro etapas:

- Estudo e simulação em Matlab de algoritmos de tratamento do sinal, sendo que cada simulação focaliza uma característica específica do enlace;
- Junção dos algoritmos e simulação de todo o enlace;
- Implementação do modem acústico *offline*: o sinal gerado é reproduzido e gravado para processamento posterior;
- Modificação do modem acústico para funcionamento em tempo real: processa o sinal recebido à medida que ele é transmitido.

As duas primeiras etapas foram simuladas de acordo com o modelo indicado na Figura 1, baseado nos modelos descritos em [2] e [3], utilizando a representação complexa em banda base do sinal. Para isto, nestas etapas não foi utilizado sinal analógico. O sinal transmitido foi simulado digitalmente. O ruído aditivo e a interferência inter-simbólica foram simulados respectivamente pela soma de uma seqüência gaussiana e branca e pela passagem por um filtro FIR (Finite Impulse Response). Desvios de sincronismo de momento de amostragem foram simulados através da adição de atraso correspondente no filtro de transmissão. Desvios de sincronismo de portadora foram acrescentados com a multiplicação do sinal por exponenciais complexas adequadas.

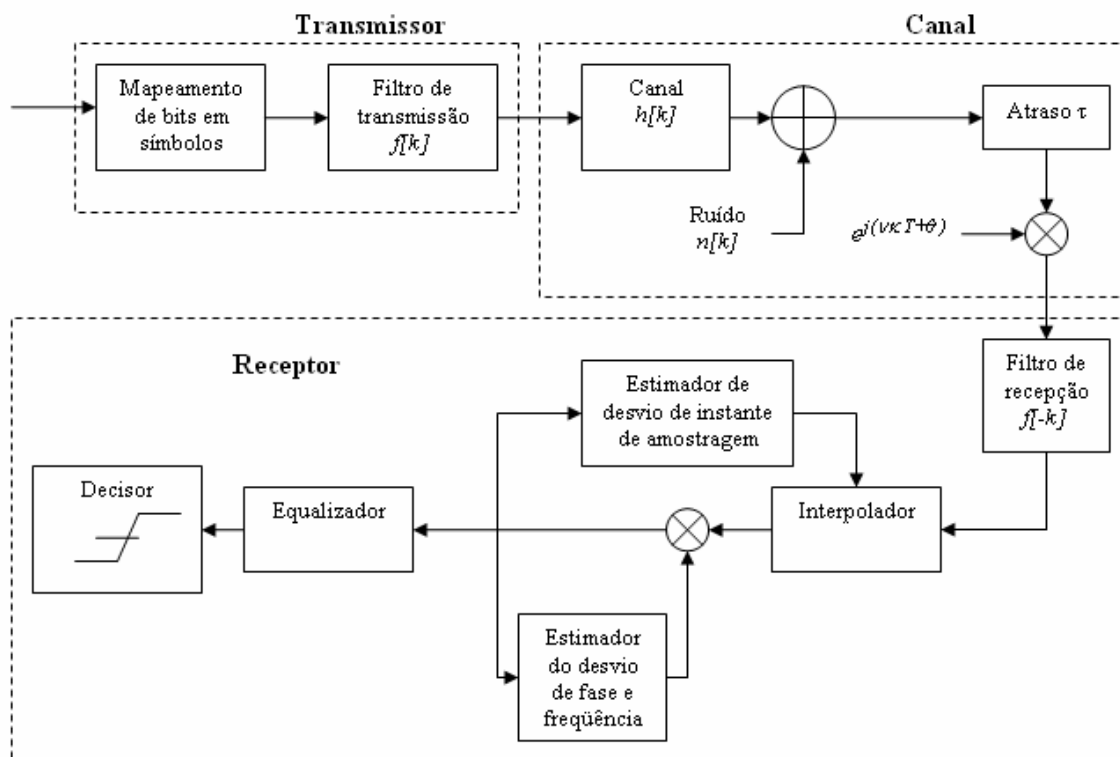


Figura 1: Modelo do enlace para as simulações

Em todas as simulações foram obtidas curvas de taxa de erro de bit (BER) versus  $E_b/N_0$  (em dB). Estas curvas são importantes na verificação do algoritmo e de sua implementação quanto a eventuais diminuições de desempenho em relação à situação ideal.

No caso de estimadores de desvios de sincronismo, curvas de variância do estimador versus  $E_b/N_0$  foram traçadas para avaliar sua distância do limite de Cramer-Rao modificado, que é uma variante do limite de Cramer-Rao. Este limite estabelece a menor variância que um estimador pode atingir para uma dada relação sinal-ruído. O limite modificado é traçado devido à menor complexidade de seu cálculo e em geral é próximo do verdadeiro limite.

A curva S foi traçada para o caso de alguns algoritmos de sincronismo de malha fechada. Ela mostra a capacidade de o algoritmo acompanhar mudanças nos desvios. É importante para a identificação dos pontos de equilíbrio, inclusive os pontos espúrios.

Curvas de erro quadrático médio foram traçadas em certos casos para verificar a velocidade de convergência de algoritmos com realimentação, sejam eles de equalização ou sincronismo.

Ao longo deste relatório, quando não for explicitada, a modulação utilizada é QPSK.

O modem acústico foi implementado com base no modelo de comunicação digital da Figura 2. Toda a parte anterior ao conversor D/A e posterior ao conversor A/D foi implementada por *software*. A placa de som (em *hardware*, portanto) foi usada para a interface analógico-digital e o canal de transmissão consistiu dos alto-falantes, do microfone e do meio pelo qual o sinal acústico se propagou.

Efeitos não-lineares, como cortes do sinal nos amplificadores (*clipping*) e a dinâmica do microfone e do alto-falante não foram levados em conta no modelo, pela dificuldade de identificação e de medição.

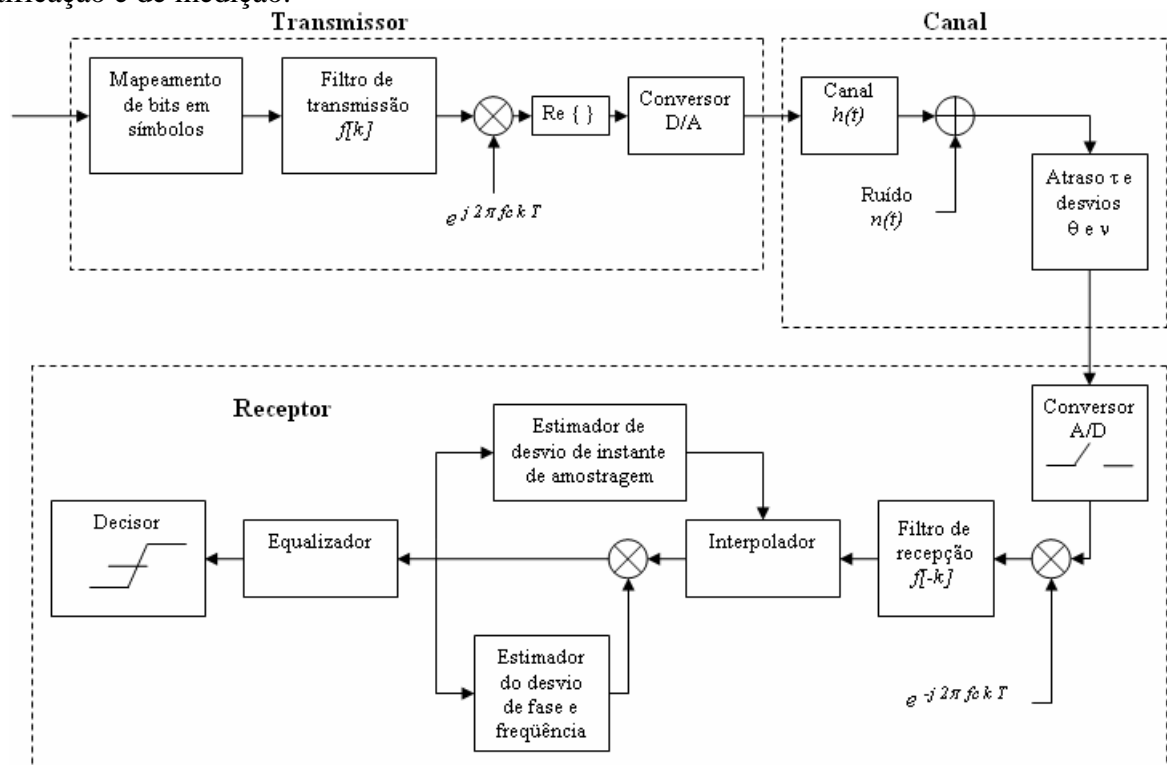


Figura 2 : Modelo do enlace para a implementação do modem acústico

### 3. Simulações

As simulações de técnicas utilizadas na correção de desvios de sincronismo e na equalização do sinal recebido foram feitas de modo a avaliar o funcionamento das técnicas e facilitar a escolha das que seriam utilizadas no modem acústico. Este procedimento contribuiu significativamente para a compreensão das questões básicas da comunicação digital e para o entendimento das soluções propostas.

A ordem de realização das simulações foi a seguinte:

- Estimção e correção de desvios de sincronismo de instante de amostragem
- Estimção e correção de desvios de sincronismo de fase de portadora
- Estimção e correção de desvios de sincronismo de frequência de portadora
- Equalização utilizando filtro linear adaptativo
- Equalização utilizando realimentação de decisão (DFE)

#### 3.1. Sincronismo

É necessário para a comunicação digital que o receptor esteja sincronizado com o sinal recebido. Para isto, há técnicas que garantem o sincronismo do instante de amostragem e o sincronismo de frequência e fase da portadora.

Foram simuladas técnicas tanto de malha aberta quanto de malha fechada. Técnicas de malha aberta assumem que o desvio do instante de amostragem é constante durante algum tempo até que ele seja estimado novamente. É utilizado geralmente quando é necessário que o sincronismo seja obtido após poucos símbolos, como, por exemplo, em transmissões por bloco, onde é imperativa a rápida aquisição dos parâmetros de sincronismo. Técnicas de malha fechada são mais utilizadas quando existe a necessidade de acompanhar variações desses parâmetros ao longo do tempo, especialmente quando estes variam significativamente.

Outra classificação feita para os algoritmos de sincronismo é com relação ao conhecimento dos dados enviados. São três tipos: auxiliado por dados (DA, ou *data-aided*), em que uma seqüência de treinamento de conhecimento do receptor é enviada, para que os parâmetros necessários sejam recuperados; dirigido por decisão (DD), que utiliza os símbolos decididos para extrair as informações de sincronismo, e funciona melhor quando a decisão já é confiável; autodata (NDA, ou *non data-aided*), que usa características intrínsecas do sinal recebido para obter as informações.

#### Sincronismo temporal

Os filtros de transmissão e recepção utilizados foram do tipo raiz de cosseno levantado [2], comumente utilizados em sistemas de transmissão digital:

$$g(t) = \frac{4\alpha}{\pi\sqrt{T}} \frac{\cos((1+\alpha)\pi \cdot t/T) + T \cdot \text{sen}((1-\alpha)\pi \cdot t/T)/(4\alpha t)}{1 - (4\alpha t/T)^2} \quad (1)$$

em que  $\alpha$  é o fator de *roll-off*, que determina o excesso de faixa utilizado.

Estes dois filtros, quando colocados em série, têm resposta impulsiva que, após amostrada na taxa de símbolo, é exatamente um impulso. Assim, eles não geram interferência inter-simbólica. Isto, no entanto, só é válido se a amostragem for feita nos instantes corretos, já que entre os instantes de amostragem a resposta impulsiva assume valores diferentes de zero, interferindo nos símbolos vizinhos.

No momento em que o receptor começa a amostrar o sinal, a amostragem é feita em um instante qualquer no intervalo de 1 período de símbolo, e portanto este instante deve ser corrigido para o ideal, que é o pico da resposta impulsiva, onde o pulso tem as propriedades de um filtro de Nyquist. O instante de amostragem deve ser corrigido também quando há deslocamento do transmissor ou do receptor, devido a variação do atraso de propagação. A diferença entre o instante de amostragem e seu valor ótimo é denominada desvio de sincronismo temporal e é denotada por  $\tau$ .

Em relação a este problema, a amostragem pode ser feita de duas maneiras: síncrona e assíncrona. Na amostragem síncrona, o amostrador modifica seu instante de amostragem de acordo com o sinal. Isto requer um amostrador de frequência variável e um oscilador controlado numericamente (NCO), para que a técnica de sincronismo possa agir na amostragem. Já no modo assíncrono, o amostrador tem frequência constante e independente do sinal de entrada, e o instante de amostragem é corrigido posteriormente por um interpolador digital. Deste modo não se utiliza o NCO e a correção depende somente de *software*, simplificando o amostrador. Suas desvantagens principais são o custo computacional do interpolador e o erro gerado por ele. O modem acústico utiliza o modo assíncrono, e somente este foi simulado. A escolha foi baseada na simplicidade do *hardware*. Uma descrição mais detalhada da interpolação em modems digitais pode ser encontrada em [4] e [5].

O interpolador utilizado nas simulações para a correção do instante de amostragem foi o interpolador linear, regido pela seguinte expressão:

$$y(kT + \tau) = \tau' y(k'T) + (1 - \tau') y((k' + 1)T), \quad k \in N, k' \in N, 0 \leq \tau' < 1 \quad (2)$$

em que  $y$  é o sinal recebido,  $T$  é o período de símbolo,  $\tau'$  é a parte fracionária do desvio de sincronismo temporal e  $k'$  é a soma de  $k$  com a parte inteira de  $\tau$ . Ele calcula a aproximação do sinal entre duas amostras obtidas, supondo que o sinal é uma função linear do tempo entre estas duas amostras. Assim, quando a distância entre a amostra obtida e a desejada é  $\tau'$ , o interpolador obtém o valor aproximado no instante corrigido.

O interpolador linear é uma aproximação simples, mas seus resultados são próximos dos desejados. A diferença de desempenho do interpolador linear para o quadrático não compensa o aumento da complexidade computacional, especialmente quando se trabalha com taxa de superamostragem maiores que 2 [5].

O algoritmo de malha aberta para sincronismo temporal simulado foi o Oerder & Meyr (O&M) [6], que é um algoritmo cego, ou seja, não auxiliado por dados (NDA). Ele é uma alternativa ao método de máxima verossimilhança (ML, ou *maximum likelihood*), e é baseado em argumentos heurísticos. O estimador final corresponde à seguinte expressão:

$$\hat{\tau} = -\frac{T}{2\pi} \arg \left( \sum_{k=0}^{NL_0} |x(kT_s)|^2 e^{-j2\pi k/N} \right) \quad (3)$$

em que  $\hat{\tau}$  é o estimador do desvio  $\tau$ ,  $N$  é o fator de super-amostragem( deve ser  $\geq 4$ ),  $T_s$  é o período de amostragem e  $L_0$  é o número de períodos de símbolo utilizados. O estimador é mais simples que o ML, que necessita de dois filtros, mas o ML exige fator de super-amostragem de 2, em vez de 4.

A Figura 3 mostra a variância do estimador para os seguintes parâmetros:  $L_0 = 100$ ,  $N = 4$ ,  $T_s = 1/4$  e roll-off  $\alpha = 0,25$  e  $0,75$ . As curvas com os dois valores de roll-off são comparadas com os respectivos limites modificados de Cramer-Rao (LMCR)[6], dados por:

$$LMCR(\tau) = \frac{T^2}{8\pi^2 \xi L_0} \frac{1}{E_b/N_0} \quad (4)$$

em que:

$$\xi = T^2 \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |G(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df} = \frac{1}{4} \left[ \frac{1}{3} + \alpha^2 \left( 1 - \frac{8}{\pi^2} \right) \right] \quad (5)$$

Da figura podemos ver que a variância do estimador diminui quando se aumenta o  $\alpha$ .

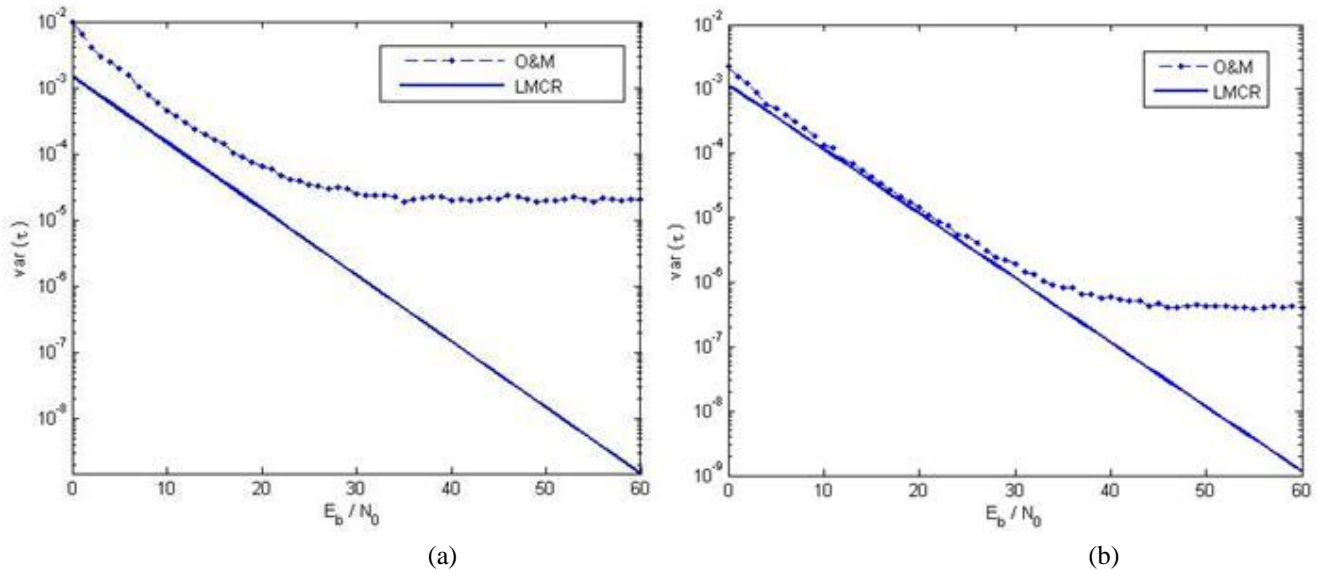


Figura 3: Variância do estimador O&M comparada a seu LMCR para (a)  $\alpha=0,25$  e (b)  $\alpha = 0,75$ .

Em malha fechada, foram simuladas as técnicas conhecidas como *Early-Late Detector* (ELD), cruzamento com o zero (CZ) e Mueller e Mueller (MM), descritas em detalhe em [6]. As três são aproximações do método ML, que exige a derivada do filtro conformador do pulso. Todas essas técnicas são baseadas na realimentação da estimativa no interpolador, e a diferença entre elas é o gerador de erro. Inicialmente, elas foram simuladas



no modo dirigido por decisão (DD), e as expressões para o cálculo do erro em cada uma foram:

$$e(k) = \hat{c}_k [y(kT + T/2 + \hat{\tau}_k) - y(kT - T/2 + \hat{\tau}_{k-1})] \quad (6)$$

para o caso do ELD-DD, em que  $\hat{c}_k$  é a decisão no  $k$ -ésimo período de símbolo,

$$e(k) = (\hat{c}_{k-1} - \hat{c}_k) y(kT - T/2 + \hat{\tau}_{k-1}) \quad (7)$$

para o caso do método de cruzamento com o zero (CZ), e

$$e(k) = \hat{c}_{k-1} y(kT + \hat{\tau}_k) - \hat{c}_k y[(k-1)T + \hat{\tau}_{k-1}] \quad (8)$$

para o método MM.

A Figura 4 mostra a comparação entre as variâncias destes algoritmos e o LMCR. Elas foram traçadas para valores de roll-off de 0,75. Pode-se verificar nos gráficos que os algoritmos de sincronismo temporal têm desempenho melhor ou pior de acordo com a razão  $E_b/N_0$ . Por exemplo: as variâncias do CZ e do ELD são próximas para  $E_b/N_0 < 10$  dB, mas o CZ tem desempenho superior entre 10 dB e 35 dB. Acima deste valor, o MM passa a ter menor variância.

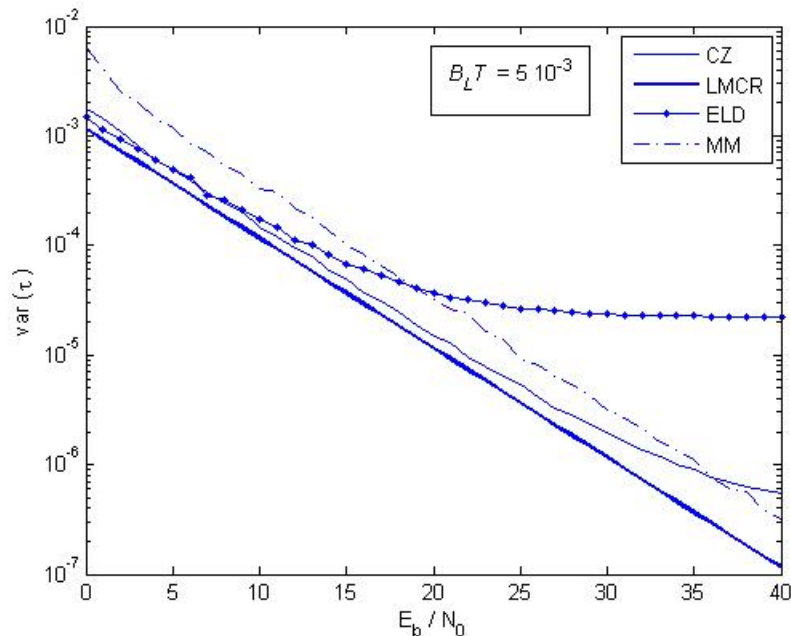


Figura 4: Variância dos estimadores de desvio de instante de amostragem no modo DD

O parâmetro  $B_L T$ , expresso na Figura 4 é significativo na variância destes métodos de malha fechada. Ele é o valor normalizado da largura de banda da malha. No cálculo do

estimador do desvio, ele é diretamente proporcional ao passo de adaptação que multiplica o erro obtido por uma das três expressões acima. Quanto maior o valor deste parâmetro, maior a variância. No entanto, a velocidade de convergência do algoritmo e sua capacidade de acompanhar mudanças no desvio são diretamente proporcionais ao passo de adaptação. Existe, portanto, um compromisso entre estas características em técnicas de malha fechada.

Foi feita uma simulação do ELD para a comparação dos modos DA, DD e NDA. Nestes, a expressão é a mesma que em (2), exceto pela troca do valor decidido pelo conhecido (caso DA) e pelo valor da amostra central  $y(k)$ , no caso NDA.

A Figura 5 mostra a curva S, que é a relação entre o desvio  $\tau$  e o erro gerado pelo algoritmo, em cada um dos casos. Na figura, é possível ver os pontos de equilíbrio, em que o algoritmo gera erro nulo para o desvio dado, e, portanto, o valor estimado é mantido. Em pontos de equilíbrio instável, como os pontos  $X_1$  e  $X_2$ , uma pequena variação do desvio devida ao ruído faria com que o estimador saísse destes pontos. Nos pontos de equilíbrio estável, como  $X_0$ , o estimador fica preso a estes valores, e pequenas variações causam apenas pequenas oscilações.

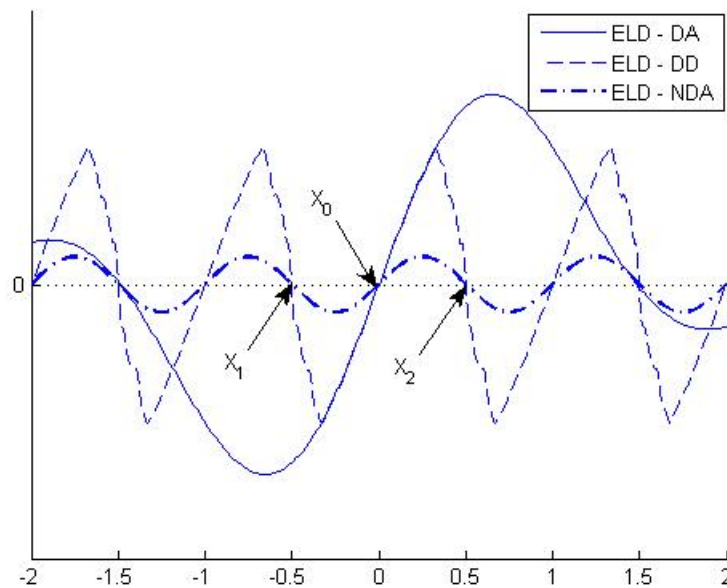


Figura 5: Curva S para os diferentes modos do algoritmo ELD (DA, DD e NDA)

Nota-se que há pontos de equilíbrio estável espúrios, pois levam o algoritmo a convergir para uma solução de desvio não-nulo. Nos modos DD e NDA, estes pontos estão nos múltiplos de períodos de símbolo, indicando que o algoritmo pode convergir para o instante ótimo do pulso seguinte ou do anterior, perdendo ou repetindo um símbolo. No modo DA, no entanto, os pontos espúrios estão distantes da origem, e o ponto de equilíbrio estável para o qual o estimador converge é o zero, desde que o desvio  $\tau$  inicial esteja no intervalo  $[-1,5, 1,5]T$ . Isto mostra a necessidade da transmissão de seqüências de treinamento, para que o sincronismo seja feito no modo DA, e o instante de amostragem seja corrigido para o instante ótimo do pulso desejado.

Para o modo NDA, um estimador de desvio de sincronismo temporal em malha fechada foi proposto por Gardner, e sua expressão para o erro é:

$$e(k) = \{y[(k-1)T + \hat{\tau}_{k-1}] - \Re\{y(kT + \hat{\tau}_k)\}y(kT - T/2 + \hat{\tau}_{k-1})\} \quad (9)$$

A técnica de Gardner[6] foi simulada e sua variância foi comparada com a do ELD-NDA e com o limite modificado de Cramer-Rao. A Figura 6 mostra o resultado, evidenciando o melhor desempenho da técnica de Gardner. Vale salientar que apesar de ter um bom desempenho, a técnica de Gardner pode convergir para o pulso seguinte ou o anterior, pelo fato de ser autodidata.

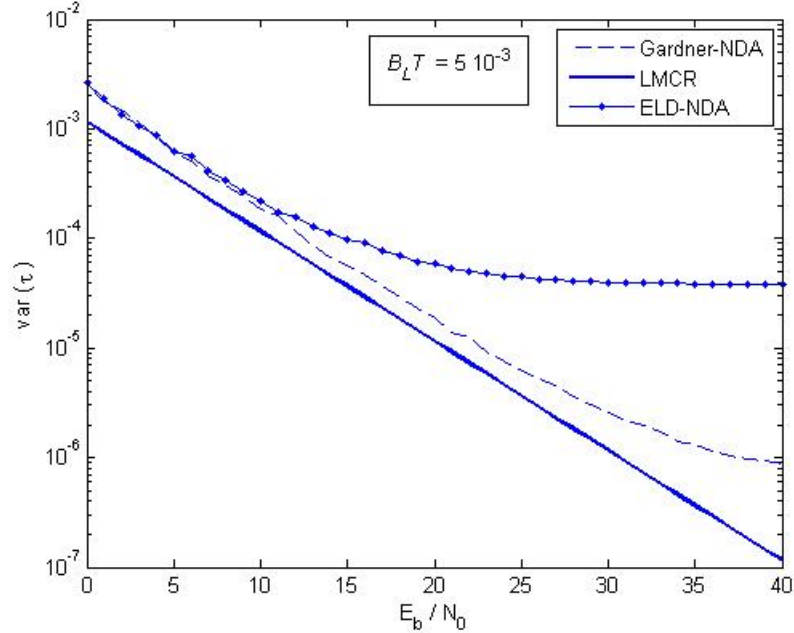


Figura 6: Comparação das técnicas autodidatas de sincronismo temporal de malha fechada

Em todas as simulações, foi traçada a curva de BER versus  $E_b/N_0$ , e a BER da simulação coincidiu com a BER teórica em todos os casos. Isto ocorreu pelo fato de o ruído do estimador não ser significativo para os valores de  $E_b/N_0$  simulados (de 0dB a 10dB), se comparado ao ruído aditivo. Para valores mais altos de  $E_b/N_0$ , a tendência é que o ruído de estimação seja mais significativo que o ruído do canal, e a BER mantenha-se em um valor constante, distanciando-se da curva teórica, que pressupõe a situação ideal, e na qual a BER sempre cai conforme o  $E_b/N_0$  aumenta.

### Sincronismo de fase da portadora

No transmissor e no receptor, multiplica-se o sinal por uma portadora. No entanto, em princípio não é possível garantir que a fase da portadora é a mesma nos dois pontos. A diferença de fase entre as portadoras é uma variável aleatória  $\theta$  uniforme no intervalo  $[0, 2\pi)$ . Esta diferença é responsável por uma rotação de  $\theta$  radianos no modelo complexo em banda base do sinal digital, que gera um aumento da BER se não for corrigida.

O desvio de fase  $\theta$ , além de depender das condições iniciais das portadoras, varia com o atraso do sinal no canal. Ela tem ligação com o desvio  $\tau$  e também pode ser causada por efeito Doppler ou diferenças na frequência de amostragem, já que estes alongam ou

encurtam o período da portadora contida no sinal transmitido. Outra causa comum é a diferença de frequência entre as portadoras, devida a imperfeições nos osciladores.

Há vários algoritmos clássicos para a correção de desvio de fase, em malha aberta e malha fechada, em modo DA, DD e NDA. Dentre eles, foram simulados dois: o estimador ML [6], em malha aberta, e o *Costas loop*[6], em malha fechada.

O estimador de malha aberta ML simulado é uma técnica DA, de modo que uma seqüência de treinamento é necessária. A seguinte expressão define o estimador:

$$\hat{\theta} = \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L_0-1} c_k^* x(k) \right\} \quad (10)$$

na qual é calculada a diferença de fase entre os símbolos recebidos e os esperados. Pode ser demonstrado que a variância deste estimador coincide com o limite modificado de Cramer-Rao, dado por:

$$\text{LMCR}(\theta) = \frac{1}{2L_0} \frac{1}{E_s / N_0} \quad (11)$$

em que  $L_0$  é o intervalo de observação em períodos de símbolo e  $E_s$  é a energia de símbolo e  $N_0/2$  é a densidade espectral de potência do ruído.

Esta técnica é utilizada se o desvio  $\theta$  é aproximadamente constante entre as seqüências de treinamento. Caso haja variação substancial em  $\theta$ , um método de malha fechada é mais indicado.

### ***O Costas loop***

O método mais conhecido de malha fechada de estimação e correção de desvio de fase é o *Costas loop*. Seu funcionamento é baseado nas seguintes expressões:

$$e(k) \triangleq \text{Im} \left\{ \hat{c}_k^* x(k) e^{-j\hat{\theta}(k)} \right\} \quad (12)$$

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \gamma e(k) \quad (12)$$

em que  $x(k)$  é o sinal recebido antes da correção de fase e  $\gamma$  é o passo de adaptação do estimador. Estas expressões são válidas para o modo DD, mas a técnica pode ser aplicada no modo DA, com a substituição de  $\hat{c}_k$  por  $c_k$ .

A curva S do *Costas loop* para a modulação QPSK está na Figura 7. Nela verificamos que no modo DA, os pontos de equilíbrio estável são os múltiplos de  $2\pi$ , ou seja, não há pontos de equilíbrio espúrios. Já no modo DD, há pontos de equilíbrio estável nos múltiplos de  $\pi/2$ , indicando que o estimador pode convergir para valores em que a constelação QPSK é girada em  $\pi/2$ ,  $\pi$  ou  $3\pi/2$  radianos, que são pontos de equilíbrio

espúrios. Isto depende do valor inicial de  $\theta$ . Assim, a probabilidade de o *Costas Loop* convergir para o valor correto, sem que tenha havido seqüência de treinamento é de apenas  $\frac{1}{4}$ . Além disso, caso o desvio  $\theta$  varie ao longo do tempo de maneira mais rápida que a malha possa acompanhar, o estimador também pode ficar preso em um destes pontos. Este é um dos motivos pelos quais é comum enviar uma seqüência de treinamento periodicamente para garantir que a fase está estimada corretamente.

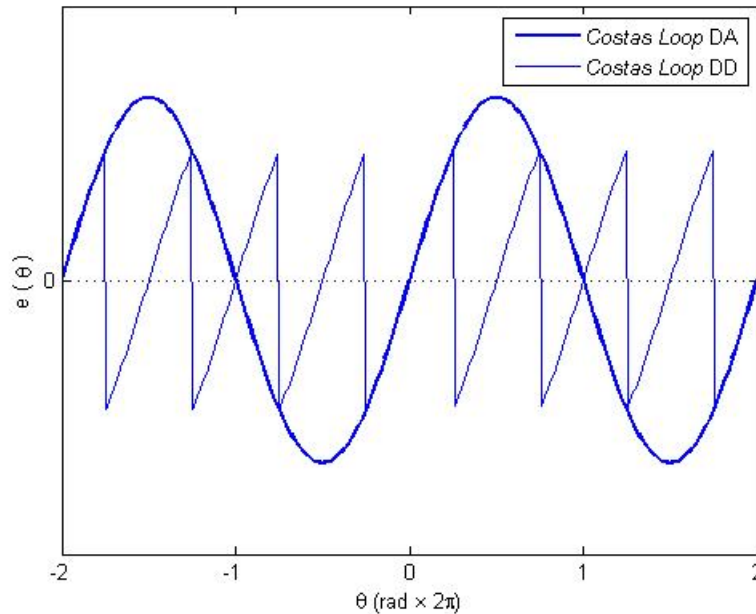


Figura 7: Curva S do *Costas loop* nos modos DA e DD

Esta técnica tem variância de estimação também coincidente com o limite modificado de Cramer-Rao. O limite é calculado por:

$$LMCR(\theta) = B_L T \frac{1}{2E_s / N_0} \quad (14)$$

Com a simulação das duas técnicas foi possível perceber que para um desvio  $\theta$  constante, o estimador em malha aberta teve melhor desempenho. No entanto, ele não é adequado para acompanhar variações de fase.

### Sincronismo de frequência de portadora

Desvio de frequência entre a portadora da transmissão e a da recepção causa rotação da constelação do sinal recebido, gerando assim erros de decisão. Mesmo pequenos desvios, quando não tratados, impossibilitam a transmissão digital. Grandes desvios, de valor comparável à frequência de símbolo, são corrigidos por meio de algoritmos diferentes de desvios menores, de até 15% da frequência de símbolo. Neste trabalho foram simulados somente algoritmos que lidam com o segundo tipo.

O desvio de frequência  $\nu$  é a derivada do desvio de fase  $\theta$ , e suas causas são, portanto, ligadas. As principais são: diferença entre os osciladores que geram as portadoras,

efeito Doppler, diferença entre frequências de amostragem, caso as portadoras sejam geradas digitalmente.

Desvios muito pequenos de frequência de portadora podem ser compensados com técnicas de correção de fase em malha fechada, como o *Costas loop*. No entanto, haverá sempre um erro em regime da fase, já que a fase estimada em um dado símbolo é utilizada para corrigir a do símbolo seguinte. Este erro em regime faz a BER aumentar. Caso ele seja significativo, uma modificação pode ser feita na malha, de modo a acrescentar um integrador. Isto elimina o erro em regime, e transforma o *Costas loop* em um sistema de 2ª ordem.

Há também algoritmos que estimam especificamente o desvio de frequência  $\nu$ , e utilizam osciladores controlados numericamente (NCO) para corrigi-lo. No caso de uma portadora digital, como foi simulado, foi utilizado um oscilador digital para a correção. Em ambos os casos, é necessário corrigir também a fase, pois ela varia enquanto o algoritmo de correção de frequência não estimar o desvio  $\nu$ .

O algoritmo simulado funciona em malha aberta e foi proposto por Fitz [6], e seu estimador é determinado por:

$$R(m) \triangleq \frac{1}{L_0 - m} \sum_{k=m}^{L_0-1} z(k)z^*(k-m), \quad 1 \leq m \leq L_0 - 1 \quad (15)$$

$$\hat{\nu} = \frac{1}{\pi N(N+1)T} \sum_{m=1}^N \arg\{R(m)\} \quad (16)$$

em que  $z(k) = y(k)c_k^*$ . A Figura 8 mostra que a variância do estimador coincide com o limite modificado de Cramer-Rao para valores de  $E_b/N_0$  maiores que 0dB, quando  $N=L_0/2$ . Diminuindo o valor de  $N$ , a complexidade computacional diminui e o maior desvio  $\nu_{\max}$  estimável aumenta. Porém, a variância da estimação aumenta.

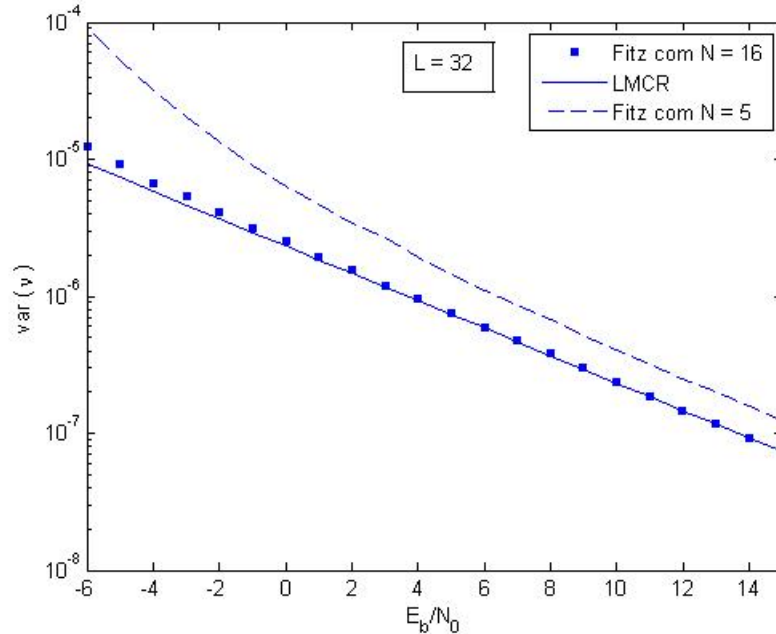


Figura 8: Variância do estimador de Fitz de desvio de frequência para  $N=5$  e  $N=16$

Pode-se provar a seguinte relação entre  $v_{\max}$  e  $N$ :

$$N < \frac{1}{2|v_{\max}|T} \quad (17)$$

Existe, portanto, um compromisso entre estas propriedades na escolha do parâmetro  $N$ .

### 3.2. Equalização

A transmissão de um sinal digital através de um canal gera distorções, que foram modeladas pela passagem do sinal por um filtro FIR. Seu principal efeito é distribuir a potência de cada símbolo ao longo dos símbolos vizinhos, causando interferência inter-simbólica (IIS). Para mitigar este problema, há diversas técnicas de equalização. As simuladas neste trabalho foram a equalização linear e a equalização com realimentação de decisão (DFE). Em ambos os casos, foi utilizado o algoritmo de adaptação LMS (*Least Mean Square*)[7], que converge para a solução de mínimo erro quadrático médio.

#### Equalização com filtro linear adaptativo

O equalizador linear é um filtro FIR [8], que tende a compensar as distorções que o canal causa ao sinal, de acordo com um critério definido. O critério de minimização do erro quadrático médio, obtido nesta simulação através do LMS, descrito em [7], visa diminuir as distorções do canal levando em conta o ruído presente.

As expressões abaixo mostram a filtragem do sinal recebido e a adaptação do filtro utilizando o erro instantâneo como base:

$$y_{eq}(k) = \mathbf{f}_k^H \mathbf{u}_k, \quad \mathbf{u}_k = [y(k), y(k-1), \dots, y(k-L+1)]^T \quad (18)$$

$$e_k = c_{k-\delta} - y_{eq}(k) \quad (19)$$

$$\mathbf{f}_{k+1} = \mathbf{f}_k + \gamma e_k^* \mathbf{u}_k \quad (20)$$

em que  $\mathbf{f}_k$  é o filtro equalizador de tamanho  $L$ ,  $y_{eq}$  é o sinal equalizado e  $\gamma$  é o passo de adaptação. Nota-se que a adaptação é feita com base no símbolo previamente conhecido, ou seja, no modo DA. Esta adaptação pode ser feita em modo DD, com a substituição de  $c_k$  por  $\hat{c}_k$ . No entanto, se a adaptação for feita no modo DD sem decisões confiáveis, é possível que o equalizador convirja para um mínimo local da função do erro quadrático médio, em vez de convergir para o mínimo global, como acontece no modo DA. Além

disto, se a adaptação for iniciada no modo DD, é necessário que o filtro seja iniciado com no mínimo um coeficiente não-nulo, ou ele nunca deixará a condição nula.

No modo DA, é importante a escolha do atraso de treinamento  $\delta$ . O atraso ótimo varia de acordo com o canal e com a SNR, e uma variação no atraso pode degradar em muito o desempenho do equalizador, como mostra a Figura 9, utilizado como exemplo um canal de fase mista. Em geral, para filtros lineares, o atraso ótimo é pequeno para canais de fase mínima, médio para canais de fase mista e da ordem do tamanho do filtro para canais de fase máxima.

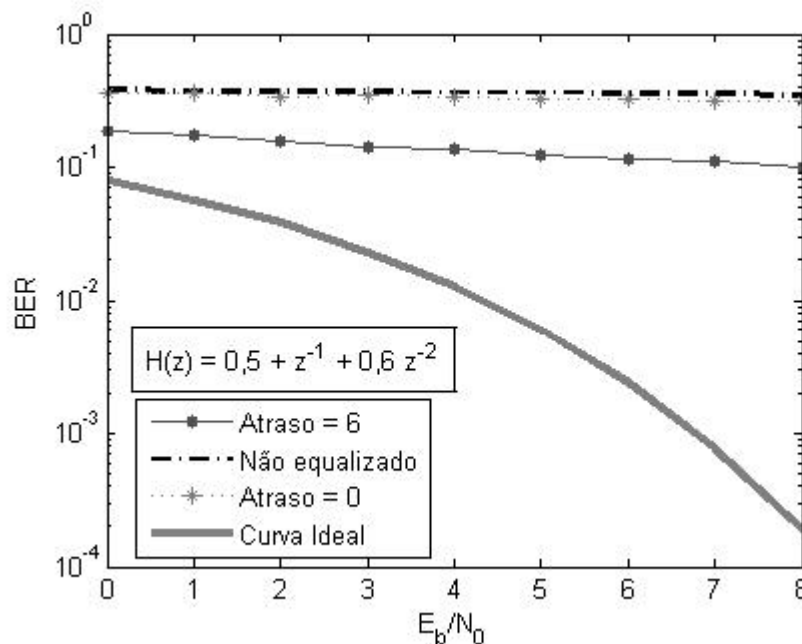


Figura 9: Taxa de erro de bit (BER) para diferentes atrasos de treinamento. A curva ideal pressupõe somente ruído aditivo, sem IIS.

O valor do passo de adaptação é um parâmetro importante na equalização adaptativa. Ele está ligado à faixa de frequências às quais a malha de adaptação é sensível. Quanto maior o passo, mais sensível é a adaptação a variações tanto do canal quanto do ruído. Assim, há um compromisso entre capacidade de acompanhar mudanças no canal e ruído de adaptação. Além disto, passos muito grandes podem levar o filtro a divergir e tornar-se instável.

O tempo de convergência também é determinado pelo passo de adaptação, de modo que para um passo que garanta um ruído de adaptação baixo, o tempo de convergência pode ser muito alto. Por isto, um passo de adaptação variável pode ser adotado, de modo que seu valor seja alto no início e diminua com o tempo. Outra possibilidade é que o valor do passo comece alto no modo DA e, após convergir, a adaptação seja modificada para o modo DD com um valor menor de passo.

O tamanho do filtro é outro parâmetro decisivo. Quanto maior o filtro, maiores a complexidade computacional e o ruído de adaptação. No entanto, o filtro deve ser grande o suficiente para compensar as distorções do canal. Na prática, filtros com os últimos coeficientes próximos de 0 podem ser um sinal de que o tamanho é maior que o necessário.

As simulações até agora haviam sido feitas com filtros cujos coeficientes estão espaçados de um período de símbolo. No entanto, para um cenário em que há desvio de



sincronismo temporal, a sobreposição espectral na amostragem na frequência de símbolo pode ser destrutiva, e causar distorção. Isto acontece devido ao atraso adicionar uma fase linear no domínio da frequência. Quando o sinal é amostrado, as imagens geradas têm diferença de fase, o que gera atenuações do sinal nas componentes sobrepostas.

Nesta situação, é mais indicado o uso de um filtro com coeficiente espaçado de frações de período de símbolo, pois assim a equalização é feita antes de haver sobreposição espectral, e a fase linear gerada pelo desvio de sincronismo é compensada pelo equalizador. Na Figura 10 é possível notar o melhor desempenho do equalizador fracionário de coeficientes espaçados de  $T/2$ , com desvio  $\tau = 0,2T$  e fator de *roll-off*  $\alpha = 0,75$ . Ambos os filtros da simulação tinham o mesmo tamanho, então o fracionário abrange metade do número de períodos de símbolo. É interessante notar que quando o equalizador não é fracionário e existe um desvio  $\tau$  não corrigido, o desempenho piora com o aumento do fator de *roll-off*  $\alpha$ .

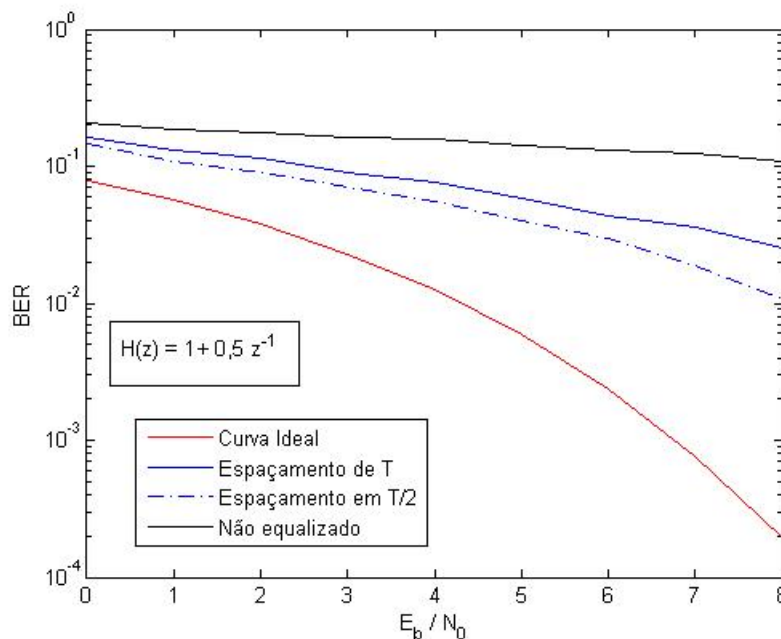


Figura 10: Taxa de erro de bit (BER) para diferentes espaçamentos dos coeficientes do equalizador

A simulação de equalizadores lineares adaptativos mostrou o compromisso entre os diversos parâmetros da equalização, como passo de adaptação, tamanho do filtro, intervalo entre os coeficientes, modo de adaptação e atraso de treinamento. Foi possível perceber que os equalizadores lineares não são capazes de reduzir a BER aos níveis de um canal sem IIS, quando o canal insere distorção.

### Equalizadores com realimentação de decisão (DFE)

O DFE consiste na inserção de uma realimentação não-linear após a filtragem linear, como mostra a Figura 11. Esta realimentação é feita de modo a cancelar a interferência dos símbolos anteriores ao símbolo atual (pós-cursor, na resposta impulsiva do canal), enquanto o filtro linear compensa a interferência causada pela componente pré-

cursora do canal, que resulta na interferência de símbolos posteriores ao atual. Nas simulações, o equalizador DFE foi adaptado também através do algoritmo LMS. As expressões seguintes, descritas em [9], definem o DFE e sua adaptação no modo DA:

$$y_{eq}(k) = \mathbf{f}_k^H \mathbf{u}_k + \mathbf{b}_k^H \mathbf{a}_k \quad (21)$$

$$\mathbf{u}_k = [y(k), y(k-1), \dots, y(k-L_1+1)]^T$$

$$\mathbf{a}_k = [c(k-1), c(k-2), \dots, c(k-L_2)]^T$$

$$e_k = c_{k-\delta} - y_{eq}(k) \quad (22)$$

$$\mathbf{f}_{k+1} = \mathbf{f}_k + \gamma e_k^* \mathbf{u}_k \quad (23)$$

$$\mathbf{b}_{k+1} = \mathbf{b}_k + \gamma e_k^* \mathbf{a}_k \quad (24)$$

em que  $\mathbf{f}_k$  é a resposta impulsiva do filtro de alimentação e  $\mathbf{b}_k$  é a resposta impulsiva do filtro de realimentação. Nota-se que no modo DA não é feita a realimentação da decisão, mas sim a realimentação do símbolo previamente conhecido para evitar a propagação de erro durante o processo de treinamento.

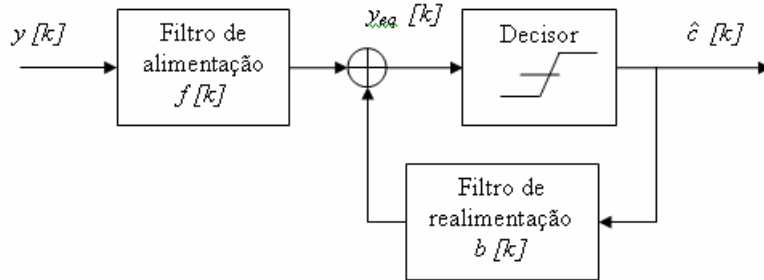


Figura 11: Diagrama do equalizador com realimentação de decisão (DFE)

A Figura 12 ilustra o desempenho, em termos de BER, de um DFE comparado ao de um equalizador linear. O filtro linear utilizado foi fracionário de 10 coeficientes, e o DFE tinha filtro de alimentação também fracionário de 10 coeficientes e o filtro de realimentação de 8 coeficientes. Todas as simulações a partir daqui utilizaram DFE com filtros desta ordem. Pode-se notar que quanto maior a razão  $E_b/N_0$ , maior a diferença entre os desempenhos dos dois tipos de equalização. Isto acontece pelo fato de, para alta  $E_b/N_0$ , a IIS passar a ser mais importante que o ruído aditivo. Como o DFE é mais eficaz em eliminar a IIS, ele segue a tendência da curva de BER nesta faixa de  $E_b/N_0$ . Sua perda em relação a esta se deve principalmente ao cancelamento da energia de cada pulso contida na parte pós-cursora do canal.

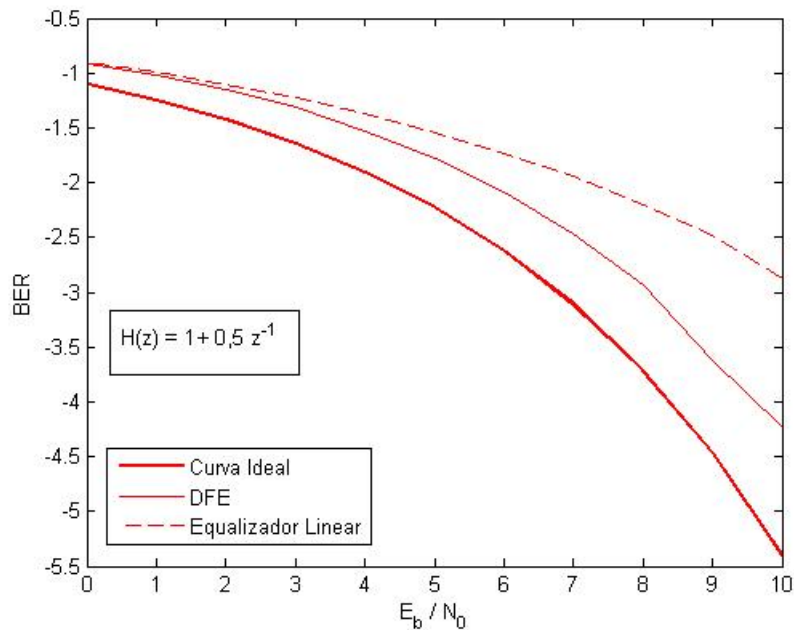


Figura 12: Comparação entre o DFE e o equalizador linear taxa em relação à taxa de erro de bit (BER)

O DFE pode ser utilizado no modo DD, no qual o erro calculado e a realimentação passam a depender da decisão. Porém, o DFE pode sofrer o fenômeno da degeneração no modo DD, em que o filtro  $f$  tem todos seus coeficientes anulados e a realimentação de decisão passa a funcionar como um oscilador, com sua saída baseada somente nas decisões anteriores e não no sinal recebido. Isto acontece devido ao fato de o erro calculado em modo DD ser nulo nesta situação. A Figura 13 mostra a saída de um DFE quando ele se degenera. A saída do equalizador oscila entre  $1-j$  e  $-1+j$  (caso em que  $E_b/N_0 = 8\text{dB}$ ), em um cenário de modulação QPSK. O risco de haver degenerescência é pequeno se o equalizador for executado durante tempo suficiente no modo DA, e se o canal não variar muito bruscamente ao longo do tempo.

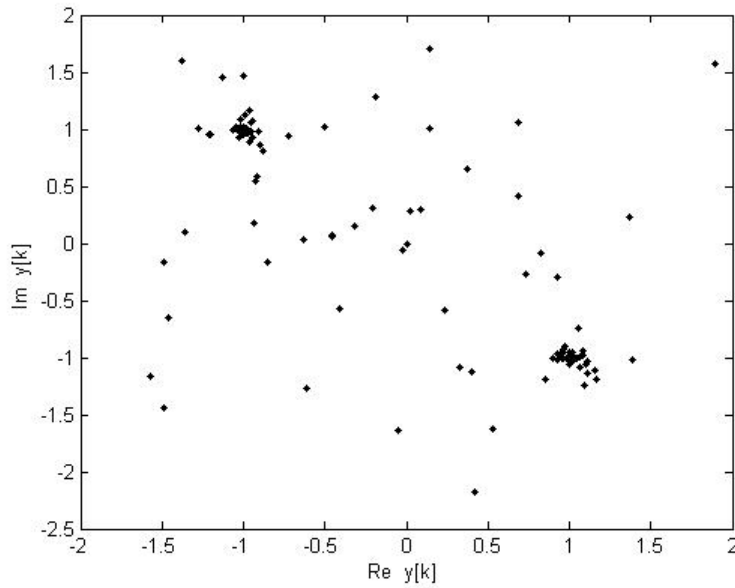


Figura 13: Sinal (no plano complexo) na saída do DFE, quando este sofre degeneração. Podemos notar a concentração dos pontos ao redor de  $1-j$  e  $-1+j$

O DFE pode ter seu desempenho degradado devido à realimentação de decisões erradas, que gera a propagação de erros. Esta degradação é ilustrada na Figura 14, em que a realimentação da decisão (certa ou errada) é comparada à realimentação dos símbolos conhecidos (sempre certos). Este problema pode ser combatido com a diminuição dos erros de decisão, como, por exemplo, o uso de códigos corretores de erro [9].

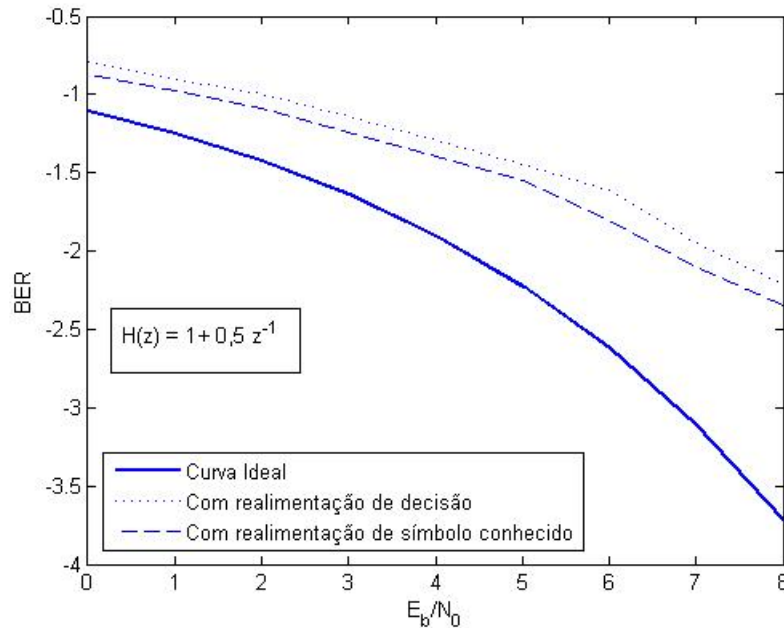


Figura 14: Comparação da BER para um DFE com realimentação de decisão e realimentação de símbolo previamente conhecido

O atraso de treinamento também é relevante para o DFE. Porém, no caso do DFE, mesmo no caso de canais de fase mínima o atraso ótimo é próximo do tamanho do filtro  $f$ . Isto se explica pelo fato que este filtro é voltado à compensação da parte pré-cursora da resposta impulsiva do canal, que corresponde aos zeros do canal fora do círculo unitário, o equivalente a um canal de fase máxima. A Figura 15 mostra a BER do DFE em função do atraso de treinamento.

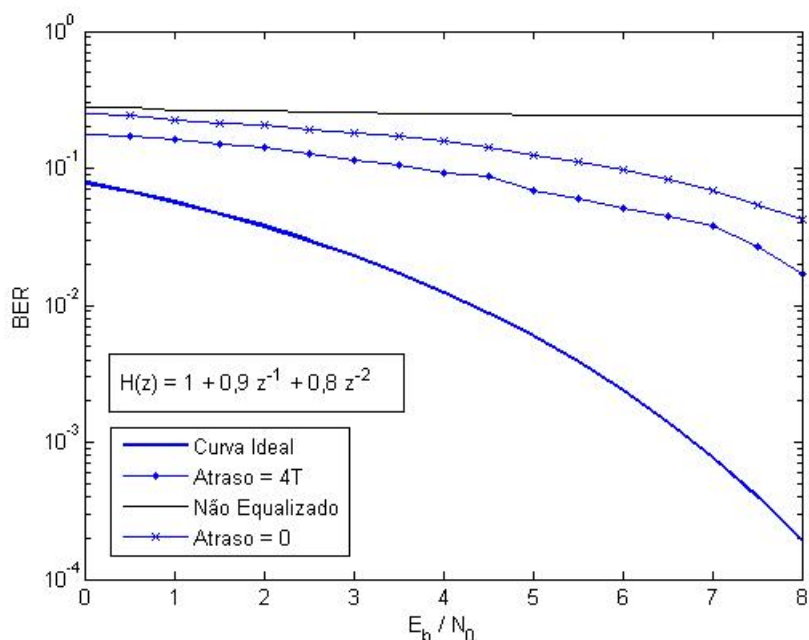


Figura 15: Comparação da BER para um DFE com atrasos de treinamento diferentes

O comportamento do DFE com relação ao passo de adaptação e ao tamanho dos filtros é similar ao do equalizador linear. Nota-se, no entanto, que para um mesmo canal, a soma das ordens dos dois filtros do DFE é em geral menor que a ordem do equalizador linear.

As simulações feitas com os dois tipos de equalizadores mostram a superioridade de desempenho do DFE, sendo que sua complexidade computacional não é significativamente maior. Em alguns casos, devido ao tamanho menor dos filtros utilizados, a complexidade pode ser até menor que a do equalizador linear.

## 4. Simulação de todo o enlace

Neste momento do trabalho foram escolhidas algumas técnicas de sincronização e equalização, que foram implementadas em conjunto, na simulação de todo o enlace, considerando tanto desvios de sincronismo temporal e de portadora quanto interferência inter-simbólica.

Foram feitas simulações com variações de canais e de desvios de sincronismo. As técnicas utilizadas foram:

- Modulação: QPSK
- Algoritmo de sincronismo temporal: ELD ;
- Algoritmo de sincronismo de fase: *Costas loop* de 2ª ordem (exceto Cenário 6);
- Algoritmo de sincronismo de frequência: Fitz;
- Equalizador: DFE fracionário com coeficientes do filtro de alimentação  $f$  espaçados de  $T/2$ ;
- Sequência de treinamento: 100 símbolos a cada 2000;
- ELD, *Costas loop* e DFE alternam entre modo DA, durante as seqüências de treinamento, e DD no restante.

Foram simulados três cenários diferentes para comparação:

- Cenário 1 – IIS e desvio de frequência
  - Canal:  $h = 1 + 0,5 z^{-1} + 0,3 z^{-2}$ ;
  - Desvio  $\tau$ : 0 ;
  - Desvio  $\theta$  : 0 radianos;
  - Desvio  $\nu T$ : 0,01 radianos/símbolo;
- Cenário 2 – Somente IIS
  - Canal:  $h = 1 + 0,5 z^{-1} + 0,3 z^{-2}$ ;
- Cenário 3 – Somente desvio de frequência
  - Desvio  $\nu T$ : 0,01 radianos/símbolo;
- Cenário 4 – Cenário 1 + desvio de fase
  - Desvio  $\theta$  :  $\pi/2$  radianos;
- Cenário 5 – Cenário 1 + desvio de instante de amostragem
  - Desvio  $\tau$ :  $0,4T$  ;
- Cenário 6 – Cenário 1 com o *Costas loop* de 1ª ordem

A Figure 16 mostra a comparação dos resultados das simulações dos Cenários 1, 2 e 3. Desta comparação, vemos que a diminuição no desempenho (em termos de BER) acontece devido à IIS. O desvio de frequência, após corrigido pelo algoritmo de Fitz e pelo *Costas loop* de 2ª ordem, não gera degradação significativa.

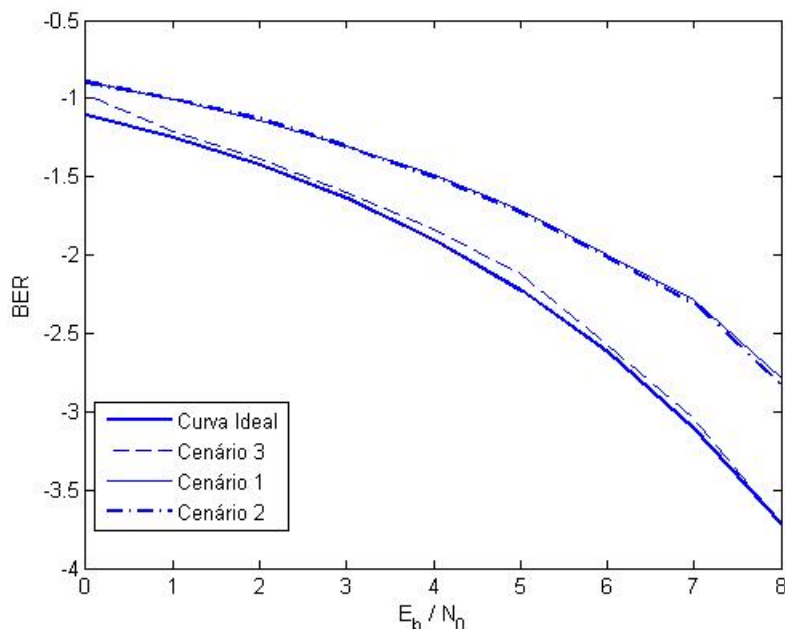


Figura 16: Comparação das BER dos Cenários 1, 2 e 3

Na comparação dos cenários 1, 4 e 5, notamos que a BER é a mesma independente desvios constantes de fase ou instante de amostragem, como ilustrado na Figura 17. Isto se deve ao fato de as técnicas de sincronismo temporal e de fase compensarem sem perda de desempenho qualquer desvio constante.

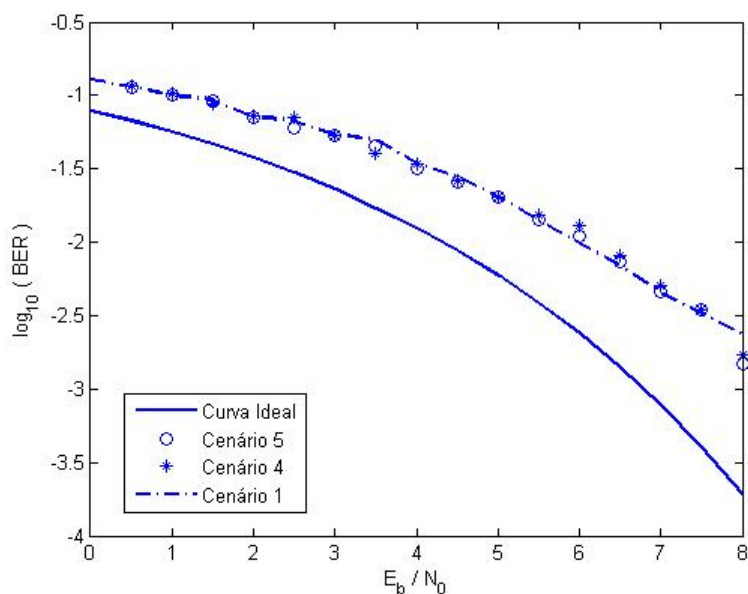


Figura 17: Comparação das BER dos Cenários 1, 4 e 5

A última comparação feita foi entre os cenários 1 e 6, tratando do sincronismo de portadora. Podemos notar que há uma perda de desempenho quando a malha usada na correção de fase é de 1ª ordem. Isto ocorre devido ao pequeno desvio de frequência remanescente, causado pelo erro de estimação de frequência. Com este desvio, o *Costas loop* de 1ª ordem mantém um erro constante de fase, aumentando a BER. Mostra-se, portanto, mais eficaz o uso de correção de frequência, para desvios maiores, seguido do *Costas loop* de 2ª ordem, para compensar os erros remanescentes.

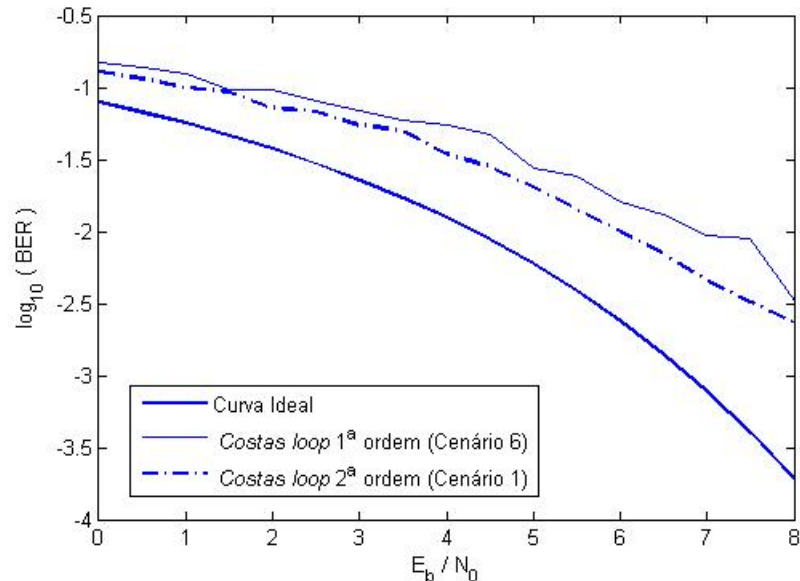


Figura 18: Comparação das BER dos Cenários 1 e 6

#### 4.1. Outras simulações

Foram feitas outras simulações, utilizando técnicas diferentes, variando parâmetros como passo de adaptação e tamanho da sequência de treinamento. Os resultados obtidos foram equivalentes aos obtidos acima, sendo que as diferenças de desempenho em relação aos cenários mencionados na seção anterior foram devidas às características individuais de cada técnica. Não as repetiremos aqui, pois elas foram expostas no capítulo anterior.



## **5. Modem acústico off-line**

Após as simulações, foi implementada a primeira versão do modem acústico. A partir deste ponto, ruído, distorções de canal e desvios de sincronismo deixaram de ser simulados digitalmente e passaram a ser causados pelo próprio meio de transmissão, o microfone, os alto-falantes e a placa de som.

O modem acústico *off-line* consiste em um sistema, que gera por *software* o sinal acústico contendo informação digital, o reproduz no alto-falante, e gravado com o microfone. Após o término da gravação, é feito o processamento deste sinal, por um receptor também implementado em *software*. Esta versão do modem acústico precede a versão em tempo real, em que o processamento e a reprodução do sinal são feitos simultaneamente.

Com a implementação do modem acústico *off-line* foi possível determinar em linhas gerais o comportamento do canal e dos desvios de sincronismo. Foi possível também perceber quais algoritmos, dentre os simulados, seriam mais adequados para lidar com os problemas encontrados na transmissão por sinal acústico. Outros parâmetros como faixa utilizada, periodicidade da transmissão de seqüência de treinamento e tamanho da seqüência puderam ser escolhidos de acordo com a necessidade da transmissão.

### **5.1. Resposta em frequência**

Para a escolha da faixa de frequências a ser utilizada, foi feito um teste para verificar a resposta em frequência da reprodução e gravação do som no computador. Com este objetivo, foi gerado um sinal digital aleatório branco com distribuição uniforme entre +1 e -1, que foi reproduzido na caixa de som e gravado através do microfone, que estava muito próximo da caixa de som. A Figura 19 mostra a transformada discreta de Fourier do sinal gravado. Pelo fato de o sinal original ser branco, a densidade espectral de potência do sinal gravado corresponde aproximadamente à densidade espectral de potência do meio de transmissão. Como o sinal é amostrado a 44100 Hz, o gráfico é limitado a 22050 Hz.

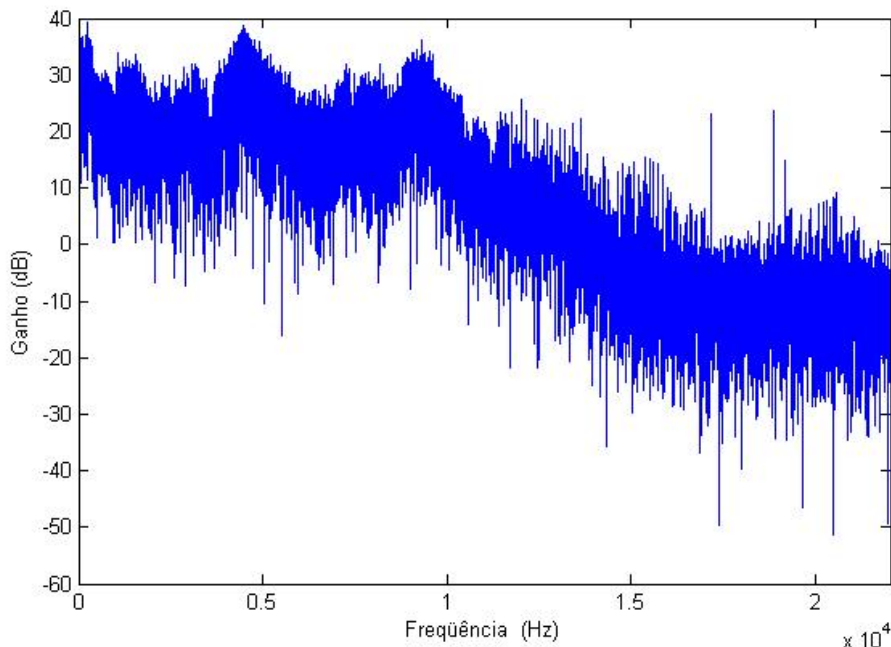


Figura 19: Densidade espectral de potência do sistema de som

Pela figura nota-se que o sinal sofre forte atenuação a partir de 11 kHz, de modo que a faixa escolhida para a transmissão de dados não deve ultrapassar este limite. Podemos notar também que ocorre uma variação de até 20dB no ganho nesta região. A faixa de menor variação encontrada foi entre 5kHz e 11kHz, e esta foi a faixa escolhida para a transmissão. Outro motivo para esta escolha foi evitar as não-linearidades causadas por harmônicas. Se fossem escolhidas frequências menores, a possibilidade de presença de harmônicas misturadas ao sinal seria maior. Assim, a frequência da portadora foi fixada em 7500 Hz, mas com a possibilidade de mudança, já que outros sistemas de som podem ter respostas em frequência diferentes.

## 5.2. O Sinal Transmitido

A faixa de frequência usada foi de cerca de 6 kHz (incluindo o rolloff do filtro), e para isto, foi necessário super-amostrar o sinal em 12 vezes. Os filtros de transmissão e recepção escolhidos foram do tipo raiz de cosseno levantado com fator de *roll-off*  $\alpha=0,75$ , com fator de super-amostragem de 4. Após o filtro, o sinal é interpolado e é multiplicado pela portadora. A modulação utilizada neste modem acústico é o QPSK.

Na versão *off-line* do modem acústico, é transmitido um sinal de duração de 30 segundos, que é processado depois de gravado.

## 5.3. Correlação com a Seqüência de Treinamento

O receptor identifica o início do sinal transmitido quando há um pico na sua correlação com a seqüência de treinamento, que é aproximadamente branca. Isto ocorre porque os símbolos transmitidos são descorrelacionados, portanto a função correlação tem

valor próximo de 0 em qualquer instante, exceto quando a seqüência de treinamento é recebida.

Além da informação de início do sinal, a correlação entre a seqüência de treinamento e o sinal transmitido pode ser usada para estimar a resposta impulsiva do canal. Isto acontece porque a seqüência de treinamento interfere nos símbolos mais próximos de modo proporcional à IIS causada pelo canal. Por exemplo: Para um canal  $h = h_0 + h_1 z^{-1}$ , a correlação entre o sinal recebido  $y$  e a seqüência  $s$ , no momento em que ela é recebida, é:

$$R_{y,s}(k) = h_0 \sum_i |s_i|^2. \quad (25)$$

No instante seguinte, ela vale:

$$R_{y,s}(k+1) = h_1 \sum_i |s_i|^2 \quad (26)$$

Como o valor  $\sum_i |s_i|^2$  é conhecido no receptor,  $h_0$  e  $h_1$  podem ser calculados facilmente.

No entanto, a operação feita no receptor é a multiplicação de uma realização do sinal recebido com a seqüência de treinamento. Por isso, seu resultado é próximo da correlação, mas sofre degradação devido ao ruído e à IIS. A Figura 20 mostra o resultado do valor absoluto da correlação de uma seqüência de 63 símbolos QPSK com o sinal recebido, após a sincronização, em que ela está presente a cada 2000 símbolos. Nota-se o pico de tamanho aproximado 100 nos instantes correspondentes à seqüência. Uma visão mais detalhada ao redor deste pico mostra uma estimativa do canal.

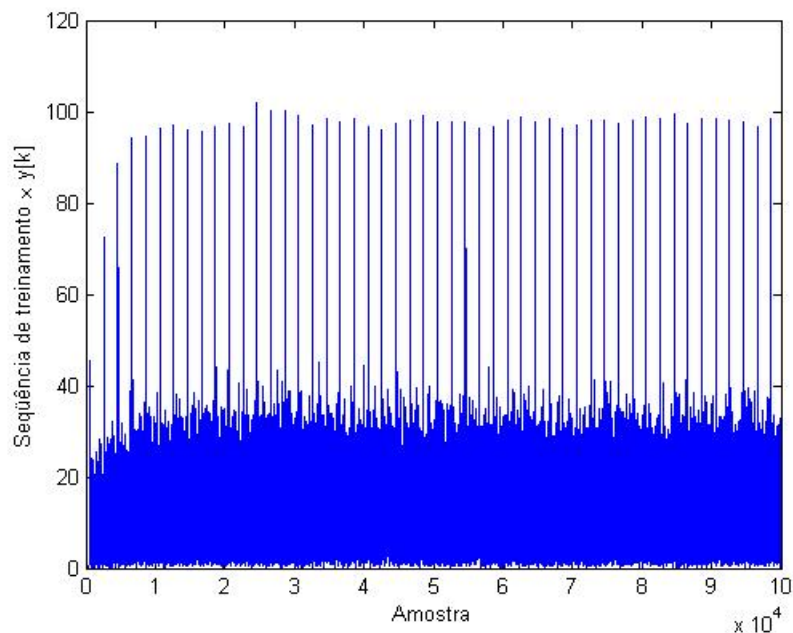


Figura 20: Correlação entre o sinal recebido sincronizado e a seqüência de treinamento

Podemos observar da Figura 20 também que os primeiros picos têm valor menor. Isto se deve ao fato que os algoritmos de aquisição de sincronismo estão ainda em seu transitório.

#### 5.4. Estimador de canal utilizando LMS

Outro estimador de canal foi utilizado, para comparação dos resultados. Este é baseado no algoritmo de adaptação LMS, como os equalizadores usados neste trabalho. As expressões que definem seu cálculo, no modo DA, são:

$$y_{est}(k) = \mathbf{f}_k^H \mathbf{u}_k, \quad \mathbf{u}_k = [c(k), c(k-1), \dots, c(k-L+1)]^T \quad (27)$$

$$e_k = y_{k-\delta} - y_{est}(k) \quad (28)$$

$$\mathbf{f}_{k+1} = \mathbf{f}_k + \gamma e_k^* \mathbf{u}_k \quad (29)$$

em que  $\mathbf{f}$  é a estimativa do canal,  $c(k)$  é o símbolo enviado,  $y(k)$  é o símbolo recebido e  $y_{est}(k)$  é a estimativa do símbolo recebido. Seu cálculo no modo DD é feito com a substituição de  $c(k)$  por  $\hat{c}(k)$ .

Nesta estimação, é importante que a resposta impulsiva do canal não ultrapasse os limites de  $\mathbf{f}$ . É importante também que o atraso  $\delta$  no cálculo do erro seja igual ou maior que o tamanho da resposta impulsiva pré-cursora do canal, pois ele define a posição em  $\mathbf{f}$  em que estará o cursor.

#### 5.5. Algoritmos usados

Todos os algoritmos simulados foram implementados no modem acústico *offline*, sendo que alguns deles foram deixados de lado devido a sua inadequação à situação. Os seguintes algoritmos estão presentes no modem acústico *offline*:

- Equalização: Filtro linear e DFE, ambos com espaçamento de 1 ou ½ período de símbolo;
- Sincronismo de instante de amostragem: ELD, Gardner, MM e de cruzamento com o zero (malha fechada) e o Oerder & Meyr (malha aberta);
- Sincronismo de fase de portadora: *Costas loop* de 1ª ordem e 2ª ordem (malha fechada) e estimador ML (malha aberta);

## 5.6. Testes

O modem acústico foi testado na situação em que o microfone foi encostado na caixa de som. Nesta situação, com somente uma caixa de som e nenhum outro objeto próximo do microfone, supomos que as distorções vêm somente da resposta em frequência da caixa e do microfone. A Figura 21 mostra a resposta impulsiva (em valor absoluto) do canal estimado. Podemos notar que há IIS inerente ao sistema de som, mesmo não havendo propagação multi-percurso.

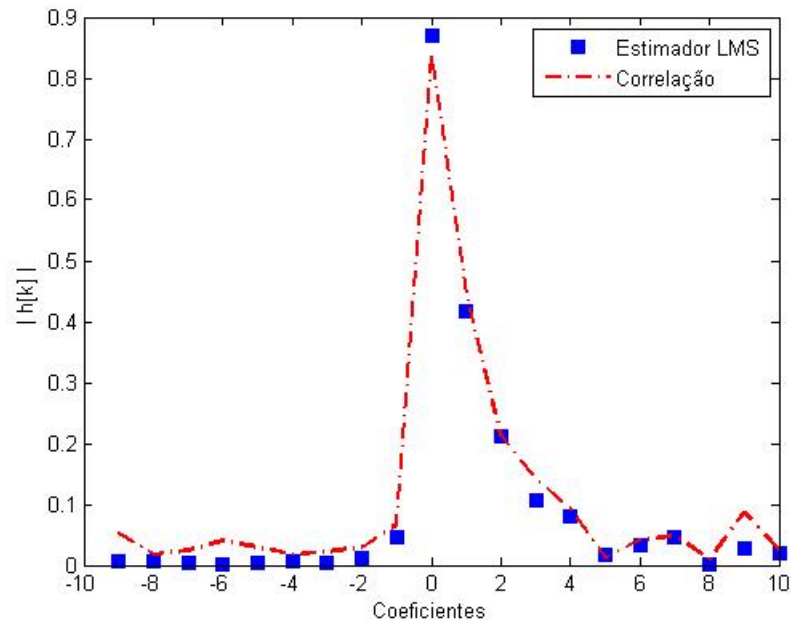


Figura 21: Valor absoluto da resposta impulsiva do canal do modem acústico, estimado pelos dois métodos

Foi possível estimar o valor da relação  $E_b/N_0$  da transmissão. O valor foi calculado com base na potência do sinal medido na saída do filtro casado da recepção. Para medir a potência do ruído ambiente, foi feita uma gravação sem sinal transmitido. Para medir a soma do sinal com o ruído, foi gravado o sinal transmitido. Foi obtido então o valor de  $E_b/N_0$  de cerca de 29dB. O erro quadrático médio após o processamento do sinal mostrou que a degradação do sinal devido a IIS, desvios de sincronismo e não-linearidades causou perdas de cerca de 8 dB.

Outras características da transmissão podem ser notadas nesta situação. Observamos que, mesmo sem haver deslocamento da caixa ou do microfone, há um desvio de sincronismo de frequência de amostragem, que gera um desvio de frequência de portadora. Por este motivo, é necessário utilizar um algoritmo de malha fechada para sincronismo temporal e de fase.

Calculando o desvio de frequência de portadora a partir do desvio de fase estimado, obtemos o valor de  $\nu T \approx 5,02 \cdot 10^{-5}$ . Este valor é muito baixo e pode ser compensado com o uso do *Costas loop* de 2ª ordem. Tentamos utilizar o estimador de desvio de frequência de

Fitz, mas ele não foi eficaz, pois o desvio padrão de seu erro de estimação é da ordem de  $10\sqrt{T}$ . Por isso, não foi feito o uso de técnicas de correção de frequência.

Outro teste foi realizado, desta vez com duas caixas de som com a mesma potência transmitindo o sinal. Uma delas estava distante do microfone, enquanto a outra estava encostada nele. Esta configuração espacial permitiu causar propositalmente propagação multi-percurso, cuja resposta impulsiva estimada (Estimador LMS) está na Figura 22. Vimos que há um pico atrasado em três períodos de símbolo a partir do cursor, de potência menor que este. Este pico indica a presença do sinal vindo da caixa distante, com atraso e atenuação, ambos devidos à distância. A partir do atraso entre os picos, foi possível calcular a distância entre as caixas. O período de símbolo é:

$$T = \frac{1}{R} = \frac{1}{3675} = 2,72 \cdot 10^{-4} \text{ s}$$

A distância percorrida pelo som em  $3T$  segundos é:

$$d = v_{som} \cdot 3T = 340 \cdot 3 \cdot 2,72 \cdot 10^{-4} = 0,28 \text{ m} = 28 \text{ cm}$$

A distância entre a segunda caixa e o microfone foi então medida e verificou-se que era de cerca de 27 cm, valor próximo do calculado.

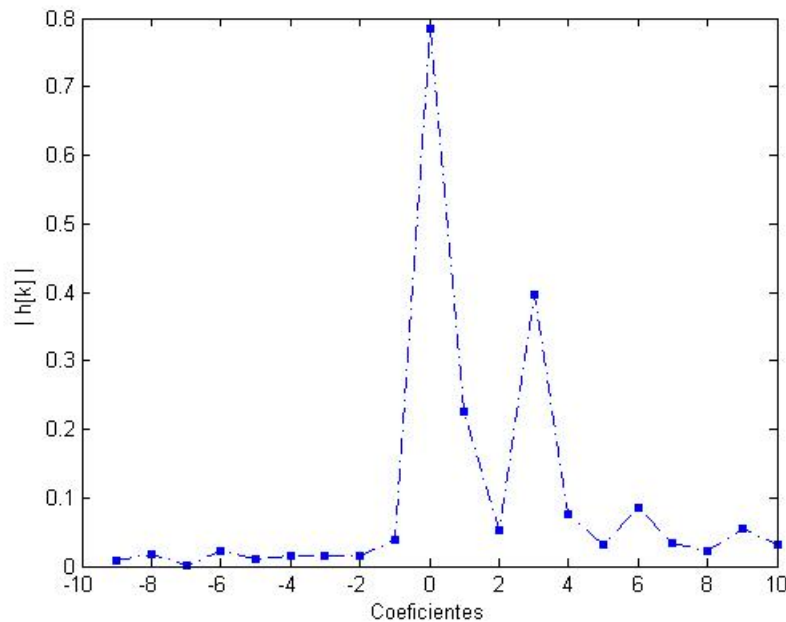


Figura 22: Valor absoluto da resposta impulsiva do canal quando utilizadas as duas caixas

Foi testado ainda outro canal de transmissão, desta vez com o somente uma caixa e o microfone próximo a ela. Desta vez o microfone estava no interior de um tubo plástico de cerca de 5 cm de diâmetro. Há reflexão do som no interior do tubo, e isto é responsável pela deterioração do canal em termos de IIS. O canal estimado tem a resposta em

freqüência mostrada na Figura 22. Podemos ver que há freqüências que são atenuadas em até 17dB.

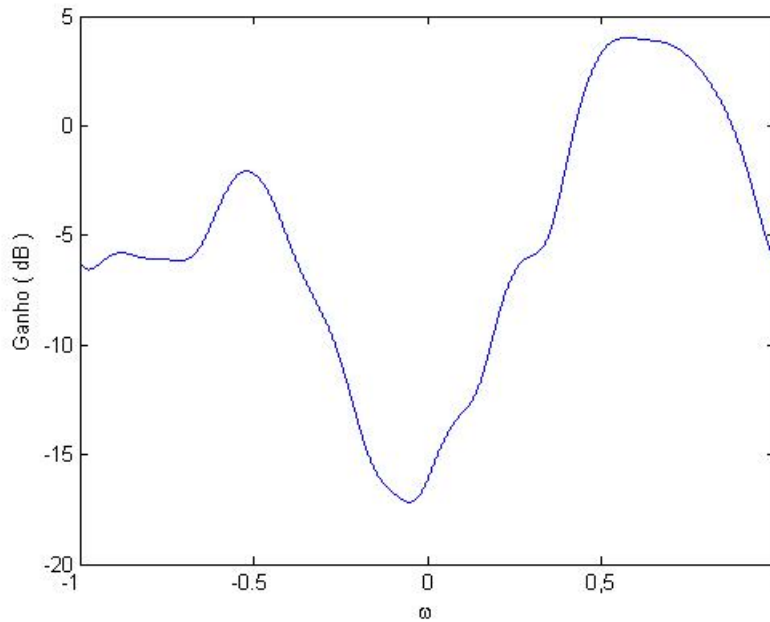


Figura 23: Magnitude da resposta em freqüência do canal, quando o microfone está no interior do tubo plástico

O objetivo deste teste é avaliar a mudança no atraso de treinamento do equalizador no erro quadrático médio. Para isto, o sinal gravado neste teste foi processado de duas maneiras diferentes: sem atraso de treinamento e com atraso de 3 períodos de símbolo. O filtro de alimentação do DFE usado tinha tamanho de 4 períodos de símbolo. A diferença entre os resultados é visível na comparação da Figura 24, em que 24-a mostra maior espalhamento que 24-b. O erro quadrático médio calculado caiu de 0,0799 para 0,0327 com a adição do atraso de treinamento. Outros testes, com canais menos seletivos em freqüência, não mostraram ser tão dependentes do atraso de treinamento quanto este.

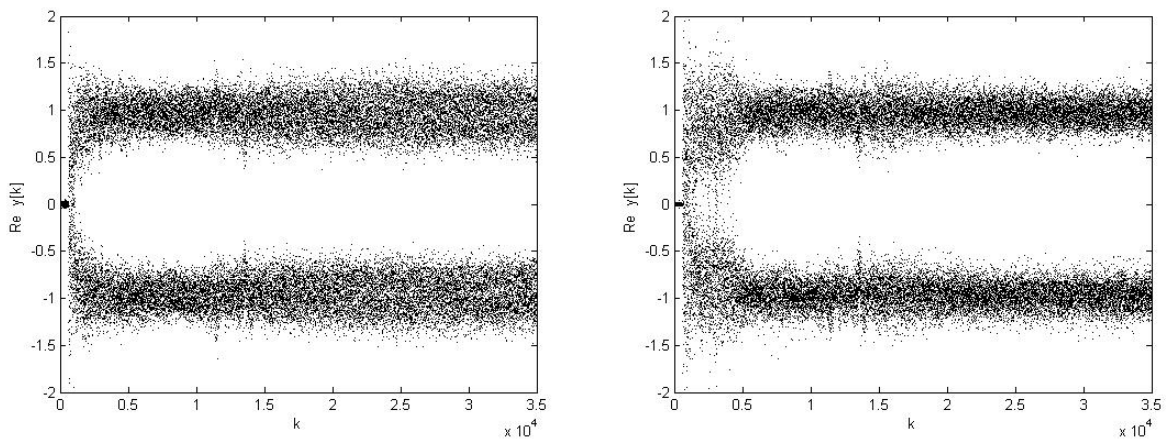


Figura 24: Parte real do sinal equalizado, para os atrasos de treinamento: (a) 0 e (b) 3T

## 6. Modem Acústico em Tempo Real

Para transformar o modem acústico já implementado em um sistema em tempo real foi utilizada a ferramenta de aquisição de dados do Matlab, o *Data Acquisition Toolbox*. Através dela foi possível processar os dados provenientes do microfone ao mesmo tempo em que outro bloco de dados estava sendo gravado. Assim, foi programado o sistema em tempo real baseado em transmissão por blocos.

Nesta seção está detalhado o funcionamento do sistema em tempo real, com os problemas encontrados em sua implementação e as soluções encontradas.

### 6.1. Detecção do início de bloco

Um problema nesta transmissão é que o início do bloco de amostras de som não corresponde necessariamente ao início do bloco de dados. Como mostra a Figura 25, uma parte do bloco de dados está em um bloco de amostras de som, e a outra parte no bloco seguinte. Desta maneira, cada bloco de dados só poderá ser processado após a aquisição do bloco seguinte. Por isto o modem acústico segue os seguintes passos para a aquisição dos blocos de dados:

1. Um bloco de tamanho fixo de amostras de som é adquirido;
2. Este bloco é filtrado, preservando a faixa de frequências do modem acústico
3. A potência do sinal é calculada;
4. Se a potência estiver acima de um dado limiar, o que indica a presença do sinal, o sinal é demodulado e é feita sua correlação com a seqüência de treinamento, procurando o pico que indica o começo de um bloco de dados transmitidos;
5. Se for identificado o começo de um bloco de dados, as amostras recebidas a partir deste ponto são salvas em um *buffer*;
6. Na aquisição das amostras seguintes de som, a quantidade de amostras necessária para completar um bloco de dados é concatenada às amostras guardadas no passo anterior;
7. O bloco de dados completo, salvo no *buffer*, é então processado;
8. A primeira parte do bloco de dados seguinte é gravada;
9. O sistema retorna ao passo 6.



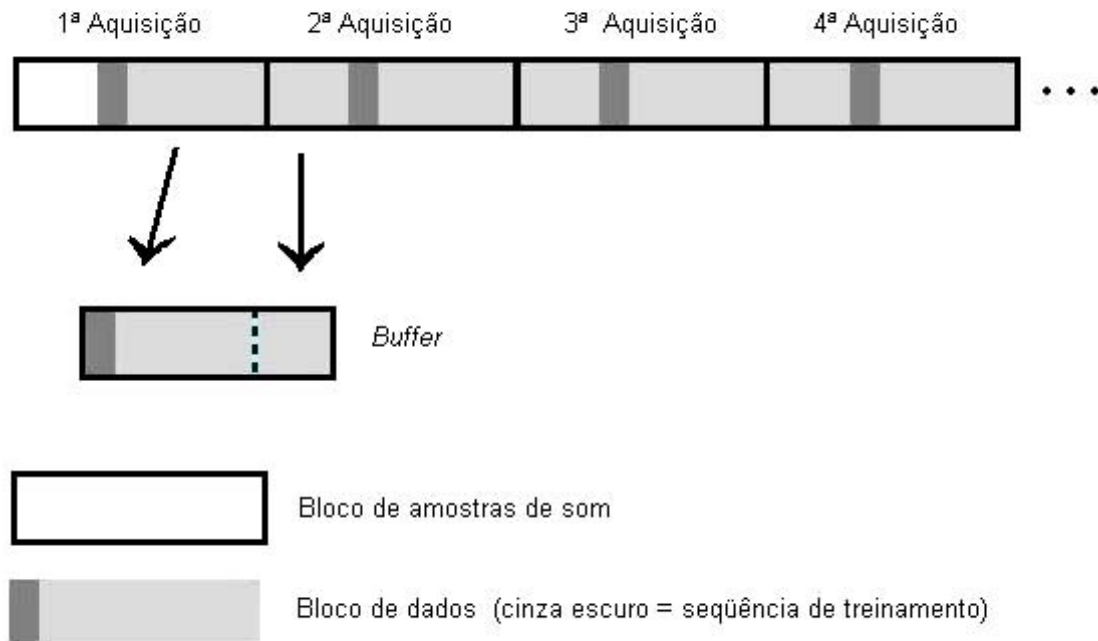


Figura 25: Aquisição de blocos de dados no modem acústico em tempo real

Se a potência calculada no passo 3 estiver abaixo do limiar, nenhum processamento adicional será feito nessa aquisição, e o sistema volta ao passo 1. Este limiar serve para que não seja feito processamento desnecessário na ausência de sinal. No entanto, o valor do limiar depende da sensibilidade do microfone e da amplificação da placa de som. Por isto, para que o modem acústico funcione com qualquer equipamento, o limiar deve ser anulado.

Durante o processamento do bloco de dados no passo 6, é verificado através da correlação se a seqüência de treinamento está presente. Caso ela não esteja, é identificado o final de uma transmissão, e o sistema retorna ao passo 1.

## 6.2. O Sinal transmitido

O sinal transmitido utiliza modulação QPSK, filtro de transmissão do tipo raiz de cosseno levantado com fator de roll-off 0,75, taxa de símbolo de 3675 símbolos/s, frequência de portadora ajustável, seqüência de treinamento de 63 símbolos no início de cada bloco.

O tamanho escolhido para cada bloco de dados, e por conseqüência para cada aquisição, é de 17640 amostras. Isto corresponde a 0,4 segundos para a taxa de amostragem usada, que é de 44100 Hz.

### 6.3. Carga Computacional

Para funcionar adequadamente, é necessário que o modem acústico em tempo real processe cada bloco recebido em menos tempo que a duração da transmissão de um bloco, que é de 0,4 s.

O computador utilizado para executar o modem acústico em tempo real foi um Pentium IV de 3 GHz, com 512 MB de memória RAM. Neste computador, o tempo de processamento de cada bloco foi de cerca de 0,26 s, o que é suficiente para o bom funcionamento, com a utilização de 60% a 70% da capacidade da CPU. Se o modem acústico for executado no modo em que gera um gráfico a cada bloco, o tempo aumenta para aproximadamente 0,3 s e a utilização de CPU aumenta para níveis entre 70% e 80%. No modo em que gera dois gráficos a cada bloco, o tempo de processamento total por bloco é de cerca de 0,33 s e a utilização de CPU é de 80% a 90%.

Em todos estes testes, o modem acústico foi executado no MATLAB 7.1 (R14).

### 6.4. O processamento do sinal

O núcleo do modem acústico é o processamento feito no sinal digital, principalmente na recepção. No caso do modem acústico em tempo real, não há mudanças em relação ao processamento feito na versão *off-line*. A diferença principal é o fato de os algoritmos usados, bem como alguns parâmetros de recepção, poderem ser modificados de um bloco para outro.

Todos os algoritmos enumerados na seção anterior estão implementados, e podem ser escolhidos em tempo real. Os parâmetros que podem ser modificados são:

- Atraso de treinamento
- Tamanho dos filtros utilizados na equalização
- Distância entre coeficientes do filtro  $f$ . O filtro pode ser fracionário (distância  $T/2$ ) ou não (distância  $T$ )
- Passos de adaptação dos algoritmos de malha fechada utilizados, no sincronismo e na equalização
- Limiar mínimo de potência para recepção (passo 3)
- Limiar a partir do qual se considera um pico de correlação entre sinal recebido e sequência de treinamento.

Com a possibilidade de modificação destes parâmetros é possível adequá-los à situação e perceber que efeitos eles causam.

### 6.5. Testes

Foram realizados diversos testes com o modem acústico em tempo real, com diferentes configurações espaciais do microfone e caixa de som.

O primeiro teste realizado teve como objetivo analisar o comportamento do modem acústico com o deslocamento do microfone. As Figuras 26 e 27 mostram a evolução dos desvios de fase e tempo estimados enquanto o microfone era aproximado da caixa de som.

Podemos ver que o valor do desvio de fase aumenta e o valor do desvio temporal diminui, o que pode ser explicado pelo efeito Doppler.

Ao aproximarmos o microfone da caixa de som, a frequência de portadora percebida no microfone aumenta, aumentando assim o desvio de fase. Como a aproximação causa compressão do sinal no tempo, os pulsos passam a ter duração menor, e o instante ótimo de amostragem passa a acontecer cada vez mais cedo. Por consequência, o desvio temporal diminui de valor.

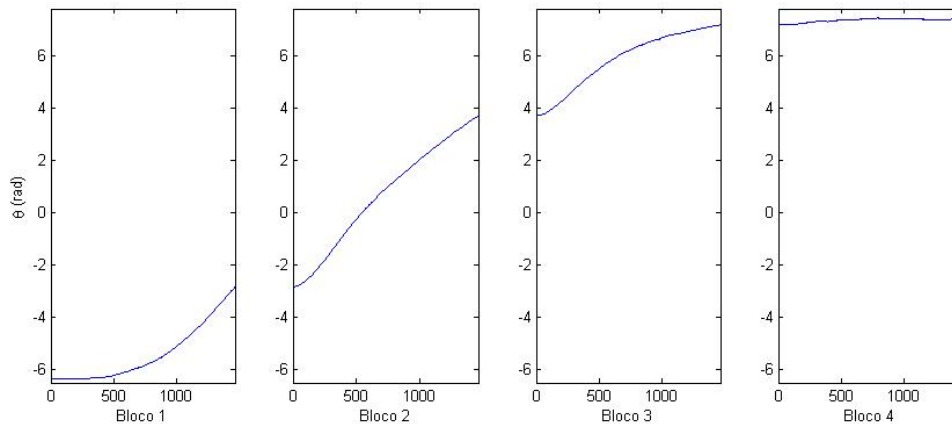


Figura 26: Comportamento do desvio de fase ao longo de 4 blocos de dados consecutivos, à medida que o microfone se aproxima da caixa de som

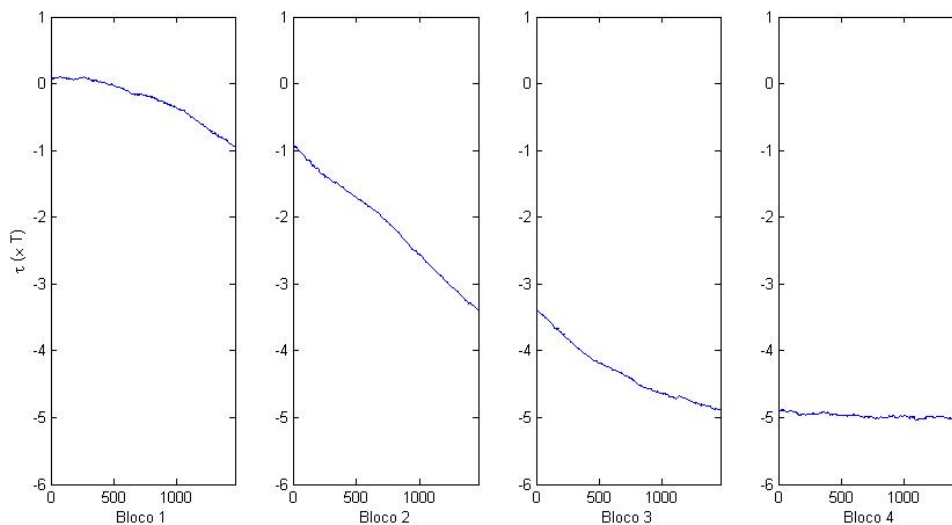


Figura 27: Comportamento do desvio temporal ao longo dos mesmos 4 blocos da Figura 26

Outro teste realizado foi o posicionamento de um anteparo próximo ao microfone, para a visualização em tempo real das mudanças no canal. Neste teste, ambos microfone e caixa de som permaneceram parados, enquanto uma placa metálica circular de 15 cm de diâmetro foi aproximada do microfone e em seguida retirada.

Na Figura 28 vemos os gráficos de resposta em frequência do canal estimado ao longo de 4 blocos. No bloco 1, o anteparo estava sendo aproximado do microfone. Nos

blocos 2 e 3, ele estava próximo do microfone. No bloco 4, ele foi afastado. Podemos notar que a atenuação máxima do canal aumenta significativamente nos blocos 2 e 3, em relação aos blocos 1 e 4. Isto se deve claramente à propagação multi-percurso causada pelo anteparo.

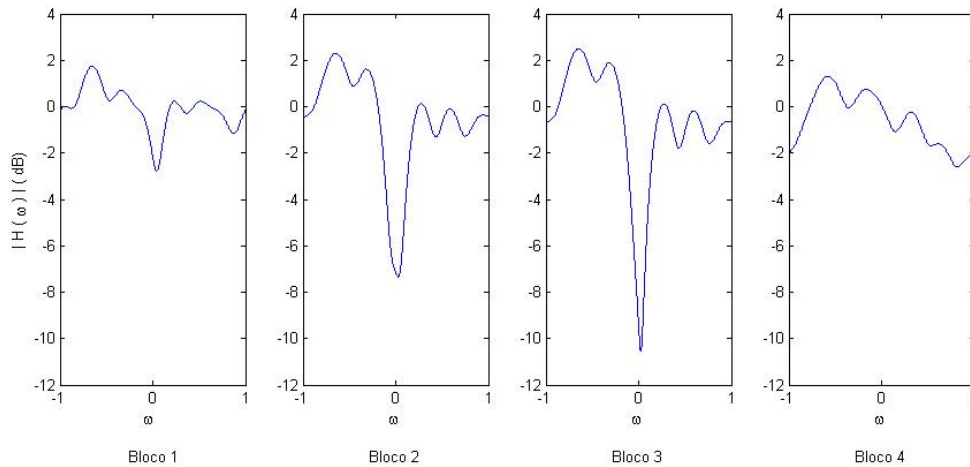


Figura 28: Resposta em freqüência do canal estimado, durante a aproximação de um anteparo

Gostaria de fazer um convite ao revisor deste relatório que caso tenha curiosidade de ver em funcionamento este modem em tempo real, me coloco a inteira disposição. Basta contactar-me por e-mail para agendarmos uma demonstração.

Junto com este relatório vai um CD com três pequenos filmes gravados do modem acústico em funcionamento, com suas respectivas descrições.

## 7. Conclusão

Este trabalho atinge os dois principais objetivos aos quais ele se propõe: a criação de um sistema de comunicação digital baseado na definição do rádio definido por *software*, com toda a flexibilidade inerente a este conceito, e a exposição do grande potencial didático do modem acústico para a compreensão do funcionamento de um enlace de comunicação.

Com a flexibilidade obtida no modem acústico, surge a perspectiva de implementação de novos algoritmos, bem como a criação de uma versão OFDM e uma versão MIMO (*Multiple Inputs-Multiple Outputs*), além de demonstrações e testes práticos de diversos algoritmos.

A possibilidade de visualizar uma comunicação digital na prática e de avaliar em tempo real os efeitos das mudanças de parâmetros da recepção nos faz concluir que o modem acústico é uma forte ferramenta didática.

O estudo e a simulação das diversas técnicas de equalização e em especial de sincronismo foram importantes no julgamento de quais técnicas são mais adequadas a cada cenário. Vale notar que o sincronismo é raramente estudado e é quase sempre considerado perfeito, mesmo se, sem ele, a recepção na prática seria impossível.

## 8. Bibliografia

- [1] Tse, D. e Viswanath, P., (2005), “Fundamentals of Wireless Communication”, *Cambridge University Press*, Cambridge.
- [2] Lee, E. e Messerschmidt, D., (1994), “Digital Communication”, *Kluwer Academic Publishers*, 2ª edição.
- [3] Proakis, J. G., (2001). “Digital Communications”, *McGraw-Hill*, 4ª edição.
- [4] F.M. Gardner, “Interpolation in digital modems- Part I: Fundamentals,”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, pp. 502-508, Mar. 1993.
- [5] L. Erup, F. M. Gardner, and R. A. Harris, “Interpolation in digital modems-Part 11: implementation and performance”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, Jun 1993.
- [6] Mengali, U. e D’Andrea, A., (1997). “Synchronization Techniques for Digital Receivers”, *Plenum Press*, New York.
- [7] Haykin, S., (2002). “Adaptive Filter Theory”, *Prentice-Hall*, 4ª edição.
- [8] Oppenheim, A. e Schaffer, R., (2000). “Discrete-Time Signal Processing”, *Prentice-Hall*, 2ª Edição.
- [9] Panazio, C.M.,(2001), “Utilização Conjunta De Equalização Adaptativa E Códigos Corretores De Erro Em Processamento Espacial E Temporal”, Mestrado, UNICAMP, Dezembro de 2001.
- [10]Mitola, J.,“The software radio architecture”, *Communications Magazine*, IEEE, Volume 33, Issue 5, May 1995 Page(s):26 - 38

