

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
CENTRO TECNOLÓGICO
MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

CARLOS EDUARDO SALLES FERREIRA

ESTIMAÇÃO DE CANAIS RÁDIO MÓVEIS POR INTERMÉDIO DE SONDAS
EMPREGANDO EQUALIZADORES ADAPTATIVOS

NITERÓI
2008

CARLOS EDUARDO SALLES FERREIRA

ESTIMAÇÃO DE CANAIS RÁDIO MÓVEIS POR INTERMÉDIO DE SONDAS
EMPREGANDO EQUALIZADORES ADAPTATIVOS

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre. Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Orientadora: Prof^a. Dr^a. LENI JOAQUIM DE MATOS

Co-orientador: Prof. Dr. MURILO BRESCIANI DE CARVALHO

Niterói

2008

F383 Ferreira, Carlos Eduardo Salles.
Estimação de canais rádio móveis por intermédio de sondas
empregando equalizadores adaptativos / Carlos Eduardo Salles
Ferreira. – Niterói, RJ : [s.n.], 2008.
188 f.

Orientador: Leni Joaquim de Matos.
Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) -
Universidade Federal Fluminense, 2008.

1. Sistemas de comunicação móvel. 2. Equalizadores - Eletrônico.
3. Filtro adaptativo. 4. Radiofrequência. 5. Telefonia celular. I.
Título.

CDD 621.38456

CARLOS EDUARDO SALLES FERREIRA

ESTIMAÇÃO DE CANAIS RÁDIO MÓVEIS POR INTERMÉDIO DE SONDAS
EMPREGANDO EQUALIZADORES ADAPTATIVOS

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre. Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Aprovada em Janeiro de 2008

BANCA EXAMINADORA

Prof^a. Dr^a. LENI JOAQUIM DE MATOS

Prof. Dr. MURILO BRESCIANI DE CARVALHO

Prof. Dr. GLÁUCIO LIMA SIQUEIRA

Prof. Dr. JULIO CESAR RODRIGUES DAL BELLO

Niterói

2008

Dedico este trabalho ao meu pai
e à memória de minha mãe.

AGRADECIMENTO

Agradeço ao Departamento de Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense a oportunidade que me concedeu para realizar este sonho. Agradeço a todos os meus professores, recentes e antigos, pela dedicação a essa digna tarefa de ensinar, em particular à minha orientadora e ao meu co-orientador. Por último, mas não menos importante, agradeço aos meus amigos e colegas desta Universidade, que confiaram em mim e me incentivaram.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTO

1.2 OBJETO DO ESTUDO

1.3 ORGANIZAÇÃO

2 CARACTERIZAÇÃO E PARÂMETROS DE DISPERSÃO DO CANAL RÁDIO MÓVEL

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

2.1.1 A envoltória complexa

2.2 CARACTERIZAÇÃO DO CANAL RÁDIO MÓVEL

2.2.1 A função de sistema no domínio do tempo

2.2.2 A função de sistema no domínio da frequência

2.2.3 A função de transferência variante no tempo

2.2.4 A função de espalhamentos de atraso e de Doppler

2.2.5 Relacionamento entre as funções de sistema

2.3 CANAIS ALEATORIAMENTE VARIANTES NO TEMPO

2.3.1 Funções de correlação do canal

2.3.2 Relacionamento entre as funções

2.3.3 O canal estacionário em sentido amplo (WSS)

2.3.4 O canal com espalhadores descorrelatados (US)

2.3.5 O canal estacionário em sentido amplo com espalhadores descorrelatados

WSSUS

2.4 CARACTERIZAÇÃO DO CANAL EM PEQUENA ESCALA

2.4.1 Caracterização no domínio do tempo

2.4.2 Caracterização no domínio da frequência

2.5 OUTROS PARÂMETROS DE CARACTERIZAÇÃO DO CANAL

2.5.1 Espectro de espalhamento Doppler

2.5.2 Deslocamento Doppler

2.5.3 Espalhamento Doppler

2.5.4 Tempo de coerência

3 TÉCNICAS DE SONDAGEM DO CANAL RÁDIO MÓVEL

3.1 SONDAGEM DO CANAL EM FAIXA ESTREITA

3.1.1 Distribuição de Rayleigh

3.1.2 Aspectos de fase

3.2 SONDAGEM DO CANAL EM FAIXA LARGA

3.2.1 Técnicas de sondagem em banda larga

3.2.2 Sondagem por pulsos periódicos

3.2.3 Compressão de pulso

3.2.4 Convolução com o filtro casado

3.2.5 Varredura com retardo de tempo e correlação cruzada (STDCC)

3.3 PARÂMETROS PARA CARACTERIZAÇÃO DA SONDA

3.3.1- Faixa dinâmica

3.3.2 Resolução de multipercursos

3.3.3 Fator de deslizamento

3.3.4 Resolução de deslocamento Doppler

4 EQUALIZADORES

4.1 FILTROS ADAPTATIVOS

4.2 USO DE EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA EM SISTEMAS DE TRANSMISSÃO

4.3 O FILTRO DE WIENER

4.3.1 Definindo o filtro ótimo

4.3.2 Superfície de desempenho de erro

4.3.3 A equação normal

4.3.4 Princípio da ortogonalidade

4.3.5 Mínimo erro médio quadrático

4.4 FILTROS TRANSVERSAIS ADAPTATIVOS USANDO ESTIMAÇÃO DO GRADIENTE VETORIAL

4.4.1 Estrutura do filtro adaptativo

4.4.2 Método da descida máxima

4.4.3 Algoritmo de adaptação de mínimo erro médio quadrático

4.4.4 Operação do algoritmo LMS em um ambiente não estacionário

5 SIMULAÇÃO, RESULTADOS OBTIDOS E ANÁLISE

5.1 OBJETIVO ORIGINAL E DESDOBRAMENTOS

5.2 MÉTODO DE ESTIMAÇÃO COM USO DE EQUALIZADORES

5.3 PARÂMETROS BÁSICOS DA SONDA

5.4 DESCRIÇÃO DA INFRA-ESTRUTURA DA SIMULAÇÃO

5.5 O PROBLEMA DE SINCRONISMO

5.5.1 Escolha dos passos dos equalizadores

5.6 CONDIÇÕES LIMITANTES

5.7 DIAGRAMA SIMPLIFICADO PARA GERAÇÃO DOS DADOS BRUTOS

5.7.1 O canal Rayleigh

5.7.2 Dados brutos obtidos

5.8 DIAGRAMA LÓGICO PARA A INVERSÃO DA RESPOSTA IMPULSIONAL DO PRIMEIRO EQUALIZADOR

5.9 DEMAIS RESULTADOS ARMAZENADOS

5.9.1 Peculiaridades da estimação pelo uso de equalizadores

5.10 PARÂMETROS ESCOLHIDOS

5.10.1 Para os canais

5.10.2 Parâmetros de comparação

5.10.3 Nomenclatura

5.10.4 Considerações sobre o erro de método

5.11 ANÁLISE QUANTITATIVA DOS RESULTADOS OBTIDOS

5.11.1 Comportamento do erro de método

5.11.1.1 Canal [0 2 5]

5.11.1.2 Canal [0 12 20]

5.11.2 Módulos dos canais de referência

5.11.3 Comportamento da sonda STDCC, com variação do valor de Doppler, no canal [0 2 5]

5.11.3.1 Relação $E_b/N_0=90$ dB

5.11.3.2 Relação $E_b/N_0=30$ dB e 20 dB

5.11.3.3 Relação $E_b/N_0=10$ dB

5.11.4 Comportamento da sonda STDCC, com variação do valor de Doppler, no canal [0 12 20]

5.11.5 Comportamento da sonda empregando equalizadores, com variação do valor de Doppler, no canal [0 2 5]

5.11.5.1 Relação $E_b/N_0=90$ dB

5.11.5.2 Relação $E_b/N_0=30$ dB e 20 dB

5.11.5.3 Relação $E_b/N_0=10$ dB

5.11.6 Comportamento da sonda empregando equalizadores, com variação do valor de Doppler, no canal [0 12 20]

5.11.7 Análise da eficiência de equalização

5.11.8 Comparação entre eficiência de equalização e relação estimado/referência

5.11.9 Médias e desvio padrão

5.11.9.1 Análise por raio: Canal [0 2 5]

5.11.9.2 Análise por Doppler: Canal [0 2 5]

5.11.9.3 Análise por raio e por Doppler: Canal [0 12 20]

5.12 ANÁLISE QUALITATIVA DOS MÉTODOS POR COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS NOS DOMÍNIOS DO TEMPO E FREQUÊNCIA

5.12.1 Canais comparados

5.12.2 Nomenclatura

5.12.3 Resultados selecionados

5.12.4 Canal [0 2 5] bem estimado

5.12.4.1 Relação $E_b/N_0=90$ dB, 20 tomadas

5.12.4.2 Relação $E_b/N_0=90$ dB, 40 tomadas

5.12.4.3 Relação $E_b/N_0=20$ dB, 20 tomadas

5.12.4.4 Relação $E_b/N_0=20$ dB, 40 tomadas

5.12.4.5 Relação $E_b/N_0=10$ dB, 20 tomadas

5.12.4.6 Relação $E_b/N_0=10$ dB, 40 tomadas

5.12.4.7 Comentários

5.12.5 Canal [0 12 20] medianamente estimado

5.12.5.1 Relação $E_b/N_0=90$ dB

5.12.5.2 Relação $E_b/N_0=10$ dB

5.12.5.3 Comentários

5.12.6 Canal [0 2 5] medianamente estimado

5.12.6.1 Relação Eb/No=90 dB, 20 tomadas

5.12.6.2 Relação Eb/No=90 dB, 40 tomadas

5.12.6.3 Relação Eb/No=10 dB, 20 tomadas

5.12.6.4 Relação Eb/No=10 dB, 40 tomadas

5.12.6.5 Comentários

5.12.7 Canal [0 2 5] mal estimado

5.12.7.1 Comentários

6 CONCLUSÃO

7 OBRAS CITADAS

8 OBRAS CONSULTADAS

9 APÊNDICES

9.1 DIAGRAMA DE BLOCOS DA SIMULAÇÃO NO SIMULINK

9.2 PROGRAMA PARA PROCESSAMENTO DOS DADOS BRUTOS

9.3 TABELAS COM OS RESULTADOS PROCESSADOS

RESUMO

A caracterização do canal rádio móvel é essencial aos projetos de sistemas e equipamentos de telecomunicações móveis que utilizam enlaces rádio. Modelado, teoricamente, o canal rádio variante no tempo, nos diversos domínios, e considerado como estacionário em sentido amplo com espalhadores descorrelatados, busca-se determinar, no campo, os parâmetros próprios de um ambiente particular. Esta atividade, conhecida por sondagem do canal rádio móvel, utiliza diversas técnicas bastante conhecidas e estudadas, e largamente aplicadas. O presente trabalho sugere um método de sondagem do canal, em banda larga, não encontrado na literatura consultada sobre este tema, pois emprega a teoria de filtros adaptativos, na forma de equalizadores, para a obtenção da estimação do canal de referência, no ambiente pesquisado. Foram realizadas simulações, com o uso da ferramenta Matlab, para dois canais típicos de ambientes externos, com diversos valores máximos de deslocamentos de frequência Doppler e para diversas relações sinal-ruído. Os resultados alcançados por essas simulações foram comparados com os obtidos pelo uso do método de sondagem, conhecido por STDCC. As conclusões decorrentes das diversas modalidades de comparação, sugerem que o método de sondagem por meio de equalizadores, apresenta resultados bastante próximos do canal simulado, usado por referência, e equivalente aos obtidos pelo método STDCC.

Palavras-chaves: Canal rádio móvel. Sondagem em banda larga. Filtros adaptativos. Equalizadores. Sonda STDCC. Canais estacionários em sentido amplo com espalhadores descorrelatados. Filtros variantes no tempo.

ABSTRACT

The mobile radio channel characterization is essential to design mobile wireless telecommunication systems and equipments. The theoretical time variant radio channel model is well characterized in the time and frequency domains, considered as wide-sense stationary, uncorrelated scatterings (WSSUS) channel and, for a particular environment, it is necessary to make field measurements to obtain real data results. To accomplish this task, known as mobile radio channel sounding, there are some well studied methods. In this work, a new wideband channel sounding method that uses adaptive filter theory (equalization devices) to obtain an estimated channel on unknown environment is proposed. Several simulations were done using Matlab tools, for two different typical outdoor channels with different Doppler maximum spread frequencies and several signal to noise ratios. The obtained results by these simulations were compared with those obtained with the swept time-delay cross-correlation (STDCC) method. The conclusions of the results comparison show that, equalizer sounding method presents a channel estimation close to the reference channel, and is equivalent to that obtained by STDCC sounding technique

Keywords: Mobile radio channel. Wideband sounding. Adaptive filters. Equalization. STDCC sounding. WSSUS channels. Time variant filters.

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTO

Nos cursos de graduação, em engenharia de telecomunicações, normalmente, dá-se uma maior ênfase aos sistemas lineares invariantes no tempo. Qualquer livro que trate de sistemas de comunicações apresenta, inicialmente, um modelo no qual são conceituadas a fonte de informação, as codificações de fonte e de canal, moduladores, o transmissor ligado ao receptor por meio de um canal, e as partes equivalentes do lado da recepção. Este canal linear, entretanto, é considerado ideal, isto é, plano na sua resposta de amplitude e linear na sua resposta de fase. Isto permite que os aspectos de formatação dos sinais, tanto do lado da transmissão quanto do lado da recepção, sejam estudados, de forma a se obter sua melhor forma, minimizando a interferência intersimbólica e maximizando a relação sinal ruído tendo, como objetivo final, alcançar a menor taxa de erro de bit possível. O estudo de sistemas não lineares, variantes no tempo, por serem de maior complexidade ficam relegados, com freqüência, a futuros estudos daqueles que, porventura, precisem destes conhecimentos.

No mundo real, em particular nas comunicações onde são empregados enlaces rádio, os canais, embora lineares, apresentam um comportamento variante no tempo, desde as aplicações fixas, como os enlaces fixos em microondas em visibilidade ou tropodifusão, ou mesmo usando satélites, mas, principalmente, os canais móveis. Nestes, pelo fato de o transmissor ou o receptor, ou ambos se deslocarem, os canais são altamente variáveis, principalmente em ambientes urbanos, onde os obstáculos causadores de múltiplos percursos existem em abundância. Então, para se conseguir que a comunicação aconteça, são

inseridas diversas contramedidas, tais como o uso de vários tipos de diversidade e equalizadores, como também a determinação de métodos de modulação e taxas de transmissão adequadas àqueles canais variantes no tempo.

Para que sejam escolhidos os métodos de modulação adequados e que a taxa de transmissão seja otimizada, além de projetadas as contramedidas, o conhecimento das características dos canais variantes no tempo, é de relevante importância. Essas características englobam tanto a quantidade de multipercursos existentes em um determinado ambiente, criando os diversos raios que chegam aos transceptores, como a sua caracterização estatística, na forma de distribuições probabilísticas que caracterizam com que intensidade ocorrem os desvanecimentos, como também outros parâmetros auxiliares na caracterização do canal rádio, em particular, do canal rádio móvel.

1.2 OBJETO DO ESTUDO

Um dos parâmetros que caracteriza o canal rádio móvel é o seu perfil de retardos de potência, isto é, dados que representam com que amplitude e atraso, os raios chegam ao receptor. Este parâmetro representa, diretamente, o ambiente onde ocorre a propagação da onda eletromagnética, mostrando, para quem sabe interpretá-lo, o tipo de ambiente onde ocorreu a propagação, se existem muitos pontos de espalhamento, a que distância eles se encontram e qual é a sua importância, isto é, com que atrasos e amplitudes os multipercursos ocorreram.

Para a caracterização dos ambientes, portanto, são necessárias sondagens, e diversos métodos existem com este propósito, dentre os quais o método STDCC (*swept time-delay cross-correlation*), que apresenta algumas limitações teóricas, conforme apresentado por Matos [1].

Além disso, como todo produto real, esta sonda apresenta limitações em decorrência dos fenômenos naturais, sobejamente conhecidos no mundo das telecomunicações, quais sejam, a existência de ruído e a atenuação decorrente da propagação da onda eletromagnética. Estas limitações provocam, obviamente, um limite para o alcance, no momento da sua utilização em campo.

Com o objetivo de se aumentar o alcance deste tipo de sonda, foi aplicada uma contramedida na entrada do receptor, através do uso de um equalizador

adaptativo. Nesta tentativa, as simulações realizadas indicam que o uso dos equalizadores não apresenta um resultado satisfatório. Porém, foi desenvolvido um método de sondagem, não mencionado na literatura consultada sobre este assunto, que emprega o equalizador como princípio básico de funcionamento da sonda.

Foram feitas, então, diversas simulações, nas quais são comparados os resultados obtidos com o emprego de uma sonda STDCC, com aqueles obtidos com o uso de uma sonda com equalizador, para diversos canais rádio móveis em diversas condições.

1.3 ORGANIZAÇÃO

No Capítulo 2 é apresentado o modelo consagrado do canal rádio móvel, inicialmente para o canal determinístico e, após, para canais aleatoriamente variantes no tempo, estacionários em sentido amplo (WSS), e estacionários em sentido amplo com espalhadores descorrelatados (WSSUS).

No Capítulo 3 são apresentadas diversas técnicas de sondagem, tanto para canais de banda estreita, quanto para canais de banda larga. Neste capítulo é enfatizado o estudo da sonda STDCC e seus diversos parâmetros caracterizadores.

O Capítulo 4 apresenta o estudo dos equalizadores adaptativos, inicialmente introduzindo a teoria dos filtros adaptativos. Em seguida, é mostrado o filtro de Wiener e o desenvolvimento de um algoritmo, largamente usado em equalizadores, que foi empregado nas simulações realizadas.

O Capítulo 5 descreve o método de sondagem com o emprego do equalizador, as diversas ferramentas de software utilizadas, os dados brutos obtidos e o resultado de seu processamento, introduz alguns parâmetros de avaliação e compara quantitativamente os resultados obtidos por ambos os métodos. No seu final, são apresentados, qualitativamente, alguns exemplos de resultados obtidos pelos dois métodos.

No Capítulo 6 são feitos comentários sobre os resultados, a título de conclusão, e sugeridas algumas possibilidades de continuação de pesquisa em sondas, empregando equalizadores.

2 CARACTERIZAÇÃO E PARÂMETROS DE DISPERSÃO DO CANAL RÁDIO MÓVEL

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A determinação das técnicas ótimas de modulação e demodulação e a determinação analítica da eficácia das técnicas de comunicações dependem grandemente de uma caracterização satisfatória do canal de transmissão. Assim, é importante a caracterização dos canais lineares, aleatoriamente variáveis no tempo, típicos dos sistemas rádio.

Na caracterização de filtros lineares, variantes no tempo, as várias funções de sistema tornam-se processos aleatórios. Uma caracterização estatística exata de um canal linear, variante no tempo, em termos de distribuições de densidade de probabilidade para as funções de sistema, pressupõe um maior conhecimento, do que se dispõe das situações físicas. Um objetivo menos ambicioso, porém mais prático, implica na caracterização estatística, em termos de funções de correlação, para as várias funções de sistemas, pois o conhecimento destas funções permite a determinação da função autocorrelação da saída do canal.

2.1.1 A envoltória complexa

Um processo $x(t)$, cujas componentes espectrais cobrem uma banda de freqüências, pequena se comparada a qualquer freqüência desta banda, pode ser expresso por:

$$x(t) = \text{Re} \left[\gamma(t) e^{j\omega_c t} \right]$$

onde $Re[\cdot]$ é a notação da parte real, ω_c é a frequência angular da portadora e $\gamma(t)$ é a envoltória complexa de $x(t)$. Este nome, dado a $\gamma(t)$, vem do fato de que o módulo de $\gamma(t)$ é a envoltória convencional de $x(t)$, enquanto o ângulo de $\gamma(t)$ é a fase convencional de $x(t)$, medida em relação à fase da portadora $\omega_c t$.

O conceito de envoltória complexa possui uma interpretação bastante simples. Contudo, tem que ser entendido que ela sempre implica na existência de uma frequência central de referência ω_c que, via a Equação 2.1, converte a função complexa, no tempo, em um sinal físico de banda estreita. Considera-se, entretanto, de banda estreita, se comparado à frequência portadora.

Quando se trata de problemas que envolvem filtros de banda larga, mesmo os variantes no tempo como os canais rádio, nos quais os sinais de entrada e saída são de banda estreita, é possível substituir os filtros que modelam o canal por filtros equivalentes de banda estreita, que mantenham as relações entrada/saída invariantes. Este fato se torna óbvio quando se imagina que, precedendo e sucedendo um filtro de banda larga por um filtro de banda estreita, que possua a resposta de amplitude versus frequência plana e fase versus frequência, linear, na faixa de frequência de interesse, se obtém um filtro composto, que é de faixa estreita, mas que não altera as relações entre entrada e saída para um sinal que ocupa esta faixa estreita.

Assim, mostra-se [2] que, se forem considerados canais limitados em banda e centrados em ω_c , onde passam somente sinais modulados sobre uma portadora, o sinal transportado por esta portadora é representado por:

$$\begin{aligned} x(t) &= a(t)\cos(\omega_c t + \theta(t)) \\ &= \gamma_R(t)\cos(\omega_c t) - \gamma_I(t)\sen(\omega_c t), \end{aligned} \quad 2.2$$

onde

$$\omega_c = 2\pi f_c \quad 2.3$$

e $a(t)$ e $\theta(t)$ são funções de valores reais chamadas modulação em amplitude e fase, respectivamente.

Nesta conceituação, $\gamma_R(t)$ é a componente real da modulação e $\gamma_I(t)$ é a componente imaginária da modulação. Esta terminologia vem da descrição do sinal na sua forma complexa:

$$x(t) = \text{Re} \left[\gamma(t) e^{j\omega_c t} \right] \quad 2.4$$

onde,

$$\gamma(t) = \gamma_R(t) + j\gamma_I(t) \quad 2.5$$

pois,

$$x(t) = \text{Re} \left\{ [\gamma_R(t) + j\gamma_I(t)] [\cos(\omega_c t) + j\text{sen}(\omega_c t)] \right\} \quad 2.6$$

Portanto,

$$x(t) = \gamma_R(t) \cos(\omega_c t) - \gamma_I(t) \text{sen}(\omega_c t) \quad 2.7$$

Esta é, geralmente, uma maneira mais conveniente para se trabalhar. Assim, o sinal complexo em banda básica $\gamma(t)$, é somente um artifício matemático.

A envoltória complexa de um sinal de banda estreita, na saída de um filtro também de faixa estreita, resultante de uma entrada de um sinal de banda estreita, pode ser obtida passando a envoltória complexa da entrada através de um filtro “equivalente” passa baixas, cuja resposta ao impulso seja exatamente igual à envoltória complexa da resposta ao impulso do filtro de banda estreita, centralizado em ω_c

Ao se definir a função autocorrelação da envoltória complexa de um processo aleatório, aparece uma dificuldade, a saber, duas funções autocorrelação são necessárias para, univocamente, especificar a função autocorrelação do processo original real. Este fato fica demonstrado pelo cálculo direto da função autocorrelação de $x(t)$.

$$E[x(t)x(s)] = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ E[\gamma^*(t)\gamma(s)] e^{j\omega_c(s-t)} \right\} + \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ E[\gamma(t)\gamma(s)] e^{j\omega_c(s+t)} \right\} \quad 2.8$$

As duas funções autocorrelação que são necessárias para especificar a função de um processo real são:

$$R_\gamma(t,s) = E[\gamma^*(t)\gamma(s)] \quad 2.9$$

$$\tilde{R}_\gamma(t,s) = E[\gamma(t)\gamma(s)] \quad 2.10$$

Por sorte, mostra-se [3] que na maior parte das aplicações, nos processos em banda estreita, $\tilde{R}_\gamma(t,s) = 0$.

A conceituação anterior sobre envoltórias complexas e filtros equivalentes, então, fornece a justificativa conceitual do uso do termo “passa baixas” para as funções de tempo complexas e resposta ao impulso complexa de filtros.

2.2 CARACTERIZAÇÃO DO CANAL RÁDIO MÓVEL

O canal rádio móvel pode ser visualizado como um elemento do sistema que transforma os sinais de entrada em sinais de saída, portanto, análogo a um filtro linear, embora, seu comportamento seja variante no tempo. Assim, deve ser caracterizado como um filtro variante no tempo. A entrada e a saída de um filtro linear podem ser descritas, tanto no domínio do tempo, quanto no domínio da frequência, através de funções de sistema, isto é, relações de entrada-saída que são obtidas somente com a resposta ao impulso e a transformada dupla de Fourier. Isto permite qualquer das quatro funções de sistema para caracterizar o canal, quais sejam:

- Função de sistema no domínio do tempo.
- Função de sistema no domínio da frequência.
- Função de transferência variante no tempo.
- Função de atraso/espalhamento Doppler.

2.2.1 A função de sistema no domínio do tempo

A descrição de um sistema linear, no domínio do tempo, é caracterizada pela sua resposta ao impulso. A aplicação, então, do princípio da superposição, expressa a saída de um sistema linear, para um sinal conhecido no domínio do tempo, através da convolução, no tempo, entre o sinal e a resposta ao impulso do sistema. Considerando-se que o canal seja variante no tempo, também a sua resposta ao impulso o será. Se a resposta ao impulso, variante no tempo, do canal é dada por $h(t, \tau)$, onde τ é a variável de atraso de cada multipercurso em relação ao instante da chegada do primeiro raio, então a envoltória complexa da saída do filtro, $w(t)$, é relacionada à envoltória complexa do sinal na sua entrada, $\gamma(t)$, pela relação de convolução:

$$w(t) = h(t, \tau) * \gamma(t) \Rightarrow w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) \gamma(t - \tau) d\tau \quad 2.11$$

A Equação 2.11 mostra a representação física do canal como um *continuum** de espalhadores estáticos, em que cada elemento espalhador apresenta uma flutuação de ganho $h(t, \tau)d\tau$ e produz atrasos no intervalo $(\tau, \tau + d\tau)$. Fisicamente, $h(t, \tau)$ pode ser interpretado como a resposta do canal no instante t a um impulso aplicado à entrada, τ segundos no passado. Considerando a condição de causalidade nos canais reais, a função $h(t, \tau)$ está restrita a não existir para $\tau < 0$. Portanto, para canais fisicamente realizáveis, observados em um período T , os limites de integração da Equação 2.11 tornam-se $(0, T)$. Por simplicidade, entretanto, os limites serão mantidos entre $(-\infty, +\infty)$, sabendo-se que o integrando se torna zero fora do intervalo $(0, T)$. Na caracterização dos canais, usando funções de sistema, Bello [3] denominou a resposta ao impulso variante no tempo como **função de espalhamento de atraso da entrada** (*input delay-spread function*).

Representando a relação de convolução como um somatório, onde n é o número total de espalhadores, se obtém:

$$w(t) = \Delta\tau \sum_{m=1}^n \gamma(t - m\Delta\tau) h(t, m\Delta\tau) \quad 2.12$$

A função $w(t)$, da Equação 2.12, representa o canal como uma soma de espalhadores estacionários, na qual, cada espalhador é responsável por atrasos na faixa $(\tau, \tau + \Delta\tau)$ e apresenta uma flutuação de ganho representada por $h(t, m\Delta\tau)$. Fisicamente, o canal pode ser representado por um filtro transversal, como o mostrado na Figura 2.1.

* *continuum* [lat] – série longa de elementos numa determinada seqüência, em que cada um difere minimamente do elemento subsequente, daí resultando diferença acentuada entre elementos iniciais e finais da seqüência. (Dicionário Houaiss da língua portuguesa, Editora Objetiva, 1ª edição, Rio de Janeiro/2001)

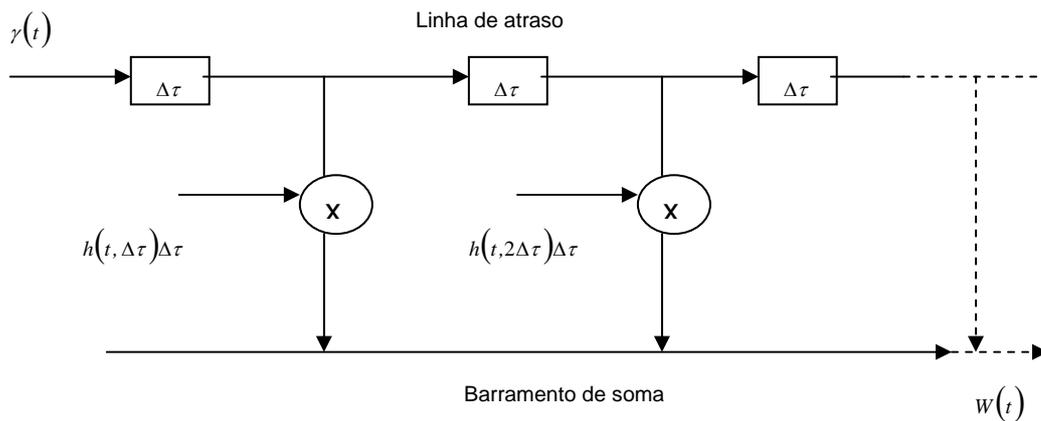


Figura 2.1 - Modelo físico do canal no domínio do tempo

2.2.2 A função de sistema no domínio da frequência

A caracterização genérica do canal é, também, possível em termos das variáveis de frequência, através do uso de uma função que é a dual da resposta ao impulso variante no tempo. Esta função, dual no canal, $H(f, \nu)$, relaciona o espectro de saída do canal ao espectro de entrada de uma forma idêntica àquela na qual $h(t, \tau)$ relaciona as funções de entrada/saída, no domínio do tempo. Esta caracterização dual implica na representação do espectro de saída $W(f)$ como a superposição de deslocamentos Doppler elementares, e réplicas filtradas do espectro de entrada $\Gamma(f)$. As características de transmissão são, então, descritas em termos das variáveis frequência e deslocamento de frequência, pela relação entre entrada e saída:

$$W(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \Gamma(f - \nu) H(f - \nu, \nu) d\nu \quad 2.13$$

Embora a função de espalhamento de atraso de entrada, $h(t, \tau)$, forneça uma visão da contribuição dos espalhadores possuindo diferentes comprimentos de enlaces, isto é, múltiplos trajetos, ela não fornece uma visão completa do comportamento, variante no tempo, do canal. Isto é possível, no entanto, através da caracterização em termos de $H(f, \nu)$, onde a variável deslocamento de frequência ν pode ser visualizada como o deslocamento Doppler experimentado devido ao canal móvel. Da mesma forma, como foi feito para a Equação 2.11, expressando a

Equação 2.13 em forma de somatório

$$W(f) = \Delta\nu \sum_{m=1}^n \Gamma(f - m\Delta\nu) H(f - m\Delta\nu, m\Delta\nu) \quad 2.14$$

se oferece a visualização de um outro modelo físico do canal, na forma de uma densa cadeia de conversores de freqüência, análoga à linha de tomadas, intercaladas por células de atrasos, usada para representar a Equação 2.12. A Figura 2.2 representa a Equação 2.14 através do uso de um banco de filtros, possuindo funções de transferência $H(f, \nu)\Delta\nu$, seguidas de conversores de freqüência, produzindo deslocamentos Doppler na faixa de $(\nu, \nu + \Delta\nu)$ Hz. Bello [3] se refere a $H(f, \nu)$ como **função de espalhamento Doppler de saída** (*output Doppler-spread function*).

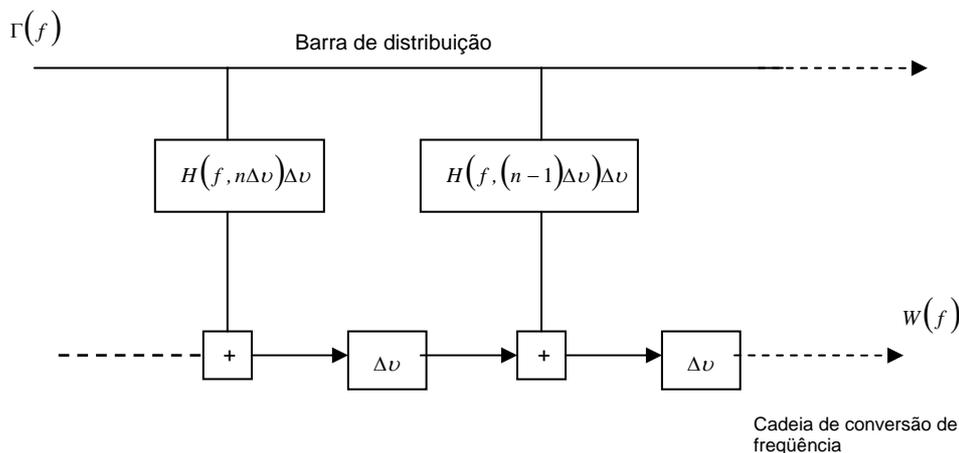


Figura 2.2 - Modelo físico do canal no domínio da freqüência

2.2.3 A função de transferência variante no tempo

Nos itens 2.2.1 e 2.2.2 foram apresentadas a caracterização do canal, variante no tempo, através da função de espalhamento de atraso na entrada $h(t, \tau)$, que relaciona a função de saída, no tempo, à função de entrada, também no tempo, e a caracterização, em termos da função de espalhamento Doppler de saída, $H(f, \nu)$, que relaciona o espectro de saída ao espectro de entrada.

Outra abordagem é possível, na qual a função de tempo, na saída, é expressa em termos do espectro de entrada do canal. Esta função é conhecida

como **função de transferência variante no tempo** (*time-variant transfer function*) $T(f, t)$. A relação entre a entrada e a saída, neste caso, é obtida por:

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \Gamma(f) T(f, t) e^{j2\pi ft} df \quad 2.15$$

A função de transferência variante no tempo é a transformada de Fourier, do espalhamento de atraso da entrada, em relação à variável atraso, ou a transformada inversa de Fourier da função de espalhamento Doppler de saída, em relação à variável deslocamento Doppler, isto é,

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} H(f, \nu) e^{j2\pi \nu \tau} d\nu \quad 2.16$$

Pode-se considerar $T(f, t)$ como sendo a característica da transmissão de frequência do canal, e ela pode ser determinada pela medição direta da resposta do canal a uma senóide. Cada uma das funções de sistema $h(t, \tau)$ e $H(f, \nu)$, oferece uma descrição do comportamento do canal como função de duas variáveis, e $T(f, t)$ representa a função de transferência do canal, como uma função do tempo.

2.2.4 A função de espalhamento de atraso e de Doppler

Qualquer canal linear, variante no tempo, pode ser representado como um *continuum* de espalhadores estacionários, através do uso da função espalhamento de atraso de entrada, ou como um *continuum* de filtros e elementos hipotéticos de deslocamento Doppler, através do uso da função de espalhamento Doppler de saída. Essas duas funções, no entanto, oferecem, cada uma delas, a descrição explícita de somente um dos comportamentos dispersivos do canal, ou atraso, no tempo, ou deslocamento, na frequência. Do ponto de vista de engenharia, seria útil possuir uma função que, simultaneamente, oferecesse ambas as dispersões nos domínios do atraso (tempo) e do deslocamento Doppler (frequência).

As funções de sistema apresentadas nas seções anteriores estão classificadas de acordo com o modelo do canal, possuindo uma operação de atraso, no tempo, ou uma operação de deslocamento Doppler, na frequência, na entrada e na saída, respectivamente. Como ambas as variações ocorrem no modelo, ora introduzido, uma dessas operações precisa ser restrita à entrada, enquanto a outra,

à saída. Uma caracterização que represente o atraso no tempo, na entrada, e o deslocamento Doppler, na saída, deve ter a sua caracterização denominada no domínio atraso-Doppler.

Para se determinar a função de sistema que corresponde ao modelo de canal, com o atraso na entrada e o deslocamento Doppler na saída, se expressa a função de espalhamento de atraso de entrada $h(t, \tau)$ como a transformada inversa de Fourier de seu espectro, $S(\tau, \nu)$, onde τ é considerado um parâmetro fixo.

$$h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu \quad 2.17$$

Substituindo a Equação 2.17 na Equação 2.11, obtém-se a seguinte relação entrada-saída:

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(t - \tau) S(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu d\tau \quad 2.18$$

A Equação 2.18 mostra que a saída do canal é representada pela soma de sinais atrasados e deslocados na frequência Doppler, sinais estes, correspondentes a atrasos na faixa $(\tau, \tau + d\tau)$ e deslocamentos Doppler na faixa $(\nu, \nu + d\nu)$, possuindo uma amplitude diferencial de espalhamento $S(\tau, \nu) d\nu d\tau$. A função de espalhamento de atraso e de Doppler $S(\tau, \nu)$, descreve, explicitamente, o comportamento dispersivo do canal, em termos tanto dos atrasos no tempo quanto do deslocamento da frequência de Doppler.

2.2.5 Relacionamento entre as funções de sistema

A Figura 2.3 apresenta o relacionamento entre as várias funções de sistema, usadas para caracterizar o canal linear, determinístico e variante no tempo. As linhas identificadas por \mathfrak{F} ou \mathfrak{F}^{-1} , conectando duas funções de sistema, indicam que elas estão relacionadas através da transformada direta de Fourier ou inversa de Fourier, respectivamente. Cada função de sistema envolve duas variáveis, e quaisquer duas funções de sistema conectadas por \mathfrak{F} ou \mathfrak{F}^{-1} possuem uma variável comum.

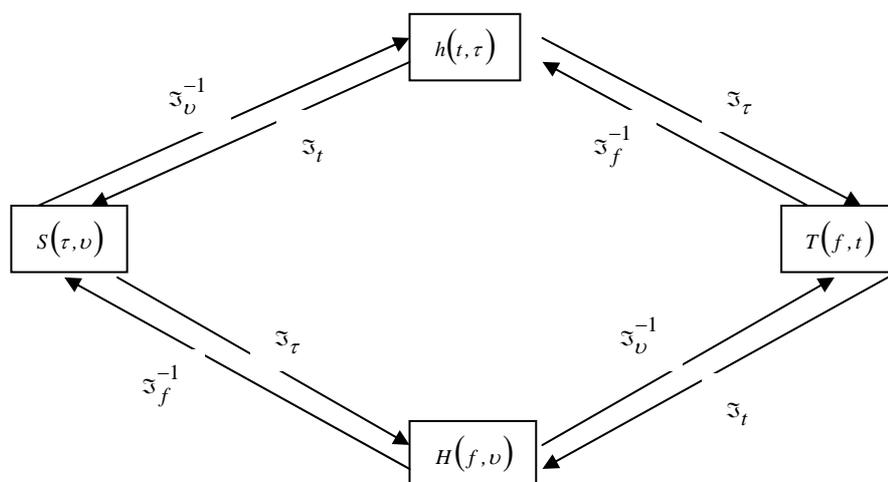


Figura 2.3 - Diagrama das funções de sistema

2.3 CANAIS ALEATORIAMENTE VARIANTES NO TEMPO

Estendendo a análise das funções de sistema ao canal rádio real, considerando que este possui um comportamento aleatoriamente variante no tempo, as funções de sistema tornam-se processos estocásticos. Uma abordagem atrativa é a sua caracterização em termos de funções de correlação, para as várias funções de sistema. Além disso, se a saída é um processo Gaussiano, a descrição em termos de média e função autocorrelação, é estatisticamente completa. Em geral, os canais aleatoriamente variantes no tempo possuem um comportamento, em parte, determinístico e, em parte, aleatório. Assim, por exemplo, a função de espalhamento de atraso de entrada, $h(t, \tau)$, pode ser considerada como uma soma de uma parcela inteiramente aleatória e outra parcela determinística, sendo esta representada pelo valor esperado de $h(t, \tau)$. Para simplificar o estudo, nos itens a seguir, os canais serão considerados como puramente aleatórios, e, o valor esperado de $h(t, \tau)$ igual a zero. Esta consideração será usada, também, para as demais funções de sistema.

2.3.1 Funções de correlação do canal

Como apresentado no item 2.1.1, a função autocorrelação de um processo real é:

$$E[x(t)x(s)] = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ E[\gamma^*(t_1)\gamma(t_2)] e^{j\omega_c(t_2-t_1)} \right\} \\ + \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ E[\gamma(t_1)\gamma(t_2)] e^{j\omega_c(t_2+t_1)} \right\}$$

e duas funções autocorrelação, que são necessárias para especificar este processo:

$$R_\gamma(t_1, t_2) = E[\gamma^*(t_1)\gamma(t_2)]$$

$$\tilde{R}_\gamma(t_1, t_2) = E[\gamma(t_1)\gamma(t_2)]$$

Porém, na maior parte das aplicações, nos processos em banda estreita $\tilde{R}_\gamma(t_1, t_2) = 0$, segundo Bello [3].

Assim, as funções de correlação a serem usadas, para as quatro funções de sistema, desenvolvidas no item 2.2, podem ser definidas como:

$$E[h(t_1, \tau_1)h^*(t_2, \tau_2)] = R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2) \quad 2.19$$

$$E[H(f_1, \nu_1)H^*(f_2, \nu_2)] = R_H(f_1, f_2; \nu_1, \nu_2) \quad 2.20$$

$$E[T(f_1, t_1)T^*(f_2, t_2)] = R_T(f_1, f_2; t_1, t_2) \quad 2.21$$

$$E[S(\tau_1, \nu_1)S^*(\tau_2, \nu_2)] = R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) \quad 2.22$$

Nestas equações, τ_1 e τ_2 são variáveis de atraso e ν_1 e ν_2 são variáveis de deslocamento de frequência.

Como exemplo, para o estabelecimento das relações entre as funções autocorrelação da saída e as funções autocorrelação das funções de sistema, será apresentada a sua determinação para a função de espalhamento de atraso de entrada.

Usando a Equação 2.11, a função autocorrelação da saída do canal pode ser expressa como:

$$R_w(t_1, t_2) = E[w(t_1)w^*(t_2)] = \\ E \left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(t_1 - \tau_1)\gamma^*(t_2 - \tau_2)h(t_1; \tau_2)h^*(t_2; \tau_2)d\tau_1 d\tau_2 \right] \quad 2.23$$

Quando a entrada $\gamma(t_1)$ é determinística, obtém-se:

$$R_w(t_1, t_2) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(t_1 - \tau_1) \gamma^*(t_2 - \tau_2) E[h(t_1; \tau_1) h^*(t_2; \tau_2)] d\tau_1 d\tau_2}{= R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2)} \quad 2.24$$

Isto mostra que a função autocorrelação da saída do canal $R_w(t_1, t_2)$, pode ser determinada desde que a função autocorrelação $R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2)$, da função de espalhamento de atraso de entrada, $h(t, \tau)$, seja conhecida.

2.3.2 Relacionamento entre as funções

No item 2.2 foram apresentadas as relações entre as quatro funções de sistema, como uma única transformação de Fourier entre elas. De forma semelhante, as funções autocorrelação do sistema são relacionadas através de transformadas duplas de Fourier. Essas relações são mostradas na Figura 2.4, na qual as linhas indicadas por \mathfrak{F} e \mathfrak{F}^{-1} indicam a transformada dupla de Fourier direta e inversa, respectivamente, e os subscritos h , H , T e S indicam o tipo de função.

Como as funções de correlação dos canais usam quatro variáveis, quaisquer duas funções ligadas por \mathfrak{F} ou \mathfrak{F}^{-1} devem ter duas variáveis comuns, que devem ser consideradas como parâmetros fixos quando forem empregadas as transformadas duplas de Fourier, nas demais variáveis.

Então, nas funções autocorrelação do sistema, as variáveis ν_1 e ν_2 são deslocamentos Doppler, associados aos tempos (t_1, t_2) e as variáveis (f_1, f_2) são frequências associadas aos atrasos (τ_1, τ_2) , respectivamente. As relações entre estas funções são descritas por:

$$R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) = \mathfrak{F}_{t_1, t_2} \{R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2)\} \quad 2.25$$

$$R_T(f_1, f_2; t_1, t_2) = \mathfrak{F}_{\tau_1, \tau_2} \{R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2)\} \quad 2.26$$

$$R_H(f_1, f_2; \nu_1, \nu_2) = \begin{cases} \mathfrak{F}_{\tau_1, \tau_2} \{R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2)\} \\ \text{ou} \\ \mathfrak{F}_{t_1, t_2} \{R_T(f_1, f_2; t_1, t_2)\} \end{cases} \quad 2.27$$

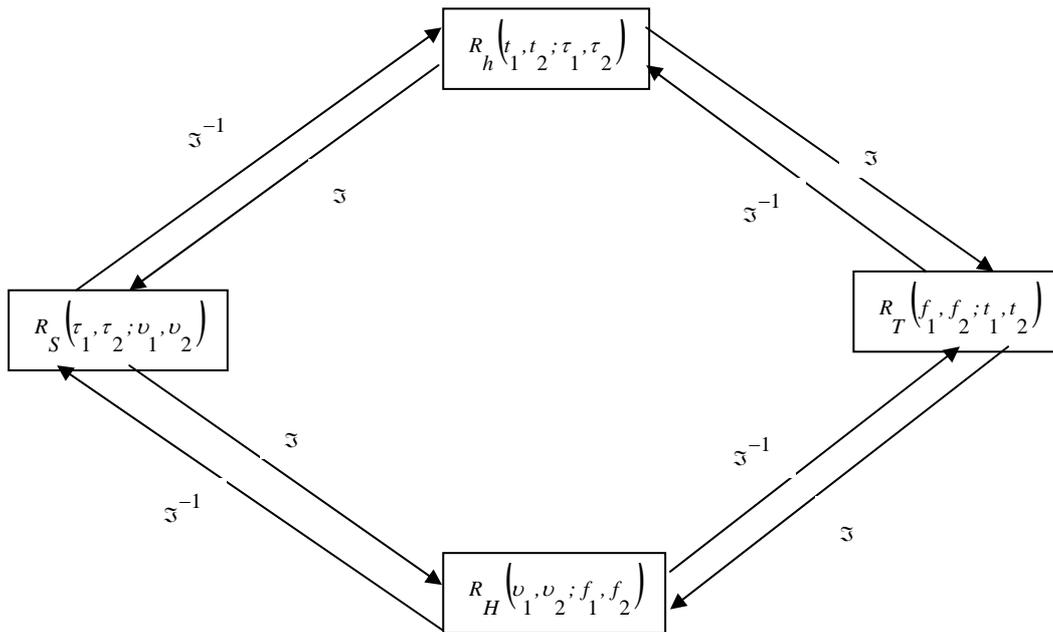


Figura 2.4 - Relações entre as funções de correlação do canal

2.3.3 O canal estacionário em sentido amplo (WSS)

Muitos canais reais possuem estatísticas de desvanecimentos que podem ser consideradas estacionárias em pequenos intervalos de tempo, ou sobre curtas distâncias. Embora esses canais não possam ser considerados estacionários em sentido estrito, podem ser considerados estacionários em sentido amplo (*wide-sense stationary* - WSS). Nos processos estocásticos, classificados como estacionários em sentido amplo, a sua média não depende do instante de observação, e sua função autocorrelação é função apenas do intervalo entre os instantes considerados, ou seja, $m_x(t) = m$ para todo t e $R_x(t_1, t_2) = R_x(\tau)$, sendo $\tau = t_1 - t_2$, para todo t_1, t_2 , onde $m_x(t)$ é a média do processo, e $R_x(t_1, t_2)$ é a sua função autocorrelação para os instantes t_1, t_2 , conforme Leon-Garcia [4].

Isto significa que a função autocorrelação de um canal WSS depende das variáveis t_1 e t_2 através de $\xi = t_2 - t_1$. Assim, para o canal WSS, as funções autocorrelação da função de espalhamento de atraso de entrada $h(t, \tau)$ e a função de transferência variante no tempo $T(f, t)$ se tornam:

$$R_h(t_1, t_1 + \xi; \tau_1, \tau_2) = R_h(\xi; \tau_1, \tau_2) \quad 2.28$$

$$R_T(f_1, f_2; t_1, t_1 + \xi) = R_T(f_1, f_2; \xi) \quad 2.29$$

Demonstra-se que os canais WSS dão origem a espalhamento de deslocamento Doppler descorrelatados, conforme Bello [3].

Usando as duplas transformadas de Fourier nas relações indicadas na Figura 2.4, a função autocorrelação da função de espalhamento atraso–Doppler, em termos da função de espalhamento de atraso da entrada $h(t, \tau)$, é obtida por:

$$R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2) e^{j2\pi(t_1\nu_1 - t_2\nu_2)} dt_1 dt_2 \quad 2.30$$

Considerando-se que $\xi = t_2 - t_1$, para canais WSS, e usando a Equação 2.28, obtém-se:

$$R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\xi; \tau_1, \tau_2) e^{j2\pi(t_1\nu_1 - \nu_2 t_1 - \nu_2 \xi)} dt_1 d\xi \quad 2.31$$

Rearrmando a Equação 2.31, chega-se a:

$$R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(\nu_1 - \nu_2)t} dt \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\xi; \tau_1, \tau_2) e^{-j2\pi\nu_2\xi} d\xi \quad 2.32$$

A primeira integral da Equação 2.32 é reconhecida como o impulso unitário em $\nu_1 = \nu_2$. A segunda integral pode ser expressa em termos da densidade espectral de potência de espalhamento de atraso–Doppler, $P_S(\tau_1, \tau_2; \nu)$, observando-se que $P_S(\tau_1, \tau_2; \nu)$ é a transformada de Fourier de $R_h(\xi; \tau_1, \tau_2)$ em relação à variável ξ , isto é,

$$P_S(\tau_1, \tau_2; \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\xi; \tau_1, \tau_2) e^{-j2\pi\nu\xi} d\xi \quad 2.33$$

Portanto a Equação 2.32 se reduz a:

$$R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) = \delta(\nu_1 - \nu_2) P_S(\tau_1, \tau_2; \nu) \quad 2.34$$

O comportamento singular da função de correlação do canal com relação às variáveis de deslocamento Doppler indica que, no modelo de canal, composto por inúmeros espalhadores elementares, cada um deles produzindo atrasos e deslocamentos Doppler, as contribuições dos espalhadores elementares são descorrelatadas se elas produzem diferentes deslocamentos Doppler.

De maneira similar, mostra-se que:

$$R_H(f_1, f_2; \nu_1, \nu_2) = \delta(\nu_1 - \nu_2) P_H(f_1, f_2; \nu) \quad 2.35$$

onde $P_H(f_1, f_2; \nu)$ é a transformada de Fourier de $R_T(f_1, f_2; \xi)$ em relação à variável de atraso ξ , isto é, a densidade espectral de potência Doppler:

$$P_H(f_1, f_2; \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(f_1, f_2; \xi) e^{-j2\pi\nu\xi} d\xi \quad 2.36$$

Em termos da representação do modelo do circuito, o mesmo comportamento singular de $R_H(f_1, f_2; \nu_1, \nu_2)$ indica que a função de transferência dos filtros aleatórios, associados a diferentes deslocamentos Doppler é descorrelatada.

2.3.4 O canal com espalhadores descorrelatados (US)

Um canal de espalhadores descorrelatados (*uncorrelated scattering* - US) é definido como um canal no qual as contribuições dos espalhadores elementares, produzindo diferentes atrasos nos trajetos, apresentam os multipercursos descorrelatados. Assim, por analogia com a Equação 2.34, espera-se, segundo Parsons [5], que as funções do canal sejam singulares em relação às variáveis de atraso. Portanto, as funções autocorrelação podem ser expressas em função de impulsos no domínio do tempo, como:

$$R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2) = \delta(\tau_2 - \tau_1) P_h(t_1, t_2; \tau) \quad 2.37$$

$$R_s(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) = \delta(\tau_2 - \tau_1) P_s(\tau; \nu_1, \nu_2) \quad 2.38$$

onde

$$P_h(t_1, t_2; \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(\Omega; t_1, t_2) e^{j2\pi\Omega\tau} d\Omega \quad 2.39$$

$$P_s(\tau; \nu_1, \nu_2) = \int_{-\infty}^{\infty} R_H(\Omega; \nu_1, \nu_2) e^{j2\pi\Omega\tau} d\Omega \quad 2.40$$

e $\Omega = f_2 - f_1$.

As equações 2.39 e 2.40 definem as densidades espectrais de potência de atraso e de atraso–Doppler.

Bello [3], demonstrou que canais US e WSS são duais nos domínios tempo-freqüência. Consequentemente, o canal US pode ser considerado possuir estatísticas de WSS nas variáveis freqüência, de modo que as funções autocorrelação dependem somente da diferença entre as freqüências $\Omega = f_2 - f_1$.

Assim,

$$R_H(f, f + \Omega; \nu_1, \nu_2) = R_H(\Omega; \nu_1, \nu_2) \quad 2.41$$

$$R_T(f, f + \Omega; t_1, t_2) = R_T(\Omega; t_1, t_2) \quad 2.42$$

Em termos do modelo de canal composto por inúmeros elementos espalhadores produzindo atrasos e deslocamentos Doppler, as amplitudes complexas das contribuições dos elementos espalhadores são descorrelatadas, se os espalhadores produzem diferentes atrasos no tempo, como indicado nas equações 2.37 e 2.38.

2.3.5 O canal estacionário em sentido amplo com espalhadores descorrelatados WSSUS

Como o próprio nome indica, os canais WSSUS são, simultaneamente, WSS e US. Portanto, as funções de correlação do canal WSSUS, segundo Bello [3], devem possuir as características apresentadas pelos canais WSS, representadas nas equações 2.28, 2.29, 2.34 e 2.35 e dos canais US, representadas nas equações 2.37, 2.38, 2.41 e 2.42.

Segundo Parsons [5], muitos canais rádio podem ser caracterizados como WSSUS. Dos itens 2.3.3 e 2.3.4, que tratam dos canais WSS e US, pode-se inferir que as restrições simultâneas aplicadas ao canal WSSUS resultam em um comportamento singular, tanto na variável atraso, quanto no deslocamento Doppler. Portanto, as funções autocorrelação possuem a forma:

$$R_h(t, t + \xi; \tau_1, \tau_2) = \delta(\tau_2 - \tau_1) P_h(\xi; \tau) \quad 2.43$$

$$R_H(f, f + \Omega; \nu_1, \nu_2) = \delta(\nu_1 - \nu_2) P_H(\Omega; \nu) \quad 2.44$$

$$R_T(f, f + \Omega; t, t + \xi) = R_T(\Omega; \xi) \quad 2.45$$

$$R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) = \delta(\tau_2 - \tau_1) \delta(\nu_1 - \nu_2) P_S(\tau; \nu) \quad 2.46$$

Estas equações permitem a interpretação física do canal WSSUS, como:

- A função autocorrelação da função de espalhamento de atraso da entrada, $R_h(t, t + \xi; \tau_1, \tau_2)$ possui um caráter não estacionário do ruído branco na variável atraso e estacionário em sentido amplo na variável tempo. Em termos do modelo de circuito diferencial, na forma de uma linha de atrasos densamente derivada (*tapped*), o canal pode ser representado por um *continuum* de espalhadores descorrelatados, aleatoriamente cintilantes, apresentando um comportamento estacionário em sentido amplo.
- A função autocorrelação da função de espalhamento Doppler de saída, $R_H(f, f + \Omega; \nu_1, \nu_2)$, possui um caráter não estacionário do ruído branco na

variável deslocamento Doppler e estacionário em sentido amplo, na variável freqüência. Como modelo de circuito, o canal de assemelha a um *continuum* de elementos de filtros de deslocamento Doppler descorrelatados, com a função de transferência dos filtros possuindo estacionaridade em sentido amplo na variável freqüência.

- A função autocorrelação da função de transferência variável no tempo, $R_T(f, f + \Omega; t, t + \xi)$, apresenta estacionaridade em sentido amplo, tanto na variável tempo, quanto na variável freqüência. Anteriormente ela foi usada para determinar a correlação entre dois sinais separados por Ω Hz. Uma função de correlação de interesse prático é a função de correlação espaçada em freqüência obtida por $R_T(\Omega; 0) = R(\Omega)$, que representa a correlação entre as amplitudes do sinal em duas freqüências espaçadas de Ω Hz.
- A função autocorrelação da função de espalhamento de atraso e Doppler $R_S(\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2)$ possui um caráter não estacionário do ruído branco, tanto na variável atraso, quanto na variável deslocamento Doppler, isto é, não estacionaridade de ruído branco bidimensional. Em termos do modelo de circuito diferencial, o canal pode ser representado por um *continuum* de espalhadores não cintilantes, descorrelatados, produzindo tanto atraso no tempo, quanto deslocamento Doppler

A Figura 2.5 apresenta as funções de correlação para os canais WSSUS, na qual as transformações de Fourier voltam a ser somente sobre uma variável.

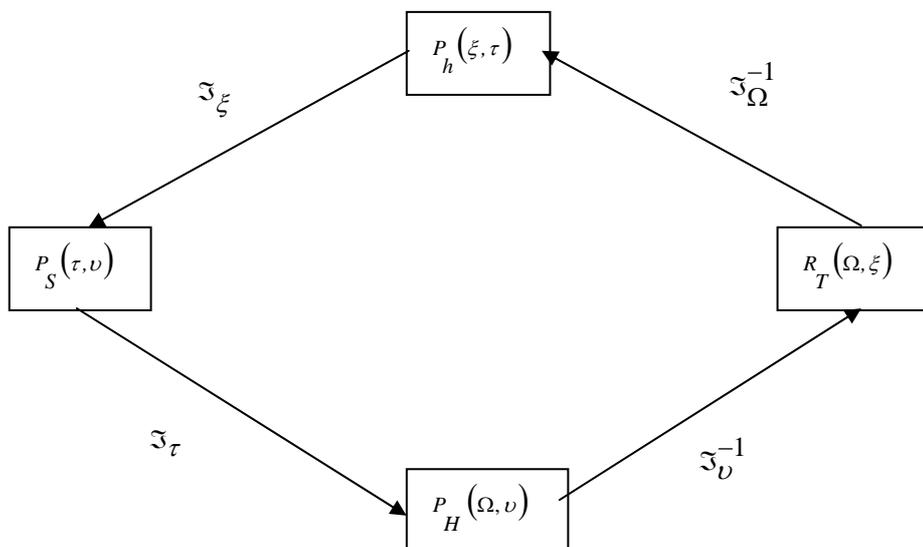


Figura 2.5 - Relações entre as funções de correlação dos canais WSSUS

As funções $P_h(\xi, \tau)$ e $P_H(\Omega, \nu)$ são denominadas, respectivamente, perfil de atrasos de potência e perfil de Doppler.

2.4 CARACTERIZAÇÃO DO CANAL EM PEQUENA ESCALA

As características de transmissão do canal em pequena escala, de interesse primário, são as funções de espalhamento de atraso de entrada $h(t, \tau)$ e de transferência variante no tempo $T(f, t)$, pois, a dispersão do sinal rádio móvel ocorre tanto no tempo quanto na frequência, e tem origem nos fenômenos de multipercurso do sinal transmitido e velocidade de deslocamento das componentes móveis do sistema.

2.4.1 Caracterização no domínio do tempo

A descrição do canal, no domínio do tempo, é obtida expressando-se a função autocorrelação do sinal na saída do canal, $R_w(t_1, t_2)$, em termos da função autocorrelação da função de espalhamento de atraso da entrada, $R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2)$, mostrada na Equação 2.24. Substituindo a Equação 2.43, para um canal WSSUS, na Equação 2.24, se obtém:

$$R_w(t, t + \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(t_1 - \tau_1) \gamma^*(t_1 + \xi - \tau_2) \delta(\tau_2 - \tau_1) P_h(\xi; \tau_1) d\tau_1 d\tau_2 \quad 2.47$$

Quando $\xi = 0$, isto é, quando a separação entre os instantes de observação é zero, ou seja, num determinado instante, a função $P_h(\xi, \tau)$ torna-se:

$$P_h(\tau, \tau) = P_h(\tau) \quad 2.48$$

Isto significa que a densidade espectral de potência cruzada $P_h(\xi; \tau)$ é, simplesmente, a densidade espectral de potência de atraso $P_h(\tau)$. Assim, a Equação 2.47 toma a forma

$$R_w(t, t) = \int_{-\infty}^{\infty} |\gamma(t - \tau)|^2 P_h(\tau) d\tau \quad 2.49$$

e, se $|\gamma(t)|^2$, é a função impulso, obtém-se

$$R_w(t,t) = P_h(t) \quad 2.50$$

Para o canal WSSUS obtém-se, então, este importante resultado, indicando que a função autocorrelação da saída do canal é descrita pelo perfil da distribuição, no tempo, da potência recebida, conhecido por perfil de atraso de potência. A Equação 2.50 só é válida se $|\gamma(t)|^2$ for um impulso, ou de forma aproximada, sua duração for muito pequena, se comparada ao espalhamento dos multipercursos do canal.

Por conveniência, $P_h(t)$ tem a sua origem, no eixo do tempo, definida de maneira que o primeiro raio recebido seja colocado na origem do tempo, e os demais ecos sejam definidos em função do atraso em relação a este primeiro raio, isto é,

$$P_h(\tau) = P_h(t - t_0) \quad 2.51$$

onde t_0 é o atraso de tempo do primeiro raio recebido.

Existem dois momentos de $P_h(\tau)$ que possuem, na prática, maior interesse, que são o atraso médio, D , e o espalhamento de atraso, S . O atraso médio é definido como o primeiro momento de $P_h(\tau)$, e o espalhamento de atraso como a raiz quadrada do segundo momento central. Eles são expressos, respectivamente, por:

$$D = \frac{\int_0^{\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau} \quad 2.52$$

e

$$S = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - D)^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau}} \quad 2.53$$

O espalhamento de atraso é, também, conhecido como atraso eficaz.

2.4.2 Caracterização no domínio da frequência

O comportamento seletivo do canal móvel é diretamente obtido observando-se a correlação entre dois sinais, em diferentes frequências, que chegam ao receptor. A existência de diferentes atrasos nos percursos que constituem os trajetos de propagação, faz com que as propriedades estatísticas de duas radiofrequências

sejam essencialmente independentes se a separação entre elas for suficientemente grande. A diferença máxima entre freqüências para as quais os sinais são fortemente correlatados é chamada **banda de coerência do canal**. Este parâmetro é importante na determinação de tipos de modulação e técnicas de diversidade a serem usadas.

No item 2.2.3, a função de transferência variante no tempo, $T(f, t)$, caracterizava o canal quanto a sua resposta a uma senóide temporal. Os canais aleatoriamente variantes no tempo necessitam possuir uma caracterização, em termos da função autocorrelação da função de transferência variante no tempo, $R_T(f_1, f_2; t_1, t_2)$, como apresentado no item 2.3.1. Para o canal WSSUS, a função autocorrelação se reduz a:

$$R_T(f, f + \Omega; t, t + \xi) = R_T(\Omega; \xi)$$

sendo $R_T(\Omega; \xi)$, denominada função de correlação tempo-freqüência.

A inter-relação entre as funções autocorrelação para o canal WSSUS, mostram que $R_T(\Omega; \xi)$ é relacionada a $P_h(\xi; \tau)$ via transformada de Fourier. Assim,

$$R_T(\Omega; \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} P_h(\xi; \tau) e^{-j2\pi\Omega\tau} d\tau \quad 2.54$$

Esta equação enfatiza que não é necessária a medição de $R_T(\Omega; \xi)$ para se obter a descrição do canal no domínio da freqüência. Quando $\xi = 0$, isto é, a separação entre os instantes de observação é nula.

$$R_T(\Omega; 0) = R_T(\Omega) \quad 2.55$$

$$P_h(0; \tau) = P_h(\tau) \quad 2.56$$

Então,

$$R_T(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} P_h(\tau) e^{-j2\pi\Omega\tau} d\tau \quad 2.57$$

e $R_T(\Omega)$ é conhecida como função de correlação de freqüência e a banda de coerência, B_c , é definida como o menor valor de Ω para o qual $R_T(\Omega)$ é igual a um determinado valor desse coeficiente de correlação, em geral, entre 0,5 e 0,9.

2.5 OUTROS PARÂMETROS DE CARACTERIZAÇÃO DO CANAL

2.5.1 Espectro de espalhamento Doppler

Considera-se um modelo que supõe um transmissor fixo com uma antena polarizada verticalmente. O campo incidente na antena receptora móvel é suposto possuir N ondas planas azimutais, com fases arbitrárias, ângulos de chegada azimutais também arbitrários e todos os raios possuindo amplitudes médias iguais. Deve-se observar que a hipótese de amplitudes médias iguais é baseada na suposição de que, na ausência de um raio direto, as componentes espalhadas que chegam ao receptor estão sujeitas a atenuações similares, se consideradas em uma escala de pequenas distâncias.

A Figura 2.6 apresenta o diagrama no qual, sobre um veículo se deslocando sobre o eixo x , a uma velocidade v , incidem ondas planas segundo o ângulo α no plano $x-y$, em relação à direção do movimento. Cada onda incidente, recebida pelo móvel, sofre um deslocamento Doppler em decorrência do movimento do receptor. Para o n -ésimo raio que chega segundo um ângulo α_n , em relação ao eixo x , o deslocamento Doppler, em Hz, é obtido por:

$$f_n = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha_n \quad 2.58$$

onde λ é o comprimento de onda da onda incidente.

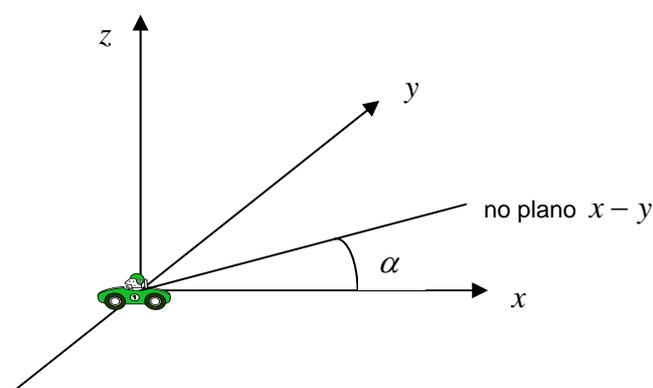


Figura 2.6 – Raios chegando ao móvel em ângulos aleatórios

Seja $p(\alpha)d\alpha$ a fração da potência total que chega ao receptor dentro de um elemento infinitesimal de ângulo, $d\alpha$, segundo a direção α , e seja A a potência média recebida por uma antena equivalente isotrópica. Se $N \rightarrow \infty$, $p(\alpha)d\alpha$ se aproxima de uma distribuição de probabilidades uniforme. Se $G(\alpha)$ representa o ganho azimutal da antena móvel, como uma função do ângulo de chegada, α , a potência total recebida pode ser expressa por:

$$P_r = \int_0^{2\pi} AG(\alpha)p(\alpha)d\alpha \quad 2.59$$

onde $dP_r = AG(\alpha)p(\alpha)d\alpha$ é a variação diferencial da potência recebida em função do ângulo. Se o sinal transmitido é um tom contínuo (*continuous wave CW*), de frequência f_c , então, a componente de frequência instantânea do sinal recebido segundo o ângulo α é obtida usando-se a Equação 2.58.

$$f(\alpha) = f \Rightarrow f = \frac{v}{\lambda} \cos(\alpha) + f_c \quad 2.60$$

ou

$$f = f_m \cos(\alpha) + f_c \quad 2.61$$

onde f_m é o deslocamento Doppler máximo. Nota-se que $f(\alpha)$ é uma função par de α , isto é, $f(\alpha) = f(-\alpha)$.

Se $S(f)$ é o espectro de potência do sinal recebido, a variação diferencial da potência recebida com a frequência é obtida por:

$$S(f)|df| \quad 2.62$$

Igualando a variação diferencial da potência recebida, com a frequência, com a variação diferencial desta mesma potência, com o ângulo α , obtém-se:

$$S(f)|df| = A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]d\alpha \quad 2.63$$

diferenciando a Equação 2.61 e rearrumando os seus termos, chega-se a:

$$|df| = |d\alpha| \sin\alpha |f_m| \quad 2.64$$

Usando, novamente, a Equação 2.61, pode-se expressar α como uma função de f :

$$\alpha = \cos^{-1} \left[\frac{f - f_c}{f_m} \right] \quad 2.65$$

Como:

$$\operatorname{sen} \alpha = \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2} \quad 2.66$$

substituindo-se as equações 2.64 e 2.66 em ambos os lados da Equação 2.63, a densidade espectral de potência, $S(f)$, pode ser expressa por:

$$S(f) = \frac{A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]}{f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2}} \quad 2.67$$

onde

$$S(f) = 0, \quad |f - f_c| > f_m \quad 2.68$$

Este espectro, centrado na frequência da portadora, f_c , é igual a zero fora dos limites $f_c \pm f_m$. Cada raio que é recebido, portanto, possui sua própria frequência portadora, ligeiramente deslocada da frequência central da portadora, que depende da direção do ângulo α de chegada. Caso considere-se uma antena isotrópica, cujo ganho $G(\alpha) = 1$, normaliza-se A , isto é, a potência média recebida por uma antena equivalente isotrópica. Assumindo uma distribuição de probabilidade uniforme, $p(\alpha) = 1/2\pi$, sobre o intervalo 0 a 2π , o espectro de saída, da Equação 2.67, torna-se:

$$S(f) = \frac{1}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2}} \quad 2.69$$

A Equação 2.69 representa o espectro, conhecido como **espectro de Jakes**, e mostra que a densidade espectral de potência é infinita em $f = f_c \pm f_m$, isto é, componentes de Doppler que chegam exatamente a 0° ou 180° , possuem uma densidade espectral de potência infinita. Isto, na realidade, não é problema pois, como α é continuamente distribuído, a probabilidade de raios chegarem a exatamente esses ângulos é igual a zero.

A Figura 2.7 representa a densidade espectral de potência do sinal resultante, em RF, devido ao espalhamento Doppler.

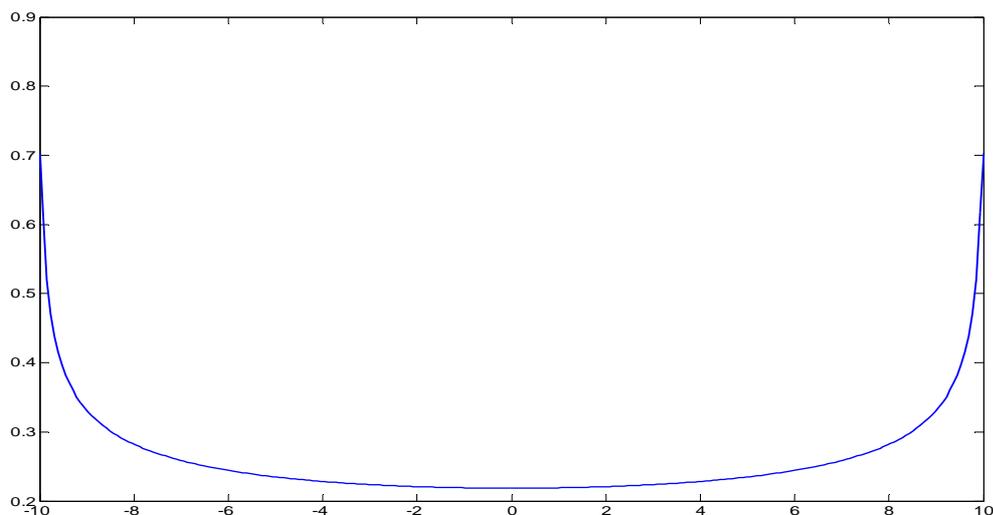


Figura 2.7 – Espectro de Jakes de espalhamento Doppler

Os valores numéricos existentes, tanto no eixo das ordenadas quanto das abscissas, da Figura 2.7, são provenientes de uma simulação efetuada para a obtenção da mesma.

2.5.2 Deslocamento Doppler

O deslocamento Doppler é definido como o máximo desvio de frequência do sinal transmitido, devido ao movimento do móvel ou dos espalhadores existentes nas proximidades deste. A sua caracterização torna-se importante, pois os sistemas atuais operam em frequências cada vez maiores, implicando em maiores deslocamentos.

2.5.3 Espalhamento Doppler

É definido como o desvio padrão eficaz do deslocamento Doppler, significando o espalhamento espectral da taxa de variação, no tempo, do canal rádio móvel. Segundo Matos [1], seu conhecimento é útil na especificação e projeto de algoritmos adaptativos tais como controle automático de ganho e circuitos de recuperação de fase ou tempo.

2.5.4 Tempo de coerência

É uma medida da duração do tempo no qual o canal rádio móvel se apresenta essencialmente invariante, ou seja, dois sinais recebidos em instantes diferentes possuem forte correlação de amplitude, tipicamente 90%. Sendo o espalhamento Doppler o responsável pela variação nas componentes do sinal recebido, o tempo de coerência do canal terá uma relação inversa com o espalhamento Doppler.

A natureza de variação do canal, no tempo, devido ao movimento, ou a rapidez do desvanecimento, pode ser vista sob a forma de duas categorias de degradação: o desvanecimento rápido e o desvanecimento lento.

O termo desvanecimento rápido é usado para descrever canais nos quais $T_0 < T_s$, onde T_0 é o tempo de coerência do canal e T_s representa a duração do símbolo. Assim, o desvanecimento rápido descreve a condição na qual a taxa de variação do canal, no tempo, de forma correlatada, é grande se comparada à duração do símbolo. A distorção aparece porque as componentes do sinal recebido não são grandemente correlatadas no decorrer do tempo. Desta forma, o desvanecimento rápido pode causar a distorção do pulso de banda básica, resultando em perda da relação sinal/ruído que, freqüentemente, se traduz em aumento da taxa de erro de bits.

Um canal é considerado como apresentando um desvanecimento lento se $T_0 > T_s$. Neste caso o canal é correlatado de maneira tal que o seu comportamento é muito estável, se comparado à duração do símbolo. Assim, considera-se que o estado do canal permanece virtualmente inalterado durante o tempo no qual o símbolo é transmitido, portanto, o símbolo, ao se propagar, não sofre as distorções produzidas pelos desvanecimentos rápidos.

3 TÉCNICAS DE SONDAÇÃO DO CANAL RÁDIO MÓVEL

A escolha da técnica de sondagem, a ser aplicada no canal rádio móvel (CRM), depende da aplicação prevista para os dados de propagação a serem obtidos do processamento das medidas. Basicamente, a escolha deve ser feita entre a transmissão em banda estreita ou banda larga e se os resultados estarão representados no domínio do tempo ou no domínio da frequência.

3.1 SONDAÇÃO DO CANAL EM BANDA ESTREITA

Quando o canal rádio móvel é excitado por uma portadora não modulada, isto é, um único tom (*continuous wave* - CW), observa-se uma grande variação, tanto de amplitude quanto de fase, do sinal recebido pela antena do receptor móvel. Esta variação se apresenta aparente até para pequenos deslocamentos do receptor.

Normalmente se usa, na pesquisa das características deste tipo de canal, um transmissor colocado em uma posição fixa, enquanto se faz móvel o receptor, e se registra a envoltória do sinal recebido. É comum o uso de um receptor que forneça, na sua saída, uma tensão DC (*direct current*) proporcional ao logaritmo da amplitude do sinal recebido e apresentar o resultado em uma escala calibrada em dBm.

O comportamento do canal, em pequena escala, isto é, para pequenos deslocamentos, por apresentar variações aleatórias só pode ser representado por sua distribuição de probabilidade. Uma distribuição que descreve bem este tipo de canal, quando não existe um raio direto dominante, é a distribuição de Rayleigh [6].

3.1.1 Distribuição de Rayleigh

O sinal recebido no terminal móvel, em faixa estreita, como descrito anteriormente, nem sempre possui uma componente direta em linha de visada. Neste caso o sinal recebido é a soma dos diversos raios do sinal transmitido que, espalhados aleatoriamente por obstáculos, chegam ao receptor com variadas amplitudes e fases. Isto é conhecido como propagação por múltiplos percursos. É razoável se supor que as fases dos sinais espalhados são recebidas com uma distribuição uniforme entre 0 e 2π radianos e que as amplitudes e fases são estatisticamente independentes. Conseqüentemente, espera-se que, em certos instantes, as frentes de ondas recebidas possam estar em fase, aumentando a amplitude do sinal recebido (interferência construtiva) enquanto, em outros instantes, estejam em contrafase, produzindo uma redução da amplitude do sinal recebido (interferência destrutiva).

Considerando-se uma portadora transmitida s com uma freqüência ω_c e com amplitude a , escrita na sua forma exponencial.

$$s = ae^{j\omega_c t} \quad 3.1$$

Sejam, respectivamente, a_i e θ_i a amplitude e fase do i -ésimo raio espalhado. O sinal resultante s_r , no receptor móvel, é a soma das n ondas espalhadas.

$$s_r = \sum_{i=1}^n a_i e^{j(\omega_c t + \theta_i)} \quad 3.2$$

Pode-se, também, representar s_r por:

$$s_r = r e^{j(\omega_c t + \theta)} \quad 3.3$$

sendo,

$$r e^{j\theta} = \sum_{i=1}^n a_i e^{j\theta_i} \quad 3.4$$

Na forma retangular:

$$r e^{j\theta} = \sum_{i=1}^n a_i \cos \theta_i + j \sum_{i=1}^n a_i \sin \theta_i = x + jy \quad 3.5$$

Portanto,

$$x = \sum_{i=1}^{\Delta} a_i \cos \theta_i \quad \text{e} \quad y = \sum_{i=1}^{\Delta} a_i \sin \theta_i \quad 3.6$$

onde

$$r^2 = x^2 + y^2 \quad 3.7$$

$$x = r \cos \theta \quad 3.8$$

$$y = r \sin \theta \quad 3.9$$

Pelo fato de

- n ser geralmente muito grande,
- as amplitudes a_i serem aleatórias e,
- as fases θ_i terem uma distribuição uniforme,

pode-se considerar, usando o teorema do limite central, que x e y são ambas variáveis Gaussianas, independentes, de média nula, e variância dada por:

$$\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma_r^2 \quad 3.10$$

Conseqüentemente suas distribuições são:

$$p(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} e^{-\frac{z^2}{2\sigma_z^2}} \quad 3.11$$

onde $z = x$ ou $z = y$, conforme a conveniência.

A distribuição conjunta $p(x, y)$ é:

$$p(x, y) = p(x) p(y) \Rightarrow p(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_r^2} e^{-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma_r^2}} \quad 3.12$$

A distribuição $p(r, \theta)$ pode ser determinada, em função de $p(x, y)$, empregando-se o Jacobiano da transformação das variáveis aleatórias x, y em r, θ .

$$p(r, \theta) = |J| p(x, y) \quad 3.13$$

onde:

$$J = \begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial r} & \frac{\partial x}{\partial \theta} \\ \frac{\partial y}{\partial r} & \frac{\partial y}{\partial \theta} \end{vmatrix} \quad 3.14$$

Usando as Equações 3.8 e 3.9 na Equação 3.14, obtém-se $J = r$. Juntamente com a Equação 3.12, em 3.13, chega-se a:

$$p(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma_r^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}} \quad 3.15$$

Calculando-se a distribuição marginal de r , obtém-se:

$$p(r) = \int_0^{2\pi} \frac{r}{2\pi\sigma_r^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}} d\theta = \begin{cases} \frac{r}{2\sigma_r^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}} & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad 3.16$$

A expressão 3.16 representa a função densidade de probabilidade de Rayleigh, relativa à envoltória do sinal recebido por um receptor móvel, sem visada, enquanto sua distribuição cumulativa é dada por:

$$P(r_0) = \text{prob}(r \leq r_0) = \int_0^{r_0} p(r) dr = 1 - e^{-\frac{r_0^2}{2\sigma_r^2}} \quad 3.17$$

A distribuição marginal de fase, como já mencionado, é uma distribuição uniforme entre 0 e 2π .

3.1.2 Aspectos de fase

Se a fase do sinal recebido é de interesse, ela pode ser medida em relação a uma referência fixa, se o sinal for demodulado em fase e quadratura. Para medir a fase com exatidão é necessário, então, garantir que os osciladores usados no transmissor e no receptor estejam amarrados em fase, e referenciem os geradores de sinal, respectivamente, no transmissor e no receptor. Neste caso, usam-se osciladores de rubídio, pois estes oferecem estabilidade de fase (naturalmente isto implica em estabilidade de frequência) por um período de tempo suficiente para realização das medições. Desta maneira, somente as variações de fase introduzidas pelo canal em observação são registradas e não aquelas decorrentes da variação entre transmissor e receptor.

Como a medição da fase é imprecisa na frequência da portadora, é necessário fazer a sua conversão para uma frequência mais baixa. Neste caso existem duas possibilidades: Fazer esta conversão para uma frequência intermediária suficientemente baixa, ou diretamente para uma FI zero.

No primeiro caso, é necessário cuidado na escolha da frequência intermediária de modo a evitar a frequência imagem decorrente do processo de conversão na recepção. Isto pode ser obtido usando-se filtros eliminadores da frequência imagem antes da conversão de recepção. Existem duas vantagens nesta arquitetura: A primeira é pelo fato de a frequência de entrada não se restringir a uma faixa muito estreita em RF (radiofrequência). A segunda é que, com o uso de um analisador de rede vetorial (*vector network analyzer*), pode-se isolar as fontes de desequilíbrio de amplitude e fase nos diversos caminhos do sinal.

O uso da FI zero faz com que o receptor requiera misturadores que possuam frequências altas nas portas de radiofrequência (RF), ao mesmo tempo que DC, nas portas do sinal convertido. São, portanto, necessárias altas potências nos misturadores de forma a se obter uma faixa dinâmica adequada.

Outras vantagens também existem como, por exemplo, somente um único estágio de amarração de fase ser necessário e a conversão diretamente para a FI zero dispensar a função de detecção. A frequência imagem deixa de ser problema, pois ela está bem separada da informação desejada, sendo facilmente removida. Qualquer desequilíbrio na resposta de amplitude ou fase entre os dois canais podem ser reduzidos ou mesmo eliminados através de uma calibração cuidadosa.

3.2 SONDAGEM DO CANAL EM BANDA LARGA

Parâmetros tais como retardo médio, espalhamento de retardo e banda de coerência, são necessários para caracterizar os canais rádio móveis, em banda larga, fornecendo informações relevantes aos projetistas de sistemas. A função de espalhamento dá uma compreensão clara da natureza íntima do mecanismo de propagação.

Os modelos de canal, descritos no capítulo anterior, têm sido ampliados para considerar a correlação entre duas frequências espaçadas na presença de multipercursos atrasados entre si mas, para verificar este modelo, mesmo que usando frequências discretas, tem-se que repetir as medições em várias frequências dentro da banda de interesse. Existem, também, outras técnicas de sondagem para caracterizar estes canais.

Uma limitação primária da técnica de sondagem, usando um único tom, é a sua incapacidade de mostrar o comportamento do canal, seletivo em frequência. Para superar esta limitação, um método de sondagem utilizando tons espaçados em frequência pode ser usado, no qual diversas frequências são transmitidas ao mesmo tempo.

Os perfis de retardo de potência dos canais geralmente possuem uma distribuição exponencial, em função dos atrasos dos raios. No entanto, embora esta generalização seja válida para a maior parte das situações, existem algumas nas quais um raio com energia considerável, chega bastante atrasado. Quando isto ocorre, a função de correlação na frequência é altamente oscilatória.

Se, sequencialmente, os tons são espaçados dentro da banda de frequências, obtém-se a função de transferência do canal. Este método oferece uma medição em banda larga, empregando um equipamento de banda estreita, relativamente simples e barato. No entanto, este método possui duas grandes desvantagens: em primeiro lugar, implementar espaçamentos em frequência, com sintetizador, sobre uma banda larga de frequências em pequenos passos, consome muito tempo; em segundo lugar, é difícil realizar medições móveis usando tal sistema, pois o transmissor e o receptor precisariam estar conectados. Sem movimento, não se cria o efeito Doppler e, em consequência, não se obtém informações sobre o ângulo de chegada, o que impede a identificação de espalhadores importantes. Como alternativa à troca de frequências por passos discretos, o método de varredura em frequência (*chirp*) pode ser usado para excitar o canal móvel.

3.2.1 Técnicas de sondagem em banda larga

A sondagem do canal usando diversas medições em banda estreita simultaneamente ou sequencialmente é atrativa do ponto de vista de simplicidade de equipamento, mas possui claras limitações. É preferível usar uma técnica de sondagem realmente em banda larga, isto é, usando um sinal que ocupa efetivamente a banda do canal que se deseja pesquisar.

3.2.2 Sondagem por pulsos periódicos

Quando um pseudo-impulso, isto é, um pulso de pequena duração é usado para excitar o canal rádio, o sinal recebido representa a convolução, no tempo, do pulso transmitido para a sondagem com a resposta ao impulso do canal. Com o objetivo de se observar o comportamento do canal, variante no tempo, pode ser empregada uma seqüência periódica de pulsos. A taxa de repetição dos pulsos deve ser suficientemente alta de modo que permita a observação do comportamento variante no tempo dos múltiplos percursos, embora o período, isto é, o intervalo entre pulsos adjacentes, tenha que ser longo o suficiente para garantir a observação dos múltiplos ecos entre impulsos sucessivos. Assim, a duração do pulso determina a diferença de tempo mínima perceptível entre as sucessivas contribuições de ecos, enquanto a taxa de repetição determina o atraso de tempo máximo, livre de ambigüidade, isto é, a máxima distância que o percurso de eco pode alcançar sendo resolvido, sem ambigüidade.

A sondagem por emissão de pulsos periódicos fornece uma série de instantâneos da estrutura dos multipercursos, que formam um filme representando a propagação multipercurso entre transmissor e receptor.

Diversos estudos [7-9], empregando esta técnica, foram realizados, porém faziam a detecção de envoltória, de forma que as informações de fase eram perdidas. Como a informação de fase, no tempo, contém o ângulo de chegada, na forma de deslocamento Doppler, pois a mesma corresponde a um deslocamento na freqüência, a perda desta informação torna impossível identificar as fontes de espalhamento relevantes.

No entanto, por demodulação coerente das componentes da portadora, em fase e quadratura, do sinal recebido, é possível determinar o deslocamento Doppler.

Possivelmente, a maior limitação da sondagem por pulsos periódicos, seja a necessidade de uma alta relação entre a potência de pico e a potência média, para permitir a detecção de ecos fracos. Desde que, em geral, transmissores de pulsos são limitados em potência, uma forma de superar esta restrição é usar um método de sondagem que forneça compressão do pulso.

3.2.3 Compressão de pulso

A base teórica de todos os sistemas de compressão de pulsos é tratada na teoria de sistemas lineares. É bem sabido que, ao se aplicar ruído branco $n(t)$ na entrada de um sistema linear, e se a sua saída $w(t)$ for correlatada com a réplica atrasada da entrada, $n(t-\tau)$, a correlação cruzada resultante será proporcional à resposta ao impulso do sistema $h(\tau)$, avaliada no domínio do tempo de retardo.

Em se tratando do ruído branco sabe-se que:

$$E[n(t)n^*(t-\tau)] = R_n(\tau) = N_0\delta(\tau) \quad 3.18$$

onde $R_n(\tau)$ é a função autocorrelação do ruído e N_0 é a densidade espectral unilateral da potência de ruído. A saída do sistema é dada pela convolução

$$w(t) = \int h(\xi)n(t-\xi)d\xi \quad 3.19$$

Considerando-se à entrada de um receptor, o sinal $w(t) = r(t)$ e omitindo-se a modulação do sinal, obtém-se à entrada do receptor:

$$r(t) = h(t) * n(t) \rightarrow r(t) = \int_0^{\infty} h(\xi)n(t-\xi)d\xi \quad 3.20$$

À saída do correlator, sendo $E[.]$ o valor esperado, obtém-se:

$$E[r(t)n^*(t-\tau)] = E\left[\int_0^{\infty} h(\xi)n(t-\xi)n^*(t-\tau)d\xi\right] \quad 3.21$$

$$E[r(t)n^*(t-\tau)] = \int_0^{\infty} h(\xi) \frac{E[n(t-\xi)n^*(t-\tau)]}{=R_n(\tau-\xi)} d\xi \quad 3.22$$

onde $R(n)$ representa a autocorrelação de $n(t)$

$$E[r(t)n^*(t-\tau)] = \int_0^{\infty} h(\xi)R_n(\tau-\xi)d\xi \quad 3.23$$

Como a autocorrelação, $R_n(t)$, é a transformada inversa da densidade espectral unilateral de potência de $n(t)$, que é a constante N_0 , obtém-se:

$$R_n(\tau-\xi) = F^{-1}[S_n(w)] \Rightarrow R_n(\tau-\xi) = F^{-1}[N_0] \quad 3.24$$

$$R_n(\tau-\xi) = N_0\delta(\tau-\xi) \quad 3.25$$

onde $\delta(\tau-\xi)$ é um impulso aplicado em $\tau = \xi$.

Finalmente:

$$E[r(t)n^*(t-\tau)] = \int_0^{\infty} h(\xi)N_0\delta(\tau-\xi)d\xi \quad 3.26$$

e

$$E[r(t)n^*(t-\tau)] = N_0h(\tau) \underbrace{\int_0^{\infty} \delta(\tau-\xi)d\xi}_{=1} \quad 3.27$$

resultando em:

$$E[r(t)n^*(t-\tau)] = N_0h(\tau) \quad 3.28$$

onde se conclui que a resposta de um sistema linear ao impulso pode ser avaliada empregando-se o ruído branco, associado a algum método de correlação.

Na prática, tendo em vista a dificuldade de se gerar o ruído branco, usa-se para caracterizar os sistemas, um sinal determinístico que possua as características do ruído branco. Um sinal largamente empregado é a seqüência binária pseudo-aleatória de comprimento máximo, também conhecida por pseudo-ruído (PN).

3.2.4 Convolução com o filtro casado

Um método para efetuar a compressão de pulso pode ser o emprego de um filtro casado à forma de onda de sondagem. Esta é conhecida como técnica de convolução com o filtro casado. O seu princípio de funcionamento está ilustrado na Figura 3.1. Neste exemplo, um filtro SAW (*Surface Acoustic Wave*) é empregado como filtro casado.

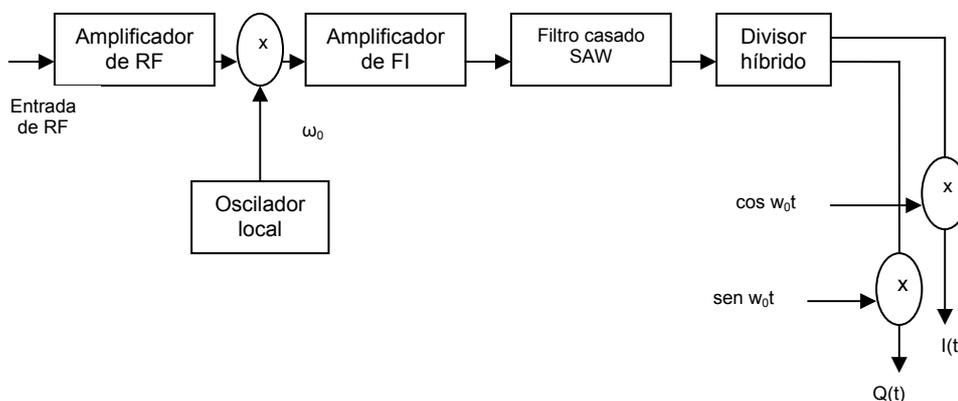


Figura 3.1 – Recepção empregando a técnica de convolução com filtro casado

Como o filtro SAW é casado a uma seqüência PN específica, usada no transmissor, não é necessária, nesta técnica, a geração local desta seqüência, no receptor. Assim, ela pode ser chamada de técnica de sondagem assíncrona e possui muitas vantagens em termos de custo e complexidade. Além disto, o sistema opera em tempo real, pois, na saída do filtro casado, tem-se uma série de “instantâneos” da resposta do canal e muitos resultados mapeados, um a um, no domínio do tempo. Existem, contudo, diversas desvantagens que reduzem seu apelo à sondagem de canais. Primeiramente, a informação em tempo real, não pode ser gravada sem o uso de equipamentos caros, sendo necessário realizar uma redução da banda antes de gravar os dados. Em segundo lugar, o desempenho prático do filtro SAW é limitado pelas próprias deficiências deste tipo de filtro.

3.2.5 Varredura com retardo de tempo e correlação cruzada (STDCC)

O diagrama em blocos básico da sondagem do canal usando espalhamento de espectro ou STDCC (*Swept Time-Delay Cross-Correlation*), como será denominado neste trabalho, é mostrado na Figura 3.2. A vantagem do sistema com espalhamento de freqüência é que, enquanto o sinal de teste possui banda larga, é possível detectar o sinal transmitido usando um receptor de faixa estreita, precedido de um misturador de faixa larga, o que melhora a faixa dinâmica do sistema, se comparado com a sondagem por pulsos periódicos. No método STDCC a portadora é espalhada sobre uma banda de freqüência larga quando é misturada com o sinal pseudo-ruído PN tendo uma duração de bit (chip) T_c e uma taxa de bit R_c igual ao inverso de T_c .

A envoltória da densidade de potência do espectro da portadora espalhada é dada por:

$$\eta = \left[\frac{\text{sen}(f - f_c)T_c}{(f - f_c)T_c} \right]^2 \quad 3.29$$

onde a largura de banda entre os primeiros nulos é:

$$BW = 2R_c \quad 3.30$$

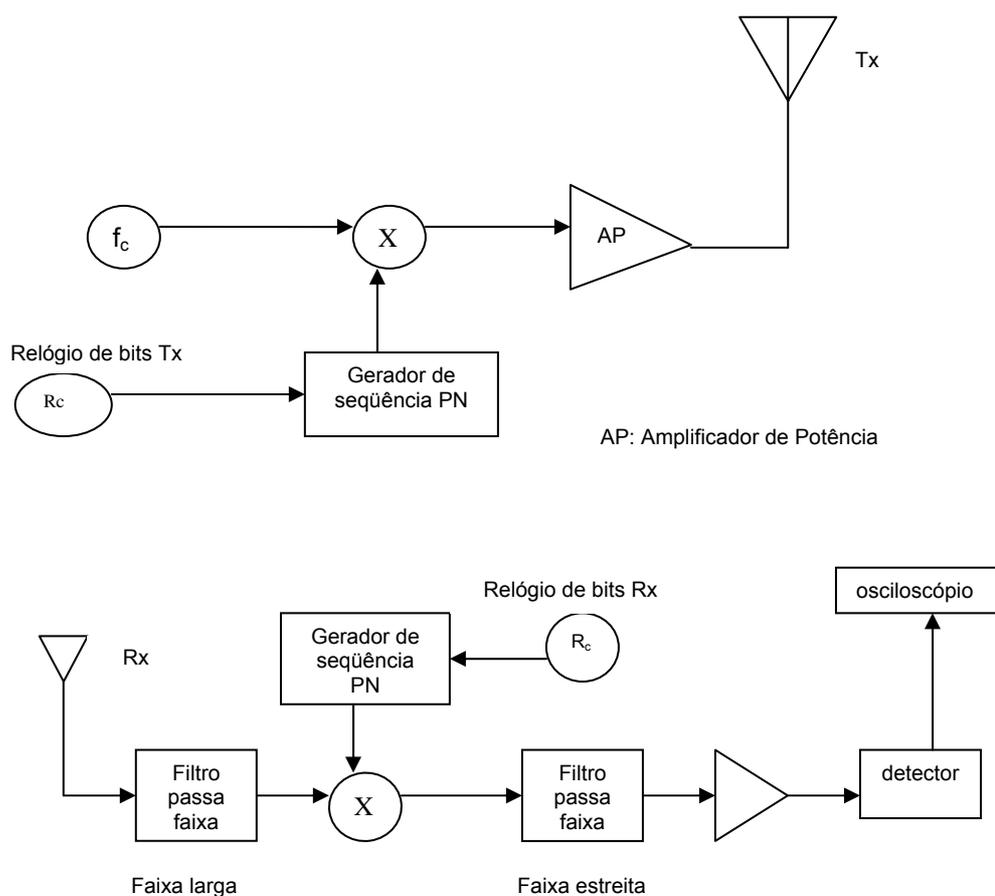


Figura 3.2 – Sistema de transmissão e recepção empregado na sondagem STDCC

O sinal espalhado recebido é então, filtrado e correlatado com uma seqüência idêntica àquela usada no transmissor. Embora as duas seqüências sejam idênticas em conteúdo, o relógio que determina a cadência de bits do transmissor possui uma freqüência ligeiramente maior que a do receptor. Misturando-se as duas seqüências de bits se implementa um correlator “deslizante”. Quando a seqüência PN de maior freqüência (do transmissor) alcança a seqüência de menor freqüência (do receptor) e se alinham, elas são virtualmente idênticas produzindo um pico de correlação máxima. Quando as duas seqüências não estão correlatadas ao máximo, misturando o espectro recebido espalhado com a seqüência PN assíncrona do receptor, um espectro espalhado é produzido, no mínimo tão largo quanto ao da seqüência PN de referência do receptor. Assim, o filtro de banda estreita, que segue o multiplicador, pode rejeitar quase toda a potência do sinal que chega. Desta forma é produzido um ganho, denominado **ganho de processamento**, como relação entre as bandas de passagem dos filtros, reduzindo, em conseqüência, o valor do ruído

existente na saída destes filtros. Assim, da mesma forma como acontece com o ruído, também são rejeitadas as interferências, a menos do pulso de sondagem do canal.

O ganho de processamento é calculado como:

$$PG = \frac{2R_c}{R_{bb}} = \frac{2\tau_{bb}}{T_c} = \frac{(S/N)_{saída}}{(S/N)_{entrada}} \quad 3.31$$

onde $\tau_{bb} = 1/R_{bb}$ é o período do símbolo em banda básica. Para o caso deste método de sondagem, usando correlator, a taxa de informação de banda básica é igual ao desvio (*offset*) entre os relógios das seqüências PN do transmissor e do receptor.

Quando o sinal que chega é correlatado com a seqüência PN do receptor, o sinal é trazido de volta à banda de freqüência original, isto é, “desespalhado”, e a envoltória é detectada. Visto que os diferentes multipercursos possuem diferentes atrasos, eles terão correlação máxima com a com a seqüência PN do receptor, em diferentes instantes. Portanto, depois da detecção de envoltória, a resposta ao impulso do canal é apresentada na tela do osciloscópio.

A resolução no tempo ($\Delta\tau$) das componentes de multipercurso, no método STDCC é:

$$\Delta\tau = 2T_c = 2/R_c \quad 3.32$$

Em outras palavras, o sistema pode resolver dois componentes de multitrajeto desde que eles estejam afastados de, pelo menos, $2T_c$ segundos. Na realidade, duas componentes de múltiplos trajetos que possuam uma diferença entre o tempo de chegada menor que $2T_c$ podem ser resolvidas, desde que a largura dos pulsos seja menor que o valor absoluto do pulso triangular de correlação, isto é, da ordem de T_c .

O método STDCC possui uma medição de **tempo equivalente**, que é atualizado cada vez que as duas seqüências são correlatadas ao máximo. O tempo decorrido entre duas correlações adjacentes máximas é calculado por:

$$\Delta T = T_c \gamma l = \gamma l / R_c \quad 3.33$$

onde:

T_c = duração do bit (s)
 R_c = taxa de bits (Hz)
 γ = fator de deslizamento (adimensional)
 l = comprimento da seqüência PN (bit)

O **fator de deslizamento** é definido como a relação entre a taxa de relógio de bits da transmissão e a diferença entre as taxas de relógio da transmissão e recepção. Matematicamente é expresso como:

$$\gamma = \frac{\alpha}{\alpha - \beta} \quad 3.34$$

onde,

α = taxa do relógio de bit da transmissão (Hz)
 β = taxa do relógio de bit da recepção (Hz)

Para a seqüência PN de máximo comprimento, este comprimento é:

$$l = 2^n - 1 \quad 3.35$$

onde n é o número de registradores de deslocamento do circuito gerador da seqüência.

Como o espectro espalhado recebido é misturado com a seqüência PN da recepção, que é mais lenta que aquela da transmissão, o sinal é convertido, para baixo, em um sinal de banda estreita em baixa freqüência. Em outras palavras, a taxa relativa das duas seqüências se deslocando, uma sobre a outra, é a taxa de informação observada. Este sinal, em faixa estreita, permite ser processado, eliminando-se muito de seu ruído e interferências.

O tempo equivalente de observação se refere ao tempo relativo aos componentes de multipercursos. Contudo, a escala de tempo observada, usando uma sonda STDCC, é relacionada ao tempo real de propagação por:

$$\text{tempo real de propagação} = \frac{\text{tempo observado no osciloscópio}}{\gamma} \quad 3.36$$

Este efeito é decorrente da taxa de informação relativa, transferida no correlator deslizante, sendo conhecido como **dilatação no tempo**, pois os atrasos relativos aos raios que chegam ao receptor estão expandidos, no tempo, pelo fator γ , para este método.

Deve-se ter atenção na escolha do comprimento da seqüência PN, pois esta deve ter uma duração tão longa quanto o maior atraso que se pretende observar. O período da seqüência PN é obtido por

$$\tau_{seqPN} = T_c l \quad 3.37$$

O período desta seqüência determina a faixa máxima dos componentes de multipercurso que podem ser observados, sem ambigüidade. Esta faixa pode ser encontrada multiplicando-se a velocidade da luz pelo valor de τ_{seqPN} , encontrado na Equação 3.37.

Existem diversas vantagens neste tipo de sonda, dentre elas:

- Capacidade de rejeitar ruído, com a redução da banda do filtro do correlator,
- Não é necessária a sincronização entre as seqüências PN usadas no transmissor e no receptor,
- A sensibilidade pode ser ajustada por alteração do fator de deslizamento tendo, por consequência, a alteração da banda do filtro após o multiplicador,
- A potência do transmissor pode ser consideravelmente menor que a do método de sondagem por pulsos.

Como desvantagens deste método por espalhamento de espectro, podem ser citadas:

- A medição não é feita em tempo real, mas coletada quando uma seqüência PN é alinhada à outra,
- O tempo necessário para se levantar um perfil de potência pode ser excessivo,
- Caso se use um detector não coerente, as fases dos multipercursos não serão medidas.

3.3 PARÂMETROS DA SONDA STDCC

Dentre as principais características da sonda STDCC, podem ser citadas:

3.3.1- Faixa dinâmica

Desprezando o efeito de ruído, pode-se dizer que a faixa dinâmica (FD) desta técnica de sondagem é função do comprimento da seqüência PN, utilizada na transmissão, sendo calculada por:

$$FD = 20 \log(l) \quad 3.38$$

Para o sistema simulado, com $l = 511$ bits, a faixa dinâmica teórica é igual a 54 dB, o que significa dizer que o sistema idealmente consegue detectar multipercursos com até 54 dB de diferença. Observa-se, portanto, que quanto maior o número de bits da seqüência PN adotada, maior será tal faixa dinâmica. Na prática, o ruído próprio da correlação, somado ao ruído do canal, levará a uma diminuição desta faixa.

No caso da simulação realizada, foi encontrada uma faixa dinâmica de 27,54 dB para a correlação de referência, isto é, a correlação obtida sem a passagem pelo canal Rayleigh, e sem a presença do ruído. Este valor foi obtido calculando-se a relação, em dB, entre o pico de correlação da seqüência PN e o pico de ruído de correlação observado.

3.3.2 Resolução de multipercursos

A capacidade de resolução de multipercursos da sonda pode ser dividida em duas partes: **Resolução espacial** e **resolução de máximo atraso do trajeto de eco, livre de ambigüidade**.

A resolução espacial é a medida da diferença mínima de tempo em que os ecos podem ser distinguidos, e é função da taxa do relógio de geração da seqüência PN, sendo igual a $1/T_c$, onde T_c é a duração do bit da seqüência PN. Esta deve ser suficientemente pequena, tal que permita a observação de dois sinais de eco, sem que haja interferência entre os símbolos, isto é, na observação do resultado da correlação seja possível distingui-los, sem que um se apresente sobre o outro.

A resolução de máximo atraso, livre de ambigüidade do trajeto de eco, que pode ser medido com uma sonda STDCC é dada por lT_c , onde l é comprimento da seqüência PN. Dessa forma, a resolução máxima é a duração da própria seqüência PN.

3.3.3 Fator de deslizamento

Como descrito anteriormente, a sonda STDCC trabalha correlatando duas seqüências PN idênticas, de comprimento l , que são produzidas por relógios ligeiramente deslocados. Esta diferença entre os relógios produz uma nova escala de tempo ou, de forma equivalente, a compressão da largura de banda do sinal original.

A escolha do fator de deslizamento γ pode ser feita arbitrariamente, dependendo da largura de banda dos dados a serem gravados. Contudo, se relata na literatura, que severas distorções são observadas na função de correlação cruzada, se este fator for muito pequeno.

3.3.4 Resolução de deslocamento Doppler

Para identificar a localização dos espalhadores, ou núcleos de espalhamento, é necessária a determinação dos ângulos de chegada na forma de deslocamento Doppler. Os limites nos quais as informações do deslocamento Doppler podem ser resolvidas dependem dos seguintes fatores:

- Velocidade do veículo (v) e estabilidade;
- Freqüência da portadora (f_c) e estabilidade;
- Comprimento (l) e período (T_c) da seqüência PN;
- Fator de deslizamento do correlator de varredura.

O deslocamento Doppler máximo experimentado pelo receptor que se move com velocidade v , é dada por:

$$f_D = \frac{vf_c}{c} \quad 3.39$$

onde c é a velocidade da onda eletromagnética se propagando em espaço livre. O máximo deslocamento Doppler que pode ser determinado pelo método STDCC é dado por:

$$f_D = \frac{1}{2\gamma l T_c} \quad 3.40$$

Das Equações 3.39 e 3.40, obtém-se:

$$v = \frac{c}{2\gamma l T_c f_c} \quad 3.41$$

A Equação 3.41 mostra que, para γ, T_c e f_c fixos, a velocidade é inversamente proporcional ao comprimento da seqüência. Portanto, embora dobrando l se obtenha uma melhor resolução para grandes atrasos, isto vai limitar a velocidade do veículo à metade, para permitir uma mesma resolução Doppler.

4 EQUALIZADORES

4.1 FILTROS ADAPTATIVOS

Diz-se que um filtro é linear se a sua saída é o resultado da aplicação de um operador linear à sua entrada.

Considerando-se o problema da estimação de um sinal contaminado por ruído, pode-se usar um filtro linear para se obter, em sua saída, uma estimativa para o sinal original, ou seja, deseja-se usar o filtro para remover a parcela de ruído que perturba o sinal.

Na abordagem estatística para a solução do problema da filtragem linear como definido acima, supõe-se a disponibilidade de alguns parâmetros tais como a média e as funções de correlação do sinal desejado e do ruído aditivo indesejado.

Uma abordagem útil para o problema de otimização deste filtro é minimizar o valor médio quadrático do erro, que é definido como a diferença entre o sinal desejado e o sinal existente na saída do filtro. Para entradas estacionárias a solução resultante é, comumente, chamada de filtro de Wiener, que é dito ser **ótimo** no sentido do mínimo erro médio quadrático.

O projeto do filtro de Wiener requer, *a priori*, informações sobre as características estatísticas dos dados a serem processados. O filtro é ótimo somente quando as características estatísticas dos dados de entrada casam com as informações conhecidas, para as quais o filtro foi projetado.

Um método eficiente para ajustar o projeto do filtro às características do sinal de entrada é usar um filtro adaptativo, no qual ele é autoprojetoado por um algoritmo recursivo que faz com que o filtro tenha um desempenho satisfatório, mesmo quando as características mais relevantes do sinal não são conhecidas. Este algoritmo parte de uma condição inicial que desconhece inteiramente as condições do ambiente. Contudo, em um ambiente estacionário, após sucessivas iterações, o algoritmo converge para a solução ótima de Wiener. Em um ambiente não estacionário o algoritmo apresenta uma característica de **rastreamento** por meio da qual ele é capaz de rastrear as variações temporais das estatísticas dos dados de entrada, desde que estes apresentem uma variação relativamente lenta.

Um filtro adaptativo é, frequentemente, referido como sendo linear no sentido de que a quantidade estimada que nos interessa é obtida, adaptativamente, na saída do filtro como uma combinação linear da observação dos dados disponíveis aplicados à sua entrada.

Uma vasta quantidade de algoritmos recursivos tem sido desenvolvida para a operação dos filtros adaptativos. A escolha de um destes algoritmos é determinada por vários fatores. A seguir, conceitua-se alguns desses fatores:

- **Taxa de convergência.** É definida como o número de iterações requerido para que o algoritmo, em resposta a uma determinada entrada, convirja para a solução ótima de Wiener no sentido de média quadrática. Uma taxa de convergência alta permite que o filtro se adapte, rapidamente, ao ambiente estacionário, cujas características são desconhecidas. Além disto, permite que o filtro rastreie, satisfatoriamente, quando operando em ambiente não estacionário.
- **Desajustamento.** Para um determinado algoritmo este parâmetro oferece um valor quantitativo de quanto a solução se afastou, no sentido de mínimo erro médio quadrático, do valor ótimo do filtro de Wiener.
- **Robustez.** Este parâmetro se refere à habilidade do algoritmo operar satisfatoriamente, em condições desfavoráveis dos dados de entrada.
- **Requisitos computacionais.** Representa o número de operações (adições, subtrações, multiplicações e divisões) para concluir uma iteração completa do algoritmo, bem como a alocação de memória necessária.

Como estrutura básica, para a implementação do filtro adaptativo, usa-se uma linha composta de células de atraso e tomadas (*taps*), ou filtro transversal. A resposta ao impulso finita desta estrutura é o próprio valor dos coeficientes ou pesos das tomadas. Para o caso de uma entrada estacionária, o erro médio quadrático é uma função de segunda ordem dos pesos das tomadas do filtro transversal. A dependência do erro médio quadrático, dos pesos desconhecidos das tomadas, pode ser visto sob a forma de um parabolóide multidimensional, com um único ponto de mínimo. Chama-se este parabolóide de **superfície de desempenho de erro** e a solução ótima de Wiener fica caracterizada pelos pesos das tomadas que correspondem ao ponto de mínimo desta superfície, como será apresentado no item 4.3.2.

4.2 USO DE EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA EM SISTEMAS DE TRANSMISSÃO

O uso eficiente da largura de banda dos canais de comunicação é essencial, sendo necessário projetar sistemas de forma a acomodar a maior taxa de transmissão possível, atendendo a metas de confiabilidade usualmente medidas em estatísticas de taxa de erro de bits.

Na transmissão de dados digitais, através de canais de comunicação lineares, dois fatores limitantes são:

- **Interferência intersimbólica**, causada pela dispersão temporal dos pulsos formatados, deformados pelas características de distorções lineares de amplitude e fase do canal.
- **Ruído aditivo gaussiano branco (AWGN)**, gerado na entrada dos receptores.

Para canais limitados em banda, usualmente, a interferência intersimbólica é o fator determinante no projeto para os sistemas com altas taxas de transmissão.

A Figura 4.1, apresenta o modelo equivalente, em banda básica, de um sistema empregando uma modulação binária PAM (*Pulse Amplitude Modulation*). O sinal aplicado à entrada do transmissor consiste de uma seqüência binária $\{b_k\}$ na qual os símbolos binários são zeros e uns.

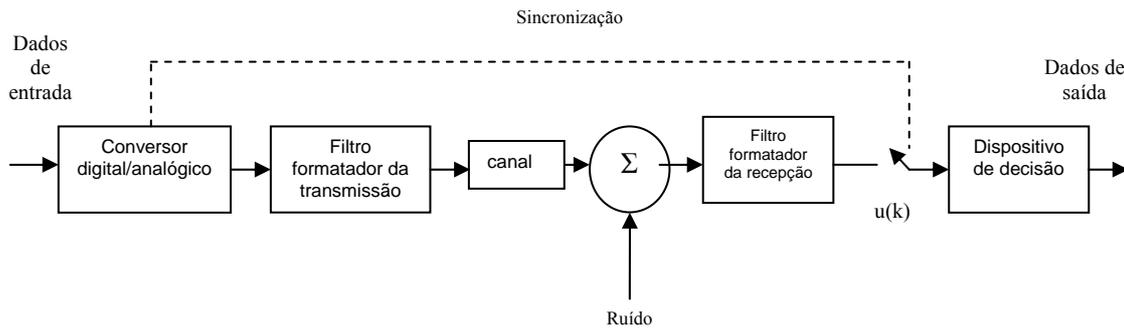


Figura 4.1 - Modelo de sistema de transmissão com modulação binária PAM

Seja $\{u(k)\}$ a saída amostrada do filtro de recepção e a_k , o fator de escala definido por

$$a_k = \begin{cases} +1 & \text{se o bit de entrada } b_k \text{ é } 1 \\ -1 & \text{se o bit de entrada } b_k \text{ é } 0 \end{cases}$$

Neste caso, na ausência de ruído, pode-se expressar $\{u(k)\}$ como:

$$u(k) = \sum_n a_n p(k-n) = a_k p(0) + \sum_{\substack{n \\ n \neq k}} a_n p(k-n) \quad 4.1$$

onde $\{p(n)\}$ é a amostra da resposta ao impulso da convolução dos filtros envolvidos em cascata.

O termo $a_k p(0)$ representa o símbolo desejado, enquanto o resultado do somatório representa a interferência intersimbólica. Esta interferência, se não corrigida, pode resultar em uma decisão de símbolo errada, quando o sinal amostrado, na saída do filtro de recepção, é comparado com um limiar pré-definido, ajustado no dispositivo de decisão. Para superar este problema, é necessário o controle da resposta ao impulso dos filtros em cascata, representada por $p(n)$. A princípio, se o canal é conhecido precisamente, é possível projetar os filtros formatadores, da transmissão e recepção, de forma que a interferência intersimbólica seja nula, nos instantes de amostragem, ao mesmo tempo em que o ruído aditivo presente no receptor é minimizado. Na prática, contudo, o canal apresenta um comportamento aleatório que impede a otimização anteriormente mencionada.

Para o projeto da filtragem completa do sistema considera-se, então, que o canal possui uma resposta ideal, isto é, a **amplitude versus frequência** é plana e

fase versus freqüência é linear, em toda a banda de freqüências de interesse, e projetam-se os filtros de modo a eliminar a interferência intersimbólica e otimizar a relação sinal ruído. Para compensar a resposta aleatória do canal usa-se, então, um equalizador adaptativo, que efetua o controle sobre a resposta ao impulso do canal. Este equalizador é colocado na recepção, antes do decisor, eliminando ou reduzindo a interferência intersimbólica, de modo que esta não produza erros de símbolos.

A Figura 4.2, apresenta o diagrama de blocos de um equalizador adaptativo que opera em modo de **treinamento** seguido do modo de **rastreio**.

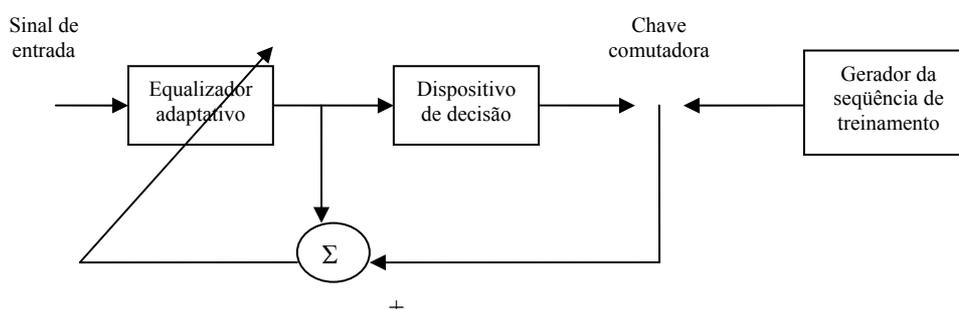


Figura 4.2 – Diagrama de blocos do equalizador adaptativo

Durante o modo de treinamento, um sinal conhecido é usado para que o equalizador ajuste os seus coeficientes. Um sinal largamente usado para treinamento é o de **máximo comprimento** produzido por registradores de deslocamento, ou sinal PN (*pseudonoise*), como também é conhecido. Este sinal de teste precisa ser, no mínimo, tão longo quanto o comprimento do equalizador, ou seja seu número de tomadas. Gerando-se uma versão síncrona deste mesmo sinal na recepção, o equalizador adaptativo é alimentado com a resposta desejada. O ajuste dos coeficientes do equalizador é produzido calculando-se a diferença entre a saída do equalizador e a resposta desejada, isto é, o erro. Este erro é, então, usado para que o algoritmo ajuste os coeficientes do filtro. Na classe mais usual de algoritmos adaptativos, a atualização de todos os coeficientes do filtro é realizada a cada período de símbolo.

Quando o período de treinamento é concluído, os coeficientes do equalizador adaptativo continuam a ser atualizados no modo de **decisão direta**. Neste modo, o erro estimado é obtido do sinal recebido estimado, não necessariamente correto, da seqüência transmitida. Neste modo de operação, em condições normais de operação, as decisões estão corretas, com grande probabilidade, de forma que isto

permite ao equalizador adaptativo manter adequadamente ajustados os seus coeficientes.

4.3 O FILTRO DE WIENER

4.3.1 Definindo o filtro ótimo

Considerando-se o filtro transversal linear mostrado na Figura 4.3. Ele é formado por módulos que efetuam três operações básicas: **armazenamento**, **multiplicação e adição**.

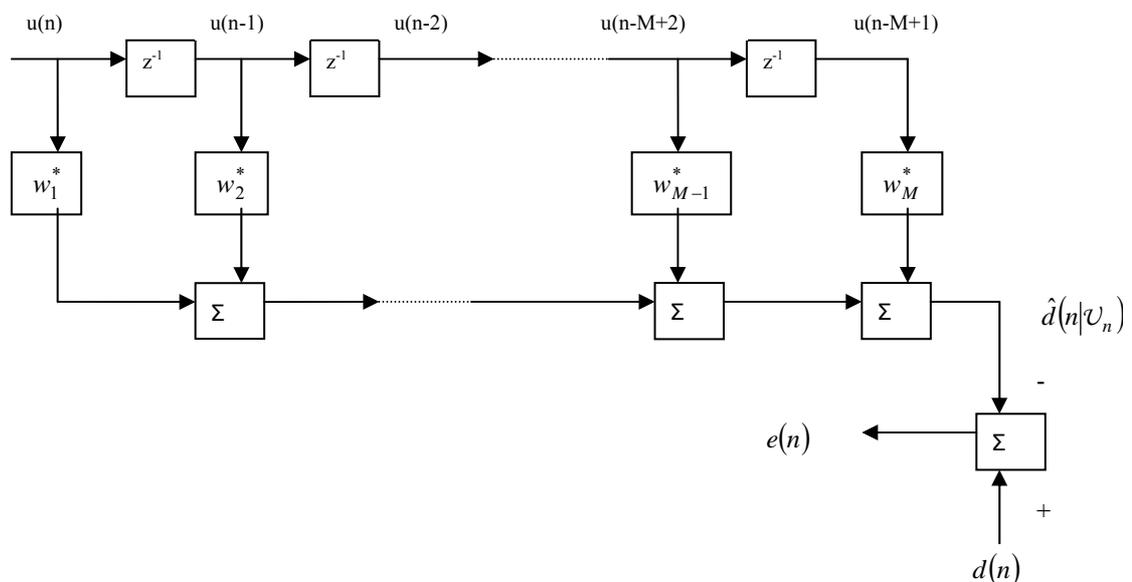


Figura 4.3 – Diagrama de blocos do filtro transversal

O armazenamento é representado pela seqüência de $M - 1$ unidades de atraso de uma amostra e, em cada bloco, z^{-1} representa o atraso de uma amostra. Entre cada bloco de retardo considera-se a existência de uma **tomada (tap)** ou **ponto de acesso**. Na entrada de cada tomada tem-se os sinais identificados por $u(n), u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M+1)$. O valor $u(n)$ representa o valor **corrente** ou **atual** enquanto $u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M+1)$ representa os valores passados.

O conjunto de multiplicadores efetua os produtos internos dos valores existentes nas entradas das tomadas $u(n), u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M+1)$ pelos valores

dos pesos representados por w_1, w_2, \dots, w_M . Em particular, a multiplicação para realizar o produto de $u(n)$ por w_1 será representada pelo bloco identificado por w_1^* , onde w_1^* é o conjugado complexo de w_1 , e assim sucessivamente para os outros fatores do produto interno.

A função dos somadores é efetuar a adição das saídas dos multiplicadores de modo a produzir a saída do filtro.

O número de elementos de atraso do filtro determina a sua ordem. No caso da Figura 4.3, a sua ordem é igual a $M-1$.

É conhecido da teoria, que a resposta ao impulso do filtro transversal é $\{h_k\} = \{w_k^*\}$, $k = 1, 2, \dots, M$.

O estudo para a solução deste problema, ou seja, como se obter os coeficientes do filtro de Wiener, considera que o processo estocástico representado pelo sinal na entrada das tomadas $u(n), u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M+1)$ é estacionário em sentido amplo e que a sua média é igual a zero.

Representa-se o sinal produzido na saída do filtro no instante n por $\hat{d}(n|\mathcal{V}_n)$, onde o "chapéu" $\left[\hat{} \right]$ indica que este valor é aquele estimado pelo filtro que mais se aproxima do valor desejado, $d(n)$, e onde \mathcal{V}_n representa o espaço criado pelos valores existentes na entrada das tomadas, por isso incluído no símbolo da saída estimada.

A saída do filtro é relacionada à sua entrada e à resposta ao impulso do filtro pela soma de convolução:

$$\hat{d}(n|\mathcal{V}_n) = \sum_{k=1}^M w_k^* u(n-k+1) \quad 4.2$$

A questão da estimação da resposta do filtro é posta de tal forma que a diferença entre $d(n)$, isto é, o valor da resposta desejada no instante n e o valor real na saída do filtro $\hat{d}(n|\mathcal{V}_n)$ seja a menor possível. Assim, a diferença, calculada por:

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n|\mathcal{V}_n) \quad 4.3$$

é chamada de erro de estimação. Na teoria do filtro de Wiener usa-se o critério de **mínimo erro médio quadrático** para otimizar os coeficientes do filtro. Especificamente, os pesos nas tomadas w_1, w_2, \dots, w_M são escolhidos de forma a

minimizar um **índice de desempenho** $J(\mathbf{w})$, definido como o valor médio quadrático do erro estimado ou, de forma simplificada, erro médio quadrático. Este erro é um escalar real e positivo. Desta forma, o filtro linear ótimo, no sentido do erro médio quadrático mínimo, é obtido pela minimização de $J(\mathbf{w})$, sendo este expresso por:

$$J(\mathbf{w}) = E[e(n)e^*(n)] \quad 4.4$$

4.3.2 Superfície de desempenho de erro

Usa-se a notação matricial no desenvolvimento da versão, em tempo discreto, da teoria do filtro de Wiener. A representação do vetor M-por-1 dos pesos das tomadas do filtro é expressa por:

$$\mathbf{w}^T = [w_1, w_2, w_3, \dots, w_M] \quad 4.5$$

e o vetor de entrada, também M-por-1, no instante n , é representado por

$$\mathbf{u}^T(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-M+1)] \quad 4.6$$

onde o sobrescrito T significa que o vetor é transposto. Pode-se, então, escrever a Equação 4.2 na forma do produto interno de vetores, como:

$$\hat{d}(n|u_n) = \mathbf{w}^H \mathbf{u}(n) \quad 4.7$$

Nesta equação o sobrescrito H representa a transposição Hermitiana, ou seja, seu conjugado complexo transposto. De forma equivalente, tomando-se a transposição Hermitiana em ambos os lados da Equação 4.7, pode-se escrever:

$$\hat{d}^*(n|u_n) = \mathbf{u}^H(n) \mathbf{w} \quad 4.8$$

Substituindo a Equação 4.7 na Equação 4.3, obtém-se:

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^H \mathbf{u}(n) \quad 4.9$$

e seu conjugado complexo fica expresso por:

$$e^*(n) = d^*(n) - \mathbf{u}^H(n) \mathbf{w} \quad 4.10$$

Substituindo-se as equações 4.9 e 4.10 em 4.4, obtém-se:

$$J(\mathbf{w}) = E\left[\left(d(n) - \mathbf{w}^H \mathbf{u}(n)\right)\left(d^*(n) - \mathbf{u}^H(n) \mathbf{w}\right)\right] \quad 4.11$$

Expandindo-se o lado direito da Equação 4.11 e considerando-se que o vetor de pesos das tomadas, \mathbf{w} , é constante, obtém-se:

$$J(\mathbf{w}) = E[d(n)d^*(n)] - \mathbf{w}^H E[\mathbf{u}(n)d^*(n)] - E[d(n)\mathbf{u}^H(n)]\mathbf{w} + \mathbf{w}^H E[\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)]\mathbf{w} \quad 4.12$$

Assumindo-se que o vetor de entrada das tomadas, $\mathbf{u}(n)$, e que a resposta desejada $d(n)$, são conjuntamente estacionários, os quatro valores esperados da Equação 4.12 podem ser interpretados como:

1. O valor esperado $E[d(n)d^*(n)]$ é igual à variância da resposta desejada $d(n)$, considerando que $d(n)$ tem média zero. Representando a variância do sinal desejado por σ_d^2 , pode-se escrever:

$$\sigma_d^2 = E[d(n)d^*(n)] \quad 4.13$$

2. O valor esperado $E[\mathbf{u}(n)d^*(n)]$ é igual ao vetor de correlação cruzada de dimensão M-por-1 entre o vetor de entrada das tomadas $\mathbf{u}(n)$ e a resposta desejada $d(n)$. Chamando-se de \mathbf{p} este vetor de correlação.

$$\mathbf{p} = E[\mathbf{u}(n)d^*(n)] \quad 4.14$$

Este vetor, em forma expandida, é escrito como:

$$\mathbf{p}^T = [p(0), p(-1), p(-2), \dots, p(1-M)] \quad 4.15$$

onde

$$p(1-k) = E[u(n-k+1)d^*(n)], \quad k = 1, 2, \dots, M \quad 4.16$$

3. O valor esperado $E[d(n)\mathbf{u}^H(n)]$ é o transposto Hermitiano da correlação cruzada do vetor \mathbf{p} , ou seja:

$$\mathbf{p}^H = E[d(n)\mathbf{u}^H(n)] \quad 4.17$$

4. O valor esperado $E[\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)]$ é a matriz de correlação de dimensão M-por-M dos valores da entrada das tomadas $\mathbf{u}(n)$. Chamando-se de \mathbf{R} esta matriz de correlação, tem-se:

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)] \quad 4.18$$

que, na sua forma expandida é:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & r(2) & \dots & r(M-1) \\ r(-1) & r(0) & r(1) & \dots & r(M-2) \\ r(-2) & r(-1) & r(0) & \dots & r(M-3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r(-M+1) & r(-M+2) & \dots & r(0) & \end{bmatrix} \quad 4.19$$

Para um elemento tem-se:

$$r(i-k) = E[u(n-k+1)u^*(n-i+1)] \quad 4.20$$

onde k e i são, respectivamente, linha e coluna da matriz de correlação e assumem valores de 1 a M .

Como esta matriz é Hermitiana, a expressão 4.21 é aplicável.

$$r^*(i-k) = r(k-i) \quad 4.21$$

Assim, observa-se que, no caso de um processo estacionário em sentido amplo, a matriz de correlação é unicamente definida especificando-se a seqüência dos valores da autocorrelação da entrada $r(0), r(1), r(2), \dots, r(M-1)$, que correspondem a atrasos de $0, 1, 2, \dots, M-1$, respectivamente.

Substituindo as definições expressas nas equações 4.13, 4.14, 4.17, 4.18 em 4.12 reescreve-se a expressão do erro médio quadrático como sendo:

$$J(\mathbf{w}) = \sigma_d^2 - \mathbf{p}^H \mathbf{w} - \mathbf{w}^H \mathbf{p} + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad 4.22$$

A Equação 4.22 indica que, para o caso do vetor de entrada das tomadas, $\mathbf{u}(n)$, e a resposta desejada, $d(n)$, serem conjuntamente estacionários, o erro médio quadrático $J(\mathbf{w})$ é uma função de segunda ordem do vetor de pesos das tomadas \mathbf{w} . Assim, pode-se visualizar a dependência do erro médio quadrático $J(\mathbf{w})$ com os elementos do vetor \mathbf{w} , como sendo uma superfície convexa com um único mínimo, conhecida como **superfície de desempenho de erro** do filtro transversal.

A Figura 4.4 apresenta o exemplo de uma superfície de desempenho de erro para um filtro de primeira ordem.

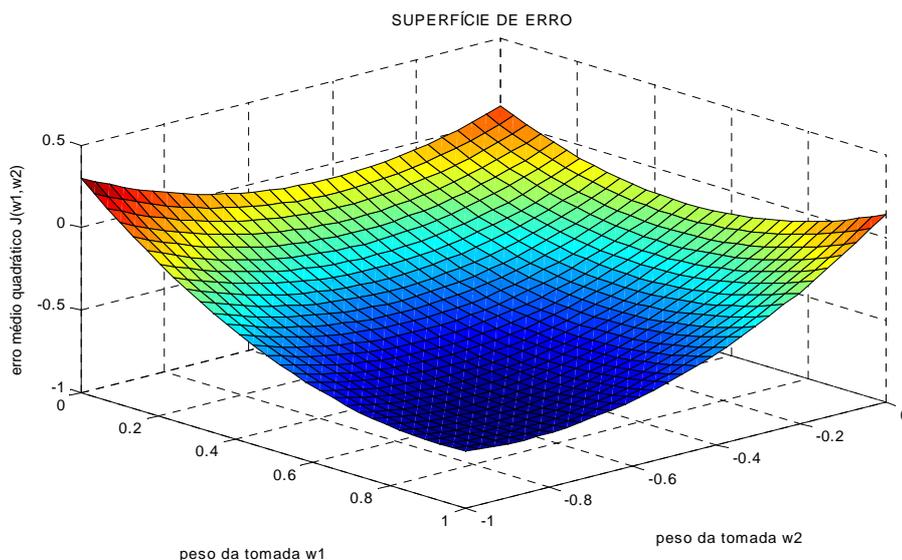


Figura 4.4 - Superfície de desempenho de erro para o filtro de primeira ordem

O requisito ao se projetar o filtro é, portanto, fazê-lo operar no ponto mínimo desta superfície. Neste ponto, o erro médio quadrático $J(\mathbf{w})$ atinge o seu valor mínimo, identificado como J_{\min} , que corresponde ao valor ótimo, identificado por \mathbf{w}_0 . O filtro transversal, neste caso, é conhecido por **ótimo no sentido de mínimo erro médio quadrático**.

Para determinar o vetor \mathbf{w}_0 ótimo deve-se, inicialmente, derivar o erro médio quadrático $J(\mathbf{w})$, da Equação 4.22, em relação ao vetor de pesos das tomadas e, a seguir, igualar o resultado a zero. A solução desta equação fornece \mathbf{w}_0 .

4.3.3 A equação normal

Sabe-se que, os resultados da diferenciação de um escalar em relação a um vetor, conforme Haykin [10], são:

$$\frac{d}{d\mathbf{w}} (\mathbf{p}^H \mathbf{w}) = \mathbf{p}$$

$$\frac{d}{d\mathbf{w}} (\mathbf{w}^H \mathbf{p}) = \mathbf{p}^H$$

e

$$\frac{d}{d\mathbf{w}} (\mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}) = 2\mathbf{R} \mathbf{w}$$

Usando-se as expressões anteriores e chamando o vetor gradiente por ∇ , definido como a derivada do erro médio quadrático $J(\mathbf{w})$ em relação ao vetor de pesos das tomadas \mathbf{w} , obtém-se:

$$\nabla = \frac{dJ(\mathbf{w})}{d\mathbf{w}} = -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w} \quad 4.23$$

Se \mathbf{w}_0 é o vetor ótimo de pesos das tomadas, para o qual o vetor gradiente é o vetor nulo, obtém-se da Equação 4.23:

$$\mathbf{R}\mathbf{w}_0 = \mathbf{p} \quad 4.24$$

Esta equação é conhecida por **equação normal**, e sua solução determina o valor do vetor de pesos das tomadas \mathbf{w}_0 . Para determinar a sua solução pré-multiplica-se ambos os lados da Equação 4.24 pelo inverso da matriz de correlação, isto é, \mathbf{R}^{-1} , obtendo-se:

$$\mathbf{w}_0 = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \quad 4.25$$

Portanto, para o cálculo do vetor ótimo de pesos das tomadas \mathbf{w}_0 , precisa-se conhecer tanto a matriz de correlação \mathbf{R} do vetor de entrada das tomadas $\mathbf{u}(n)$ quanto o vetor de correlação cruzada \mathbf{p} , entre a entrada das tomadas $\mathbf{u}(n)$ e a resposta desejada $d(n)$.

É esclarecedor expressar a equação normal em sua forma expandida. Por substituição das equações 4.5, 4.16 e 4.19 em 4.24, tem-se:

$$\begin{bmatrix} r(0) & r(1) & r(2) & \dots & r(M-1) \\ r(-1) & r(0) & r(1) & \dots & r(M-2) \\ r(-2) & r(-1) & r(0) & \dots & r(M-3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r(-M+1) & r(-M+2) & \dots & \dots & r(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{01} \\ w_{02} \\ w_{03} \\ \vdots \\ w_{0M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(0) \\ p(-1) \\ p(-2) \\ \vdots \\ p(1-M) \end{bmatrix} \quad 4.26$$

Esta relação matricial pode ser apresentada, em uma forma equivalente, por:

$$\sum_{i=1}^M w_{0i} r(i-k) = p(1-k), \quad k = 1, 2, \dots, M \quad 4.27$$

onde o índice k se refere às linhas enquanto i , às colunas.

4.3.4 Princípio da ortogonalidade

A equação normal 4.24 define o vetor de pesos das tomadas, \mathbf{w}_0 , de um filtro transversal, que é ótimo no sentido de mínimo erro médio quadrático. Pode-se reescrever esta equação usando as definições de 4.14 e 4.18 para o vetor de correlação cruzada \mathbf{p} e para a matriz de \mathbf{R} .

$$E[\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)]\mathbf{w}_0 = E[\mathbf{u}(n)d^*(n)] \quad 4.28$$

Observa-se, para um dado grupo de parâmetros, que o vetor ótimo de pesos das tomadas \mathbf{w}_0 é uma constante. Pode-se, então, colocá-lo dentro do operador **valor esperado**, do lado esquerdo da Equação 4.28, sem afetar o resultado. Isto feito, e combinando os termos resultantes com os do lado direito desta mesma equação, chega-se a:

$$E[\mathbf{u}(n)(d^*(n) - \mathbf{u}^H(n)\mathbf{w}_0)] = \mathbf{0} \quad 4.29$$

onde $\mathbf{0}$ é o vetor nulo M-por-1.

Aplicando-se a Equação 4.10 reescrita aqui:

$$e_0^*(n) = d^*(n) - \mathbf{u}^H(n)\mathbf{w}_0$$

Simplifica-se a Equação 4.29, que passa a ser escrita da forma:

$$E[\mathbf{u}(n)e_0^*(n)] = \mathbf{0} \quad 4.30$$

A Equação 4.30 estabelece que, quando o filtro transversal opera na sua condição ótima, cada elemento do vetor de entrada $\mathbf{u}(n)$ e o erro estimado $e_0(n)$ são ortogonais. Este resultado é conhecido como **princípio da ortogonalidade**. Conclui-se, portanto, que os dois critérios **mínimo erro médio quadrático** e **ortogonalidade entre a entrada e erro** são equivalentes.

Outra propriedade útil do filtro ótimo é obtida quando pré-multiplica-se ambos os lados da Equação 4.30 pela transposição Hermitiana do vetor ótimo.

$$\mathbf{w}_0^H E[\mathbf{u}(n)e_0^*(n)] = 0 \quad 4.31$$

Mais uma vez, movendo \mathbf{w}_0^H para o interior do operador valor esperado, tem-se:

$$E[\mathbf{w}_0^H \mathbf{u}(n)e_0^*(n)] = 0 \quad 4.32$$

Vê-se da Equação 4.7, se o filtro é ótimo, que:

$$\hat{d}(n|\mathcal{U}_n) = \mathbf{w}_0^H \mathbf{u}(n) \quad 4.33$$

Então, substituindo a Equação 4.33 na Equação 4.32, encontra-se:

$$E[\hat{d}(n|\mathcal{U}_n)e_0^*(n)] = 0 \quad 4.34$$

onde observa-se que, quando o filtro opera em sua condição ótima, o valor estimado $\hat{d}(n|\mathcal{U}_n)$ na saída do filtro e o erro de estimação são, também, ortogonais.

4.3.5 Mínimo erro médio quadrático

A Equação 4.22 define o erro médio quadrático, qualquer que seja o vetor \mathbf{w} . Quando o vetor de pesos das tomadas assume o valor ótimo \mathbf{w}_0 , o erro médio quadrático atinge seu valor mínimo J_{min} definido por:

$$J_{min} = \sigma_d^2 - \mathbf{p}^H \mathbf{w}_0 - \mathbf{w}_0^H \mathbf{p} + \mathbf{w}_0^H \mathbf{R} \mathbf{w}_0 \quad 4.35$$

Como se sabe que $\mathbf{R} \mathbf{w}_0 = \mathbf{p}$, esta expressão se simplifica para

$$J_{min} = \sigma_d^2 - \mathbf{p}^H \mathbf{w}_0 \Rightarrow J_{min} = \sigma_d^2 - \mathbf{p}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad 4.36$$

De forma equivalente, pode-se escrever:

$$J_{min} = \sigma_d^2 - \sum_{k=1}^M w_{0k} p^* (1-k) \quad 4.37$$

Outra expressão útil para o mínimo erro médio quadrático J_{min} pode ser obtida partindo-se da Equação 4.3:

$$d(n) = \hat{d}(n|\mathcal{U}_n) + e_0(n) \quad 4.38$$

Para o filtro ótimo, sua saída e o erro estimado são ortogonais, como verificou-se na Equação 4.34. Portanto, avaliando o valor médio quadrático de ambos os lados da Equação 4.38 e usando a condição de ortogonalidade, obtém-se:

$$\sigma_d^2 = \sigma_{\hat{d}}^2 + J_{min} \quad 4.39$$

onde σ_d^2 é a variância da resposta desejada $d(n)$ e $\sigma_{\hat{d}}^2$ é a variância da saída estimada $\hat{d}(n|\mathcal{U}_n)$.

Assumindo-se que a resposta desejada $d(n)$ e o vetor de entrada das tomadas $\mathbf{u}(n)$ possuem média igual a zero e solucionando a Equação 4.39 para o mínimo erro médio quadrático, tem-se:

$$J_{min} = \sigma_d^2 - \sigma_{\hat{d}}^2 \quad 4.40$$

Esta relação mostra que, para o filtro ótimo, o mínimo erro médio quadrático é igual à diferença entre a variância da resposta desejada e a variância do valor estimado, produzido na saída do filtro.

Prova-se ainda (10) que, para uma resposta desejada $d(n)$, o desempenho do filtro sempre melhora quando o número de tomadas M no filtro transversal ótimo, aumenta.

4.4 FILTROS TRANSVERSAIS ADAPTATIVOS USANDO ESTIMAÇÃO DO GRADIENTE VETORIAL

4.4.1 Estrutura do filtro adaptativo

A estrutura do filtro adaptativo está mostrada no diagrama de blocos da Figura 4.5.

Este filtro é formado por duas partes básicas: Um filtro transversal, com os pesos das tomadas ajustáveis, cujos valores no instante n são representados por $w_1(n), w_2(n), w_3(n), \dots, w_M(n)$, e um mecanismo para ajustar os pesos das tomadas de uma forma adaptativa.

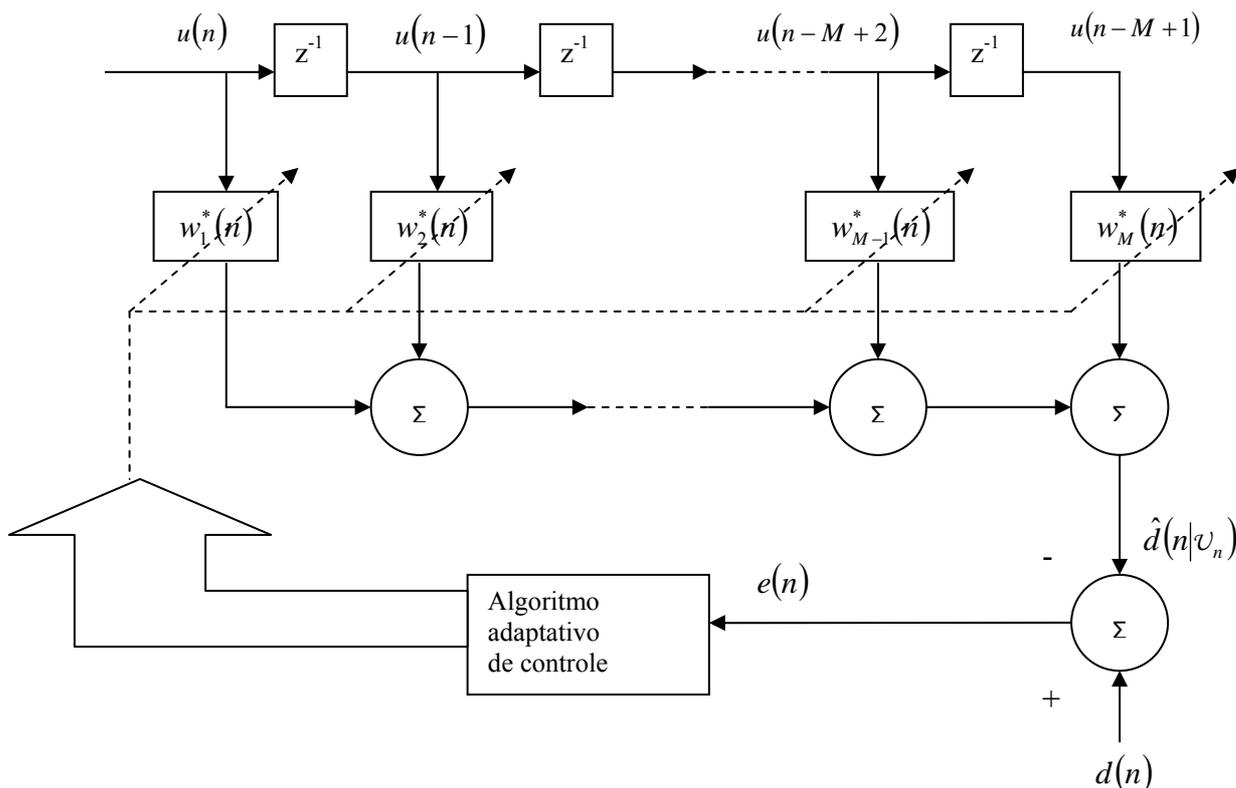


Figura 4.5 – Diagrama de blocos da estrutura de um filtro transversal adaptativo

A forma expandida do vetor de pesos das tomadas é descrita por:

$$\mathbf{w}^T(n) = [w_1(n), w_2(n), \dots, w_M(n)] \quad 4.41$$

e o vetor na entrada das tomadas por:

$$\mathbf{u}^T(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-M+1)] \quad 4.42$$

Se o vetor $\mathbf{u}(n)$, na entrada das tomadas e a saída desejada, $d(n)$ são conjuntamente estacionários, então o erro médio quadrático, no instante n , $J(n)$, é uma função quadrática do vetor de pesos das tomadas e pode-se, então, escrever:

$$J(n) = \sigma_d^2 - \mathbf{p}^H \mathbf{w}(n) - \mathbf{w}^H(n) \mathbf{p} + \mathbf{w}^H(n) \mathbf{R} \mathbf{w}(n) \quad 4.43$$

onde:

- σ_d^2 é a variância da resposta desejada $d(n)$,
- \mathbf{p} é o vetor de correlação cruzada entre o vetor de entrada das tomadas, $\mathbf{u}(n)$ e a resposta desejada, $d(n)$,
- \mathbf{R} é a matriz de correlação do vetor de entrada das tomadas $\mathbf{u}(n)$.

Um sinal adicional, $d(n)$, chamado de **resposta desejada**, e já conceituado anteriormente, é fornecido, durante o processo de filtragem, junto com o sinal, na entrada das tomadas. O objetivo de se inserir o sinal desejado é fornecer um quadro de referência para o ajuste dos pesos das tomadas do filtro.

O processo de adaptação tem como alvo perseguir o ponto de mínimo da superfície de desempenho de erro. Neste ponto, o vetor de pesos das tomadas atinge o seu valor ótimo \mathbf{w}_0 , que já foi conceituado pela equação normal.

Neste caso, o erro médio quadrático mínimo é:

$$J_{\min} = \sigma_d^2 - \mathbf{p}^H \mathbf{w}_0 \quad 4.44$$

Para um filtro transversal adaptativo, operando em um ambiente estacionário, a superfície de desempenho de erro tem uma forma constante, bem como a sua orientação. Neste caso, o problema é simplesmente projetar o filtro para que este opere no, ou próximo ao, ponto de mínimo desta superfície. Quando, porém, o filtro adaptativo opera em um ambiente não estacionário, o ponto de mínimo da superfície de desempenho de erro se move continuamente bem como a sua orientação e curvatura. Portanto, quando a entrada é não estacionária, o filtro adaptativo tem a tarefa não só de alcançar o mínimo da superfície de desempenho de erro, mas também de rastreá-lo.

4.4.2 Método da descida máxima

A condição necessária para que o filtro transversal adaptativo alcance os valores ótimos para o vetor de pesos, $\mathbf{w}(n)$, é obtida através da solução da equação normal. Porém, a sua solução, embora bastante direta, apresenta sérias dificuldades computacionais, especialmente quando o filtro contém um grande número de tomadas e a taxa de entrada de dados é alta.

Uma alternativa, para superar estas dificuldades, é usar o método de **descida máxima** (*steepest descent*).

Para encontrar o valor mínimo do erro médio quadrático, J_{\min} , pelo método de descida máxima (*steepest descent*), deve-se seguir os seguintes passos:

1. Inicia-se o algoritmo com um valor arbitrário para $\mathbf{w}(0)$, o vetor de pesos das tomadas. Este valor corresponde a um valor arbitrário na superfície de desempenho de erros, a partir do qual, o ponto de mínimo desta superfície será alcançado. Tipicamente $\mathbf{w}(0)$ é arbitrado como sendo o vetor nulo.
2. Usando-se este valor inicial ou o valor atual, calcula-se o vetor gradiente, que é definido como o gradiente do erro médio quadrático $J(n)$ calculado em relação ao vetor de pesos das tomadas $\mathbf{w}(n)$, no instante n , isto é, na n -ésima iteração.
3. Calcula-se o novo valor do vetor de pesos das tomadas, alterando-se o seu valor inicial, ou o seu valor presente, em direção oposta àquela do vetor gradiente.
4. Volta-se ao segundo passo e repete-se o processo.

É razoavelmente intuitivo concluir que as repetidas correções sobre o vetor de pesos das tomadas, em direção oposta ao vetor gradiente, deva levar ao erro médio quadrático mínimo J_{min} , no qual o vetor de pesos das tomadas assume o seu valor ótimo \mathbf{w}_0 .

Seja $\nabla(n)$ e $\mathbf{w}(n)$, respectivamente, os valores do vetor gradiente e do vetor de pesos no instante n . De acordo com o método da descida máxima, a atualização do valor do vetor de pesos das tomadas no instante $n+1$ é calculada usando-se simplesmente a relação recursiva a seguir:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{1}{2} \mu [-\nabla(n)] \quad 4.45$$

onde μ é um valor real positivo.

Diferenciando-se o erro médio quadrático $J(n)$ da Equação 4.43, em relação ao vetor de pesos das tomadas, $\mathbf{w}(n)$, obtém-se o seguinte valor para o vetor gradiente:

$$\nabla(n) = \frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{w}(n)} = -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w}(n) \quad 4.46$$

Para a aplicação do algoritmo de descida máxima, considera-se que a matriz \mathbf{R} de correlação e o vetor \mathbf{p} de correlação cruzada são conhecidos, de modo que se possa calcular o vetor gradiente $\nabla(n)$ para um determinado valor do vetor de

pesos das tomadas $\mathbf{w}(n)$. Assim, substituindo a Equação 4.46 em 4.45, pode-se calcular o valor para atualização do vetor de pesos das tomadas $\mathbf{w}(n+1)$, usando uma relação recursiva simples.

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu[\mathbf{p} - \mathbf{R}\mathbf{w}(n)], \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad 4.47$$

Observa-se que o parâmetro μ controla o valor incremental da correção aplicada ao vetor de pesos das tomadas quando se passa de uma iteração para a próxima. Denomina-se o parâmetro μ de **tamanho do passo** ou **constante de ponderação** ou, simplesmente, **passo** do equalizador.

A Equação 4.47 descreve, portanto, a formulação matemática do algoritmo de descida máxima. Esta equação é conhecida, também, por **algoritmo determinístico do gradiente**.

4.4.3 Algoritmo de adaptação de mínimo erro médio quadrático

Se fosse possível fazer o cálculo exato do vetor gradiente, a cada iteração, e se o parâmetro μ fosse adequadamente escolhido, o vetor de pesos das tomadas calculado, usando o método de descida máxima, realmente convergiria para a solução ótima do filtro de Wiener. Na prática, contudo, a medição exata do vetor gradiente não é viável e o vetor gradiente deve, então, ser estimado a partir dos dados disponíveis. Um algoritmo que é atualizado pelos dados de entrada é o de **mínima média quadrática** (LMS – *least-mean-square*). Uma importante característica do algoritmo LMS é a sua simplicidade. Ele não requer medições das funções de correlação envolvidas nem necessita de inversão de matrizes. A estratégia para se estimar o vetor gradiente $\nabla(n)$ é a substituição da matriz \mathbf{R} de correlação e o vetor \mathbf{p} de correlação cruzada, da Equação 4.46, pela estimação instantânea, baseada nas amostras dos valores de vetor de entrada das tomadas e da resposta desejada definidas, respectivamente, por:

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n) \quad 4.48$$

$$\hat{\mathbf{p}}(n) = \mathbf{u}(n)d^*(n) \quad 4.49$$

Reescrevendo as definições de \mathbf{R} e \mathbf{p} , para efeito de comparação:

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)]$$

$$\mathbf{p} = E[\mathbf{u}(n)d^*(n)]$$

Conseqüentemente, o valor instantâneo estimado do vetor gradiente passa a ser:

$$\hat{\nabla}(n) = -2\mathbf{u}(n)d^*(n) + 2\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n) \quad 4.50$$

Este valor é não polarizado, significando que seu valor esperado é igual ao valor real do vetor gradiente.

Substituindo o valor estimado na Equação 4.50 do vetor gradiente $\nabla(n)$, no algoritmo da descida máxima, na Equação 4.45, encontra-se uma nova relação recursiva para atualização do vetor de pesos das tomadas:

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu\mathbf{u}(n)[d^*(n) - \mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n)] \quad 4.51$$

onde se usa o “chapéu” sobre o vetor de pesos das tomadas para distingui-lo do valor obtido no algoritmo de descida máxima. De forma equivalente, encontra-se as relações:

$$e(n) = d(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n)\mathbf{u}(n) \quad 4.52$$

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu\mathbf{u}(n)e^*(n) \quad 4.53$$

A Equação 4.52 define o erro de estimação $e(n)$, cujo cálculo é baseado no do vetor de pesos das tomadas $\hat{\mathbf{w}}(n)$ corrente estimado. Nota-se que o segundo termo $\mu\mathbf{u}(n)e^*(n)$, no lado direito da Equação 4.53, representa a correção que é aplicada ao vetor de pesos das tomadas estimado corrente $\hat{\mathbf{w}}(n)$. O processo iterativo se inicia com um valor arbitrário $\hat{\mathbf{w}}(0)$. Uma escolha conveniente para este valor inicial é o vetor nulo.

O algoritmo descrito em 4.51, ou de forma equivalente, em 4.52 e 4.53, é a forma complexa do algoritmo adaptativo de **mínima média quadrática**, (LMS - *least-mean-square*), também conhecido como **algoritmo do gradiente estocástico**. Nota-se, entretanto, que o conjunto de direções permitidas ao longo das quais o algoritmo caminha de uma iteração para a seguinte é bastante aleatório e, portanto, não pode ser entendida como sendo a direção do gradiente. Mesmo assim o nome algoritmo de gradiente estocástico permanece em uso.

Os valores estimados instantâneos de \mathbf{R} e \mathbf{p} , dados nas Equações 4.48 e 4.49, respectivamente, têm variâncias relativamente grandes. Isto pode parecer, à primeira vista, que o algoritmo LMS é incapaz de possuir um bom desempenho, dado que ele usa uma estimativa instantânea. Contudo, sendo este algoritmo de

natureza recursiva, resulta que ele trabalha efetivamente com a média das estimativas ao longo do processo de adaptação.

4.4.4 Operação do algoritmo LMS em um ambiente não estacionário

A análise do algoritmo LMS apresentado anteriormente foi limitada a um ambiente estacionário. Considera-se, agora, a habilidade deste algoritmo operar em um ambiente não estacionário.

Um ambiente não estacionário pode aparecer, na prática, por dois motivos:

- O quadro de referência, fornecido como resposta desejada, pode ser variante no tempo. Tal situação aparece, por exemplo, em identificação de sistemas quando o filtro transversal adaptativo é usado para modelar um sistema variante no tempo. Neste caso, a matriz de correlação das entradas das tomadas do filtro transversal adaptativo permanece fixa (como em um ambiente estacionário), enquanto o vetor de correlação cruzada entre as entradas das tomadas e a resposta desejada assume uma forma variável no tempo.
- O processo estocástico alimentando as entradas das tomadas do filtro adaptativo é não estacionário. Esta situação acontece, por exemplo, quando o filtro transversal adaptativo é usado para equalizar um canal variante no tempo. Neste caso, tanto a matriz de correlação, das entradas das tomadas, quanto o vetor de correlação cruzada, entre as entradas das tomadas e a resposta desejada, assumem formas variáveis no tempo.

Em qualquer destas situações, quando um filtro adaptativo opera em ambiente não estacionário, o vetor de pesos assume uma forma variável no tempo na qual seus valores são alterados a cada iteração. O algoritmo LMS, neste caso, tem a função não só de encontrar o ponto de mínimo da superfície de erro, mas também rastreá-la continuamente, trocando a posição a cada ponto de mínimo.

Seja $\mathbf{w}_0(n)$ o vetor ótimo dos pesos das tomadas, agora variante no tempo, de um filtro transversal que opera em um ambiente não estacionário, onde n representa o número da iteração. A aplicação do algoritmo LMS produz um vetor de

pesos estimado $\hat{\mathbf{w}}(n)$ do filtro adaptativo, na tentativa de obter o melhor casamento ao valor $\mathbf{w}_0(n)$ desconhecido. No n -ésimo instante, o vetor de erro dos pesos das tomadas pode ser expresso por:

$$\begin{aligned}\varepsilon(n) &= \hat{\mathbf{w}}(n) - \mathbf{w}_0(n) = \\ &= (\hat{\mathbf{w}}(n) - E[\hat{\mathbf{w}}(n)]) + (E[\hat{\mathbf{w}}(n)] - \mathbf{w}_0(n))\end{aligned}\quad 4.54$$

onde os valores esperados são calculados sobre o conjunto. Duas componentes do erro são identificadas nesta equação:

- Qualquer diferença entre os vetores de pesos do filtro adaptativo e a sua média $E[\hat{\mathbf{w}}(n)]$ é decorrente de erros na estimação, usada para o seu vetor gradiente. Esta diferença é chamada de **ruído do vetor de pesos**. Na Equação 4.54 ele é representado pelo termo $\varepsilon_1(n) = \hat{\mathbf{w}}(n) - E[\hat{\mathbf{w}}(n)]$.
- Qualquer diferença entre $E[\hat{\mathbf{w}}(n)]$, a média do conjunto do vetor de pesos, e $\mathbf{w}_0(n)$, o valor alvo, é decorrente do atraso do processo adaptativo. Esta diferença é chamada **atraso do vetor de pesos** e é representada por $\varepsilon_2 = E[\hat{\mathbf{w}}(n)] - \mathbf{w}_0(n)$.

Quando o algoritmo LMS é aplicado a um ambiente estacionário, $\mathbf{w}_0(n)$ assume um valor constante igual a $E[\hat{\mathbf{w}}(n)]$ e a resultante do atraso do vetor de pesos é zero. É, portanto, a presença do atraso do vetor de pesos que distingue a operação do algoritmo LMS de um ambiente estacionário para outro não estacionário.

Nas simulações realizadas neste trabalho, foram extensamente utilizados os equalizadores com o algoritmo LMS, em ambientes não estacionários.

5 SIMULAÇÃO, RESULTADOS OBTIDOS E ANÁLISE

5.1 OBJETIVO ORIGINAL E DESDOBRAMENTOS

O objetivo original, deste trabalho, era o emprego de equalizadores adaptativos a fim de aumentar o alcance das sondas STDCC (*Swept Time-Delay Cross-Correlation*), usadas nas medidas de sinais rádio móveis que, processadas, permitem determinar as características de dispersão do canal.

Iniciou-se pesquisando, a partir do uso simultâneo da estimação STDCC e dos sinais produzidos pelo equalizador (sinal equalizado e pesos das tomadas – *taps*), uma forma de se obter, por combinação de métodos, um efeito sinérgico que resultasse em uma sonda de maior sensibilidade.

No decorrer do trabalho, embora não tenha sido alcançado o objetivo primeiro, foi desenvolvido um método para a estimação do canal rádio móvel, sujeito a desvanecimento Rayleigh, por meio de equalizadores. Acredita-se que resultados equivalentes, ou melhores, seriam obtidos para canais Riceanos. Esta previsão se deve ao fato do canal rádio, com desvanecimento Rice, possuir um raio direto de maior intensidade. Este canal, portanto, deve apresentar um comportamento, caracteristicamente, de fase mínima, no qual o equalizador adaptativo, aqui empregado, opera de forma mais eficaz.

5.2 MÉTODO DE ESTIMAÇÃO COM O USO DE EQUALIZADORES

Na teoria dos filtros adaptativos, no que se aplica aos equalizadores, busca-se a compensação da resposta ao impulso do canal rádio, com o propósito de eliminar as interferências intersimbólicas, produzidas por este canal, que possua múltiplos trajetos [10]. Isto implica na obtenção de uma réplica invertida da resposta ao impulso do canal distorcedor, o que significa a eliminação dos múltiplos percursos causadores das distorções lineares introduzidas pelo canal, após este ser equalizado.

Neste trabalho, optou-se por um equalizador linear de múltiplas tomadas (*taps*), não fracionário, empregando o algoritmo LMS (*Least-Mean-Square*). Este equalizador usa um filtro transversal, que é uma estrutura FIR (*Finite Impulse Response*). Através da obtenção dos pesos das tomadas, no momento adequado, obter-se-ia, caso a equalização fosse perfeita, a resposta inversa do canal que se quer estimar. Então, para se obter a resposta ao impulso do canal pesquisado, seria necessário inverter tal resposta invertida do canal, representada pelos valores obtidos das tomadas deste equalizador. Esta inversão foi realizada através de dois métodos:

- O primeiro método, alimentando diretamente um filtro IIR (*Infinite Impulse Response*), com os valores dos pesos das tomadas do equalizadores. Este processo se mostrou bastante impreciso, pois o filtro IIR se mostrava geralmente instável e, para torná-lo estável, era necessária a determinação dos valores simétricos dos pólos externos ao círculo unitário, em relação a este mesmo círculo. As diversas operações deste processo, a despeito de serem facilmente realizadas por ferramentas do Matlab [11-15], introduziam distorções bastante significativas nos resultados.
- O segundo método, usando um segundo equalizador, quase idêntico ao primeiro (diferindo, apenas, no valor do passo, como será justificado posteriormente), em cuja saída de pesos, teoricamente, encontra-se a inversa da resposta ao impulso do primeiro equalizador. De forma mais sintética, para estimar o canal rádio pesquisado, obtém-se a sua resposta invertida no primeiro equalizador, que será, então, novamente invertida, pelo uso de um segundo equalizador.

Este segundo método apresentou melhores resultados sendo, portanto, o escolhido no desenvolvimento das simulações.

5.3 PARÂMETROS BÁSICOS DA SIMULAÇÃO

Procurou-se usar na simulação, sempre que possível, os mesmos parâmetros usados na sonda original [1], sendo realizada somente uma inversão entre as durações do bit gerado na transmissão e na recepção, uma vez que as referências [5] e [16] descrevem este método usando uma frequência maior na transmissão. Assim, os parâmetros adotados são:

- seqüência PN de 511 bits, gerada pelo polinômio primitivo irredutível, de grau nove, sobre um corpo de Galois GF(2), usando a semente [0 0 0 0 0 0 0 0 1];
- duração do bit gerado na transmissão: 0,1000 μ s;
- duração do bit gerado na recepção, para a realização da correlação cruzada: 0,1001 μ s;
- modulação BPSK;
- método para a obtenção da correlação cruzada: multiplicação e integração, esta através de um filtro passa baixas.

Outros parâmetros relacionados a comprimento de onda não foram usados pelo fato da simulação ter sido feita inteiramente em banda básica, não tendo sido empregada a conversão dos sinais para a faixa de RF (radiofrequência).

5.4 DESCRIÇÃO DA INFRA-ESTRUTURA DA SIMULAÇÃO

Para as simulações, foi usado o produto Matlab [11-15] com suas ferramentas *Simulink*, *SPTool (Signal Processing Tool)* e *FDATool (Filter Design & Analysis Tool)*, além da elaboração de um programa usando a própria linguagem Matlab. O processo de simulação pode ser dividido em três etapas:

Etapa 1 – Geração das bases de dados, com os valores:

- a) do resultado da correlação, em fase e quadratura, obtidos pelo método STDCC (*Swept Time-Delay Cross-Correlation*);
- b) ganho do canal Rayleigh, em valores complexos, no momento da obtenção da correlação STDCC;
- c) da correlação de referência;
- d) dos pesos complexos das tomadas do equalizador, no instante da correlação;
- e) da correlação do sinal equalizado, aplicando a este sinal, o método de sondagem STDCC.

Para obtenção destes dados foi feito um modelo dos processos de sondagem utilizando o *Simulink*, apresentado no Apêndice 9.1.

Etapa 2 – Processamento das bases de dados de forma a extrair o valor dos raios do canal médio de referência, no instante desejado, em forma complexa e módulo, os valores dos raios do canal estimado pelo método de equalização, também em complexo e módulo, e dos valores dos raios do canal estimado pelo método STDCC em valores complexos e seu módulo. Ainda nesta etapa, são calculadas as relações entre os módulos dos raios estimados pelos dois métodos em análise e os módulos dos raios do canal de referência.

Para tal, foi criado um programa em linguagem Matlab, apresentado no Apêndice 9.2. Deste programa são obtidas as fontes para alimentar as ferramentas *SPTool* e *FDATool*, auxiliares na análise dos resultados e útil no armazenamento dos mesmos, uma vez que, a cada rodada do programa citado em 1, eram gerados arquivos que se aproximavam de 0,9 GBytes quando os equalizadores possuíam 40 tomadas. Estes arquivos brutos, se todos salvos para todas as simulações efetuadas, ocupariam um espaço excessivo nos dispositivos de armazenamento de dados.

Etapa 3 – Processamento, em planilha *Excel*, dos resultados obtidos na etapa 2, para a comparação entre os métodos sob análise.

5.5 O PROBLEMA DE SINCRONISMO

Um dos cuidados essenciais, na realização da simulação, é encontrar os valores das células de atraso que garantam o perfeito sincronismo entre o canal de referência variante no tempo, sua estimação pelos métodos STGCC e pelo equalizador, pois a comparação dos resultados obtidos, por cada método, em instantes diferentes, invalida todo o trabalho. Isto foi resolvido pela realização da correlação cruzada entre os sinais na saída do modulador BPSK e o sinal, ainda modulado, equalizado, após passar a saída do modulador BPSK, por uma célula de z^{-n} , onde n representa o número de símbolos de atraso, quando se determinava o valor de n que possibilitava a existência de correlação cruzada não residual. Embora, teoricamente, o atraso no sinal, introduzido pelo equalizador, seja igual ao valor da tomada de referência menos um, e este fato ser explicitado nas próprias instruções do Matlab, mediu-se, usando recursos do próprio Matlab, o valor real do atraso do sinal, introduzido pelo equalizador, como sendo o valor da tomada de referência. Obtido este valor, o atraso correspondente, após a realização da correlação, estará multiplicado pelo valor do fator de deslizamento, que na presente simulação, é igual a mil.

5.5.1 Escolha dos passos dos equalizadores

Como subproduto da solução do atraso inserido no circuito até o equalizador, inclusive, pôde-se escolher, experimentalmente, um valor para o passo do algoritmo LMS que permitisse tanto a convergência do equalizador quanto a velocidade desta convergência de forma a acompanhar as variações do canal, para situações de Doppler máximo, no canal, de até 50 Hz. Chegou-se a valores ligeiramente diferentes para equalizadores de vinte tomadas e de quarenta tomadas. Para o equalizador de vinte tomadas estabeleceu-se 0,01 como passo e, para quarenta tomadas, o passo foi igual a 0,005. No entanto, não se garante que estes valores estejam otimizados pois, para tal, seria necessário um árduo desenvolvimento, fugindo ao objetivo deste trabalho. O fato de se usar um gatilho de dimensão, arbitrariamente escolhida, de vinte símbolos na tomada dos valores dos pesos e, posteriormente se calcular a média destes pesos neutraliza, presumivelmente, o erro introduzido por um passo um pouco maior.

5.6 CONDIÇÕES LIMITANTES

Na escolha dos canais a serem usados como referência, quatro limitantes foram determinantes:

- 1 – Os atrasos relativo entre os raios devia ser múltiplo inteiro do período do símbolo, uma vez que equalizadores não fracionários foram empregados;
- 2 – O número de raios foi limitado a três, não por restrições das técnicas empregadas, mas pelo fato de ser necessário alterar tanto o modelo *Simulink* quanto a programa em Matlab, adequando-os ao maior ou menor número de raios;
- 3 – O atraso máximo admitido para o último raio não podia ser tal que impedisse o funcionamento adequado do equalizador, já que este possui um número limitado de tomadas.
- 4 – O número máximo de tomadas do primeiro equalizador foi limitado a quarenta, uma vez que a geração da base de dados, na primeira parte da simulação, cria arquivos muito grandes, como citado anteriormente pois, no equalizador, para cada símbolo na sua entrada, são criados tantos valores complexos quantas são as tomadas. Esta limitação é exclusivamente estabelecida pela estrutura do *software* desenvolvido e pela arquitetura do *hardware* utilizado.

5.7 DIAGRAMA SIMPLIFICADO PARA GERAÇÃO DOS DADOS BRUTOS

A Figura 5.1 apresenta o diagrama de blocos simplificado do programa, no *Simulink*, onde se encontra o conjunto central do sistema usado para obtenção dos dados brutos, dentre eles:

- canal Rayleigh,
- correlações cruzadas do sinal distorcido pelo canal somado ao ruído aditivo Gaussiano branco, antes e após sua passagem pelo equalizador,
- pesos das tomadas do equalizador.

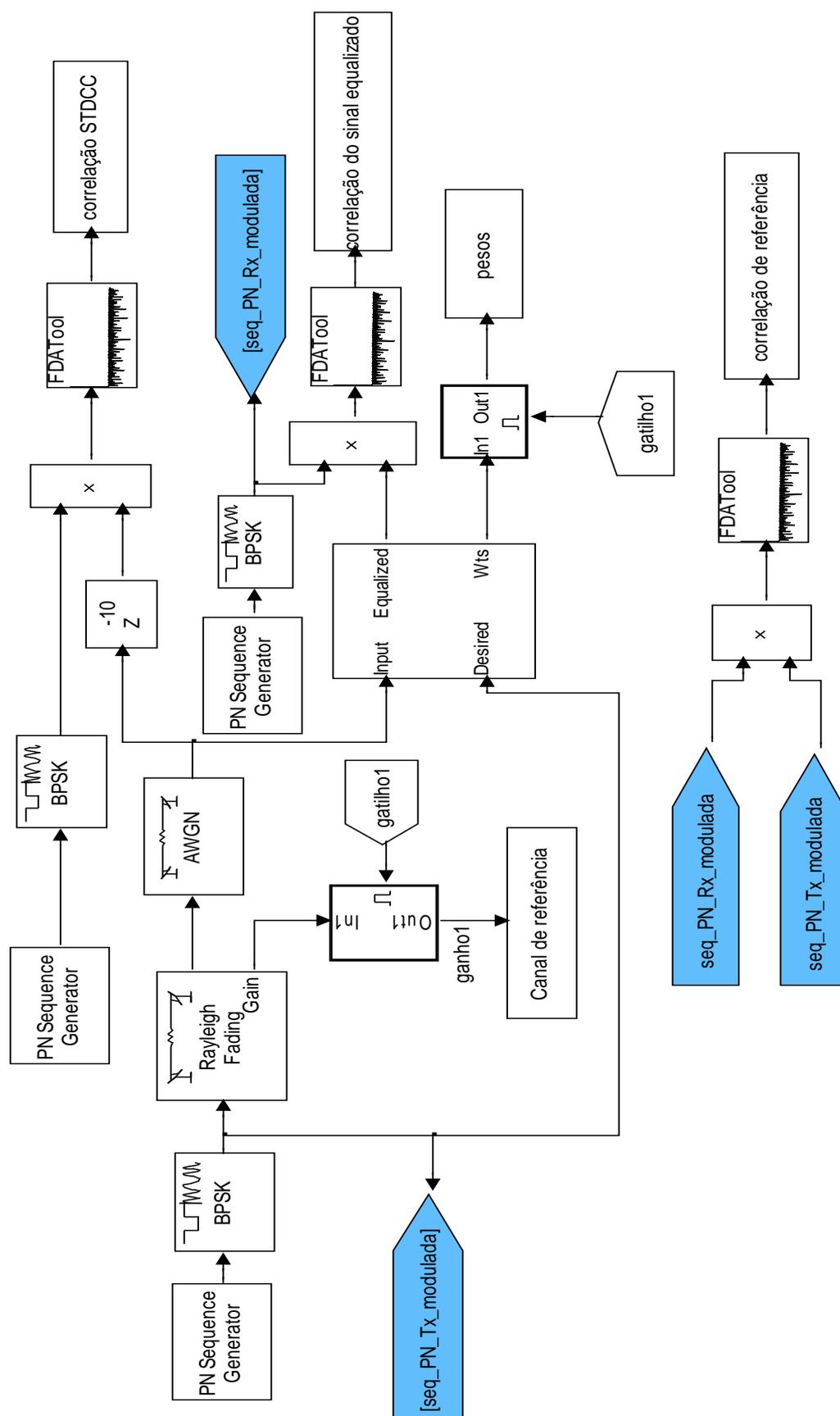


Figura 5.1 - Diagrama de blocos para a obtenção dos dados brutos

O núcleo deste sistema é formado pelo gerador da seqüência pseudo-aleatória com comprimento de 511 bits, modulador BPSK, canal Rayleigh, inserção do ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), correlator e equalizador.

Tanto na saída do bloco identificado por AWGN, quanto na saída do sinal equalizado pelo equalizador, encontram-se os correlatores formados por um multiplicador, seguido de um filtro passa baixas, que faz a função de integrador.

Observa-se, nesta figura, a existência de um gatilho, gerado nesta etapa da simulação, mas cuja geração não é explicitada nesta figura, que opera uma porta, habilitando-a a permitir a passagem dos valores de ganhos do canal Rayleigh e de pesos das tomadas do equalizador, no instante em que ocorre o pico de correlação, tanto do sinal de antes do equalizador quanto daquele equalizado.

Estes dados brutos criam arquivos (.mat) a serem posteriormente processados na etapa seguinte.

5.7.1 O canal Rayleigh

Pelo fato de a caracterização e sondagem do canal Rayleigh ser o objetivo dos dois métodos comparados, é feita uma descrição, um pouco mais detalhada, de como este canal é gerado na simulação, segundo [11-15; 17]. O *Simulink* modela, em banda básica, o canal em desvanecimento, como um filtro linear FIR. Seja $\{s_i\}$ o conjunto de amostras do sinal de entrada no canal e $\{y_i\}$ o conjunto dessa amostras na saída do canal:

$$y_i = \sum_{n=-N_1}^{N_2} s_{i-n} g_n \quad 5.1$$

onde $\{g_n\}$ é o conjunto dos pesos das tomadas, dados por:

$$g_n = \sum_{k=1}^K a_k \operatorname{sinc} \left[\frac{\tau_k}{T_s} - n \right] \quad \text{para} \quad -N_1 \leq n \leq N_2 \quad 5.2$$

onde,

- T_s é o período de amostragem de entrada do canal;
- $\{\tau_k\}$, onde $1 \leq k \leq K$ é o conjunto de atrasos dos multipercursos. K é o número total de trajetos de multipercursos do canal em desvanecimento;

- $\{a_k\}$, onde $1 \leq k \leq K$, é o conjunto dos ganhos complexos dos multipercursos do canal em desvanecimento. Esses ganhos de trajeto são descorrelatados entre si;
- N_1 e N_2 são escolhidos de modo que $|g_n|$ seja pequeno quando n é menor que $-N_1$ ou maior que N_2 .

Para gerar o ganho de um determinado trajeto, a função realiza os seguintes passos:

- Gera-se um processo complexo gaussiano branco, descorrelatado, de média zero e variância unitária;
- Passa-se este processo por um filtro cujo espectro de potência corresponde ao espectro Doppler de Jakes [18];
- Interpola valores, de modo que o período de amostragem seja consistente com aquele do sinal;
- ajusta-se, de forma a obter o ganho médio de raio.

O *Simulink* oferece, ainda, a opção de se realizar simulações nas quais o vetor de ganhos $[g_n]$ é normalizado e, neste caso, em vez de usar o próprio vetor de ganhos, este é multiplicado por um escalar de modo que o ganho efetivo do canal, considerados todos os múltiplos trajetos, seja 0 dB.

A União Internacional de Telecomunicações, Setor de Radiocomunicações (UIT-R), através da Recomendação ITU-R M.1225 [19] estabelece, para a avaliação da transmissão rádio do IMT-2000, como modelo de canal a ser usado para a simulação de um canal discreto, estacionário em sentido amplo com espalhadores descorrelatados (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering* - WSSUS), um canal no qual o sinal recebido é representado pela soma das réplicas atrasadas do sinal de entrada, ponderadas por processos Gaussianos complexos variantes no tempo, independentes e de média nula.

Se $\gamma(t)$ e $w(t)$ representam, respectivamente, a resposta passa baixas da entrada e saída do canal, então:

$$w(t) = \sum_{n=1}^N \sqrt{p_n} g_n(t) \gamma(t - \tau_n) \quad 5.3$$

onde p_n é a potência do n-ésimo raio e $g_n(t)$ é o processo Gaussiano complexo, ponderando a n-ésima réplica.

O espectro de potência de $g_n(t)$, chamado de espectro Doppler do n -ésimo raio, controla a taxa de desvanecimento deste raio. Para definir completamente este modelo para o canal, basta definir: o espectro de Doppler dos pesos das tomadas do filtro FIR, $\{P_n(\nu); n=1,2,\dots,N\}$, os atrasos nas tomadas (raios) $\{\tau_n; n=1,2,\dots,N\}$ e as suas amplitudes (ganhos) $\{p_n; n=1,2,\dots,N\}$.

O processo $g_n(t)$ pode ser interpretado como modelando a superposição de componentes multipercursos não resolvidos, chegando por diferentes ângulos e no intervalo de tempo:

$$\tau_n - \frac{1}{2W} < \tau < \tau_n + \frac{1}{2W},$$

onde W é a largura de banda do sinal transmitido.

Cada raio, em geral, possui diferentes deslocamentos Doppler correspondentes aos diferentes valores do co-seno do ângulo entre a direção do raio e o vetor de velocidade do móvel. Para efeito de simplificação é feita a seguinte consideração:

“Para canais em ambientes não fechados (outdoor), um grande número de raios recebidos chegam, uniformemente distribuídos, segundo o azimute da estação móvel e com o ângulo de elevação igual a zero, em cada intervalo de atraso. Além disto, o diagrama da antena é suposto uniforme na direção azimutal. Na estação base, em geral, os raios recebidos chegam em uma faixa azimutal limitada”.

A consideração acima é idêntica à usada por Clarke [20] e Jakes [18] na modelagem de canais de banda estreita. Neste caso, o espectro Doppler resultante é:

$$P_n(\nu) = P(\nu) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{(V/\lambda)^2 - \nu^2}} \quad \text{para } |\nu| < V/\lambda \quad 5.4$$

onde V é a velocidade do móvel, λ é o comprimento de onda da frequência portadora e ν é o deslocamento Doppler.

5.7.2 Dados brutos obtidos

Da estrutura mostrada na Figura 5.1 são obtidos os resultados correlatados, isto é, a correlação cruzada do sinal recebido, com as distorções introduzidas pelo canal e pelo ruído, e deste mesmo sinal, depois de equalizado.

Os correlatores, formados pelos multiplicadores e filtros passa baixas usam, ainda, o sinal PN modulado em BPSK, com período do símbolo da recepção.

Neste programa, usando o *Simulink*, são gerados quatorze arquivos contendo os seguintes dados:

- 1 – Os valores dos ganhos complexos do canal Rayleigh aplicados sobre cada raio criado no objeto canal Rayleigh;
- 2 – Os valores dos pesos complexos das tomadas do equalizador;
- 3 – O sinal equalizado, correlatado pelo método STDCC, em fase e quadratura;
- 4 – O sinal correlatado da sonda STDCC, em fase e quadratura;
- 5 – O sinal correlatado de referência, isto é, a correlação original sem a passagem do sinal modulado pelo canal Rayleigh e pela fonte AWGN.

Tanto o valor dos ganhos complexos do canal Rayleigh, quanto os pesos das tomadas do equalizador, são obtidos no instante equivalente ao instante de correlação do primeiro raio, através da operação de um gatilho, comandado pelo pico de correlação do sinal equalizado. O gatilho abre uma janela de tempo, equivalente à duração de vinte símbolos, na qual são colhidas as amostras dos sinais desejados. O valor vinte, para o número de símbolos, foi escolhido arbitrariamente, mas tem como propósito obter, após processamento, uma média destes sinais. O pico de correlação do sinal equalizado foi escolhido como referência do disparo do gatilho, por ser sempre correspondente ao primeiro raio já que, por efeito de equalização, este é o de maior amplitude.

5.8 DIAGRAMA LÓGICO PARA A INVERSAO DA RESPOSTA AO IMPULSO DO PRIMEIRO EQUALIZADOR

A Figura 5.2 apresenta, em vermelho, o esquema lógico utilizado para inversão do canal estimado pelo primeiro equalizador. A linha tracejada indica a passagem lógica dos dados do canal estimado pelo equalizador, obtidos no *Simulink*. Ressalta-se que a parte de inversão do canal foi programada na linguagem própria do Matlab, bem como a obtenção dos demais dados, usados posteriormente em planilha *Excel*.

Pelo fato do canal gerado no filtro digital ser invariante no tempo, pôde-se usar um passo para o segundo equalizador bastante reduzido, de forma que, após o equalizador ter convergido, o erro decorrente do valor da amplitude do passo seja desprezível. Neste caso, não foi necessário o cálculo do valor médio dos parâmetros de saída das tomadas do segundo equalizador, que representam o canal estimado, com o uso de equalizadores. Outro fator importante é o comprimento da seqüência de inteiros aleatórios usados como sinal a ser modulado em BPSK e usado no segundo equalizador, pois este tem que ter comprimento suficiente de forma a garantir a convergência deste equalizador para o ponto de mínimo da superfície de erro. Com exceção do passo do segundo equalizador, seus demais parâmetros são idênticos aos do primeiro equalizador.

5.9 DEMAIS RESULTADOS ARMAZENADOS

Na ferramenta *SPTool* foram armazenados os valores complexos da correlação STDCC do sinal modulado, após passar pelo canal Rayleigh, e ter sido adicionado o ruído aditivo gaussiano branco, bem como a correlação do sinal equalizado, obtida também por correlação cruzada pelo método STDCC. Esta última serve para que seja feita uma associação entre a eficiência do resultado da equalização e o resultado da estimação do canal pelo, método dos equalizadores.

Na ferramenta *FDATool* foram armazenados, para visualização e análise:

- 1 - Os valores complexos da média equivalente a um período de vinte símbolos do canal de referência, no instante da operação do gatilho;
- 2 - Os pesos das n tomadas, obtidos pelo segundo equalizador, no momento da operação do gatilho;
- 3 - O canal estimado pelo método STDCC, aproveitando-se somente os valores que, *a priori*, sabe-se pertencer ao canal Rayleigh de referência, isto é, desprezando-se o ruído de correlação gerado pelo método;
- 4 - O canal equivalente ao segundo equalizador, no qual, da mesma forma como foi feito para o método STDCC, foram eliminados todos os resíduos de equalização que não fossem aqueles onde se sabia, *a priori*, que correspondiam aos raios criados pelo canal Rayleigh.

Através dos valores anteriormente citados e armazenados no *SPTool* foi possível, então, comparar o canal de referência com os três canais estimados. Esta comparação pôde ser feita de diversas formas, das quais são destacados, o diagrama de pólos e zeros, a resposta ao impulso complexa, a resposta amplitude versus freqüência e o retardo de grupo versus freqüência.

Com o diagrama de pólos e zeros verifica-se a natureza do desvanecimento, se de fase mínima ou de fase não mínima. Nos demais, são verificadas as similitudes entre o canal de referência e os canais estimados.

5.9.1 Peculiaridades da estimação pelo uso de equalizadores

Para efeito de comparação entre os processos, a estimativa do canal de referência pelo uso de equalizadores, é feita somente nos instantes nos quais o processo STDCC apresenta resultados. Porém, esta limitação não é inerente ao método de equalizadores. Para este, basta que tenha decorrido um intervalo de tempo suficiente para garantir a convergência do primeiro equalizador.

Tem-se, como limitação, a necessidade de garantir que o canal tenha sido devidamente equalizado, pois assim sendo, a resposta do primeiro equalizador é a inversa da resposta do canal pesquisado.

Em decorrência da possibilidade de se estimar o canal a cada símbolo, a limitação do método STDCC quanto ao espectro de Doppler máximo, determinado pela taxa de repetição do perfil, como mencionado no capítulo 3, não mais existe, sendo o limitante na estimação do espectro de Doppler, pelo processamento da série temporal dos perfis de retardo, somente a duração do símbolo.

5.10 PARÂMETROS ESCOLHIDOS

5.10.1 Para os canais

Em decorrência das limitações dos valores escolhidos para o canal e para o número de tomadas do equalizador, citadas anteriormente, foram escolhidos os seguintes parâmetros para as simulações:

Canal [0 X Y]Ts [0 -W -Z] dB, no qual o primeiro vetor [] representa os valores de atrasos entre os raios, em valores inteiros de períodos do símbolo, e o segundo vetor representa os valores dos ganhos, em decibéis, associadas aos respectivos raios.

Para caracterizar um canal em ambiente externo usou-se o canal [0 2 5]Ts, [0 -3 -6] dB e [0 12 20]Ts, [0 -6 -13] dB, respectivamente, para situações de multipercursos mais próximos e mais afastados.

Considerando que o período do símbolo é igual a 0,1 μ s, o canal [0 2 5] apresenta o primeiro raio, ou raio de referência, seguido de outros dois com retardos de 0,2 μ s e 0,5 μ s em relação ao primeiro raio, e atenuações relativas de 0 dB, 3 dB e 6 dB, respectivamente.

Para o canal [0 12 20] têm-se retardos de 1,2 μ s e 2,0 μ s, em relação ao raio de referência, e atenuações de seis decibéis e treze decibéis, respectivamente.

No objeto *Rayleigh Fading* do *Simulink*, foi escolhida a condição de vetor de ganho normalizado para um ganho total de 0 dB. Isto significa que o vetor de ganho será ajustado de modo que o ganho efetivo do canal, considerados todos os raios, é de zero decibel.

Do lado do ruído, a simulação foi realizada com a relação energia do bit / densidade espectral de potência de ruído, E_b/N_0 , de 90 dB, 30 dB, 20 dB e 10 dB, para que os métodos pudessem ser comparados sob diferentes condições de relação sinal ruído e, conseqüentemente, diferentes taxas de erro de bits. A relação 90 dB caracteriza um canal praticamente livre de ruído enquanto que, nas demais, o ruído já apresenta valores substanciais. Em 30 dB, 20 dB e 10 dB as TEBs (taxas de erro de bits) são de, aproximadamente, $2,5 \times 10^{-4}$, $2,5 \times 10^{-3}$ e $2,5 \times 10^{-2}$, segundo [16], respectivamente, valores estes que representam sistemas com qualidade cada vez mais degradada.

Quanto ao valor do efeito Doppler, foi simulado 0,1 Hz, o que representa um canal praticamente estacionário, já que Haykin [10] define como uma das condições de não estacionariedade aquela na qual o “filtro adaptativo transversal é usado para equalizar um canal variante no tempo”. Também foram usadas as freqüências de 1 Hz, 10 Hz e 50 Hz para efeito de comparação. Este último valor visa avaliar os métodos quanto à alta taxa de variação temporal dos canais pois, em decorrência de o método da sonda STDCC usar um integrador aproximado por um filtro passa

baixas, o efeito de integração poderia implicar em erros na estimação para valores altos de Doppler.

5.10.2 Parâmetros de comparação

Os parâmetros usados, para efeito de comparação entre os métodos, foram:

- 1 - A relação entre os módulos, raio a raio, do canal estimado pelo método da sonda STDCC e o canal de referência;
- 2 – A relação entre os módulos, raio a raio, do canal estimado com o uso de equalizadores e o canal de referência;
- 3 – A média e o desvio padrão entre os módulos mencionados em 1, por raio, para os quatro valores de Doppler;
- 4 - A média e o desvio padrão entre os módulos mencionados em 2, por raio, para os quatro valores de Doppler;
- 5 - A média e o desvio padrão entre os módulos mencionados em 1, para os três raios, em cada frequência Doppler;
- 6 - A média e o desvio padrão entre os módulos mencionados em 2, para os três raios, em cada frequência Doppler;
- 7 – O valor do erro médio quadrático de cada método sabendo-se, *a priori*, os atrasos dos raios pesquisados.

Como parâmetros secundários, auxiliares na análise dos resultados, foram usados:

- 1 – Os valores absolutos dos módulos dos raios do canal de referência;
- 2 – Os valores dos módulos da correlação do sinal equalizado, segundo método STDCC, nos instantes de operação do gatilho. Este parâmetro indica a “qualidade” da equalização já que, quanto maiores forem as atenuações dos valores referentes aos segundo e terceiro raios, melhor terá sido realizada a equalização. Pretende-se inferir a qualidade da estimação considerando que, quanto melhor é esta “qualidade”, mais próximo está o equalizador da estimação do inverso do canal de referência.

Definiu-se, então, **eficiência de equalização** $EE_{Equal}(n)$ como sendo a relação, em dB, entre o módulo dos raios secundários do canal de referência e o módulo desses mesmos raios obtidos pelo método STDCC aplicado sobre o sinal equalizado. São chamados de raios secundários (n), neste caso, o segundo e o terceiro raios do canal Rayleigh, usados nesta simulação.

$$EE_{Equal}(n) = 20 \log \left(\frac{\text{modRaioSecCanalRef}(n)}{\text{modRaioSecCanalEqual}(n)} \right) \quad 5.5$$

Por último, são apresentadas a resposta amplitude versus frequência, retardo de grupo versus frequência e resposta ao impulso, de algumas situações simuladas, para oferecer uma avaliação mais qualitativa dos resultados obtidos, observados os resultados nos domínios da frequência e do tempo.

5.10.3 Nomenclatura

Chama-se canal [0 2 5] àquele cujos atrasos dos raios são, respectivamente, zero (ou o primeiro raio a chegar ao receptor móvel); 2, o raio que chega atrasado de 2Ts (Ts – duração do símbolo) e 5, o raio que chega atrasado de 5Ts.

Da mesma forma caracteriza-se o canal [0 12 20].

É dispensável apender o vetor de ganho, mencionado no item 5.10.1, ao vetor de atrasos pois, cada vetor de atrasos possui, sempre, o mesmo vetor de ganho associado.

Para os canais [0 2 5], chama-se “Equalizador 20 taps” os resultados obtidos com equalizadores LMS de 20 tomadas. O mesmo critério foi usado para denominar o equalizador de 40 tomadas.

Da mesma forma, “STDCC instante 20” indica o resultado obtido usando-se o método STDCC, simulado simultaneamente com um equalizador de 20 tomadas e “STDCC instante 40” o resultado obtido usando-se o método STDCC, quando simulado simultaneamente com um equalizador de 40 tomadas.

A diferença entre os dois resultados, usando o método STDCC, é decorrente do fato de que, quando se usam equalizadores de comprimentos diferentes, têm-se diferentes instantes de operação do gatilho e, conseqüentemente, o canal Rayleigh

de referência teve alterado o valor dos seus raios. Naturalmente esta diferença é irrisória para valores de Doppler de 0,1 Hz, mas bastante significativa para valores de 10 Hz e, principalmente, 50 Hz.

Para os canais [0 12 20] usa-se sempre equalizadores de quarenta tomadas, e se identifica os seus resultados por “Equalizador 40 taps”. Neste caso existe somente um instante de comparação e, por isto, é dispensável acrescentar, à sonda “STDCC”, qualquer tipo de complemento para identificá-lo.

5.10.4 Considerações sobre o erro de método

O erro de método, em valor eficaz, foi introduzido com o objetivo de avaliar as estimativas do canal pesquisado por ambos os métodos, caso fosse desconhecido o canal de referência, isto é, as sondas fossem usadas em ambientes reais, e analisados os resultados apresentados pelos dois métodos. A unidade usada para indicar o valor deste erro é a mesma que representa o valor da correlação cruzada produzida pelo método, isto é, o módulo do ganho do canal, em escala linear.

O erro médio quadrático do método dos equalizadores foi calculado a partir dos valores dos resíduos do canal estimado pelo segundo equalizador, não pertencentes aos canais de referência. O número de valores considerados é igual ao de tomadas do equalizador subtraída do número de raios do canal de referência.

As Figuras 5.3 e 5.4, a seguir, apresentam a resposta ao impulso do canal, como estimado pelo método dos equalizadores, onde são observados os erros, para um canal [0 2 5] estimado, respectivamente, por equalizadores de 20 tomadas e 40 tomadas, em 10 Hz e 90 dB.

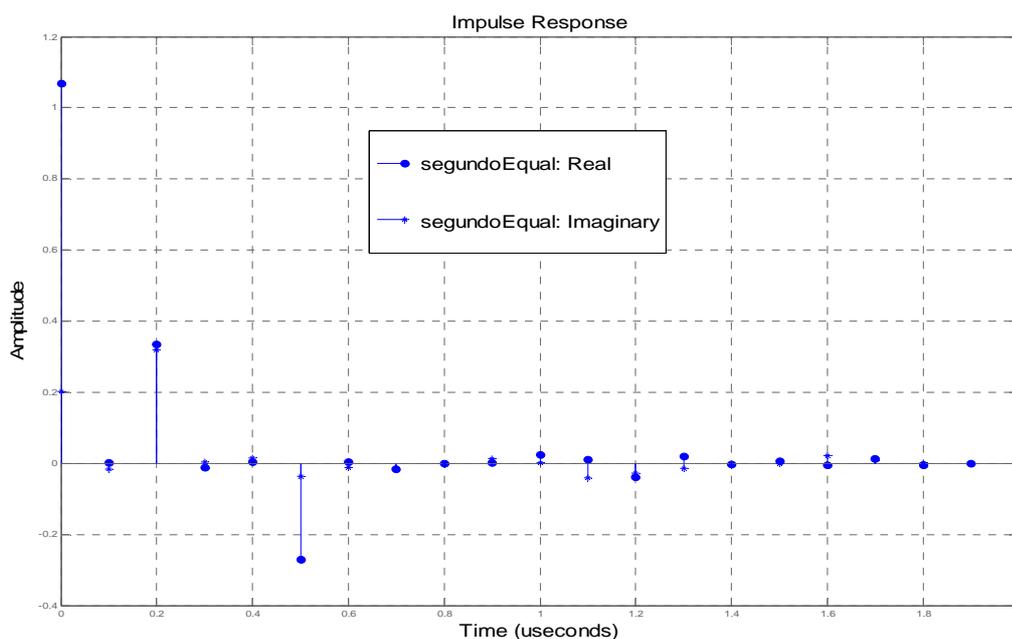


Figura 5.3 - Resposta ao impulso. Canal [0 2 5], 10 Hz, $E_b/N_0=90$ dB, 20 tomadas

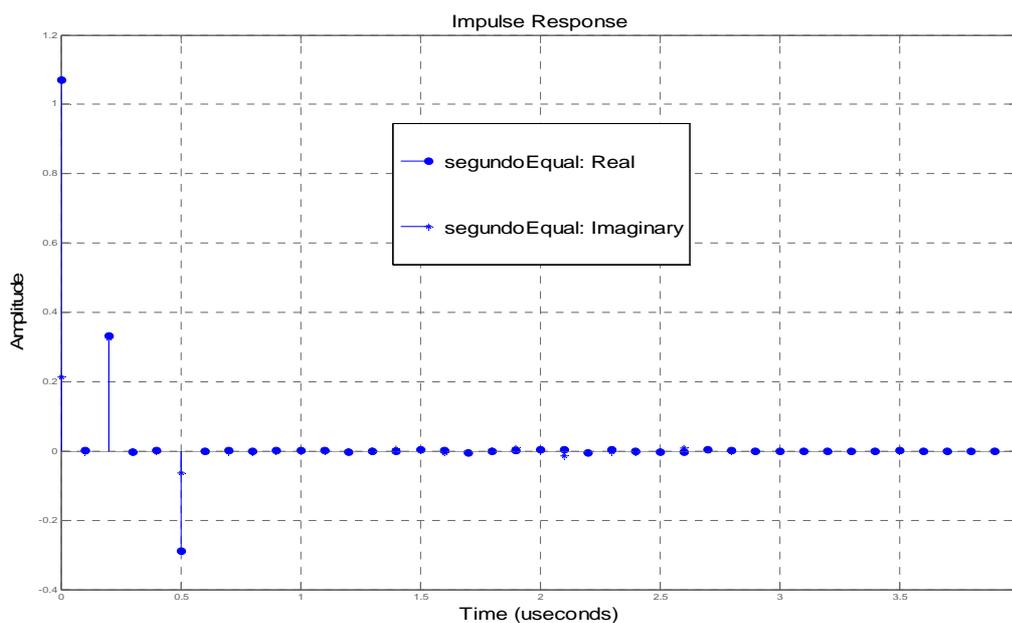


Figura 5.4 - Resposta ao impulso. Canal [0 2 5], 10 Hz, $E_b/N_0=90$ dB, 40 tomadas

O erro médio quadrático, do método da sonda STDCC, foi estimado considerando-se o mesmo número de valores que aqueles usados no método dos equalizadores. Contudo, constata-se uma periodicidade no sinal correlatado da sonda STDCC, que implica na passagem por zero nos múltiplos inteiros de mil vezes o período do símbolo, se considerada a origem a partir do pico de correlação do primeiro raio. Se fosse aplicado desta forma, seria encontrado um valor para o erro

deste método bem próximo a zero, o que é incompatível com qualquer perfil de correlação da sonda STDCC analisado, conforme Figuras 5.5 e 5.6. A primeira delas representa o módulo da correlação da sonda STDCC para a simulação do canal [0 2 5], 20 tomadas, 50 Hz, 90 dB. Nesta figura, o eixo dos tempos está indicado em segundos, enquanto o eixo das ordenadas representa o valor do módulo da correlação cruzada, obtida na simulação.

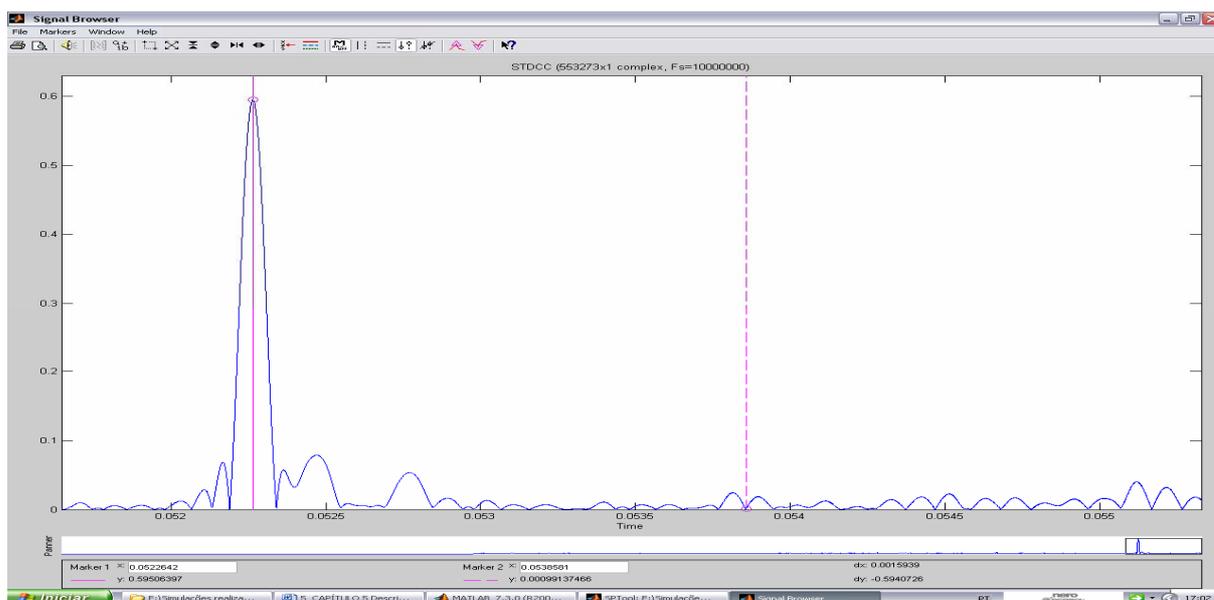


Figura 5.5 - Módulo da correlação pelo método STDCC. Canal [0 2 5], 50 Hz, 90 dB, 20 tomadas

Como outro exemplo, a Figura 5.6 representa o módulo da correlação da sonda STDCC para a simulação do canal [0 12 20], 40 tomadas, 0,1 Hz, 90 dB. As escalas são idênticas às da Figura 5.5.

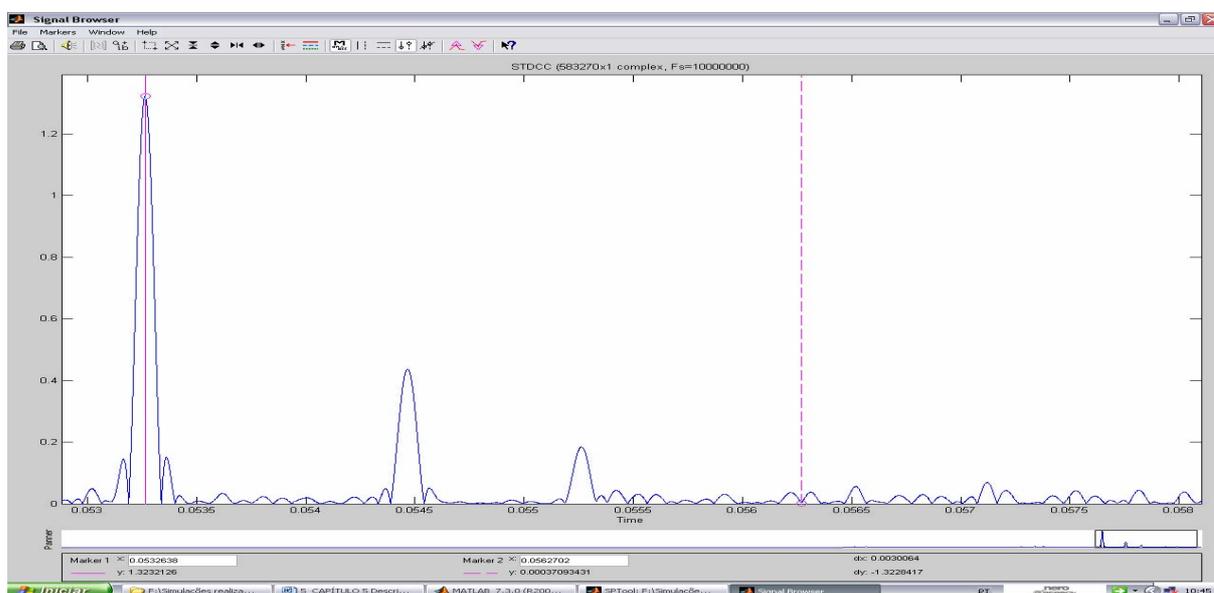


Figura 5.6 – Módulo da correlação pelo método STDCC. Canal [0 12 20], 0,1 Hz, 90 dB, 40 tomadas

Portanto, para estimar um valor menos irreal, foi usado um critério bastante conservador, pois não foram considerados somente os picos observados no resultado da correlação cruzada obtida por este método. Acrescentou-se, a cada instante de obtenção de amostra, um incremento igual a um décimo do valor do período do símbolo, na escala de tempo do sinal correlatado, de forma a se varrer, uniformemente, diversos instantes do sinal correlatado obtido pelo método STDCC. Computou-se, assim, tanto picos quanto vales, como também instantes intermediários.

5.11 ANÁLISE QUANTITATIVA DOS RESULTADOS OBTIDOS

5.11.1 Comportamento do erro de método

5.11.1.1 Canal [0 2 5]

Para a sonda STDCC, o erro de método é sempre maior quanto maior for o número de amostras do sinal correlatado, tomado para o seu cálculo. Assim, o erro para STDCC instante 40 é sempre maior que STDCC instante 20, mantidas as demais condições. Além disto, para a relação E_b/N_0 igual a 10 dB, verifica-se um pequeno aumento do valor deste erro, nada significativo, sendo que até 20 dB de relação E_b/N_0 este método se apresenta estável. É observada, também, uma redução do valor deste erro de método com o aumento da frequência Doppler, e não se tem, ainda, uma resposta para isto. As Figuras 5.7 a 5.10 apresentam os valores encontrados para os quatro valores de relação E_b/N_0 simulados.

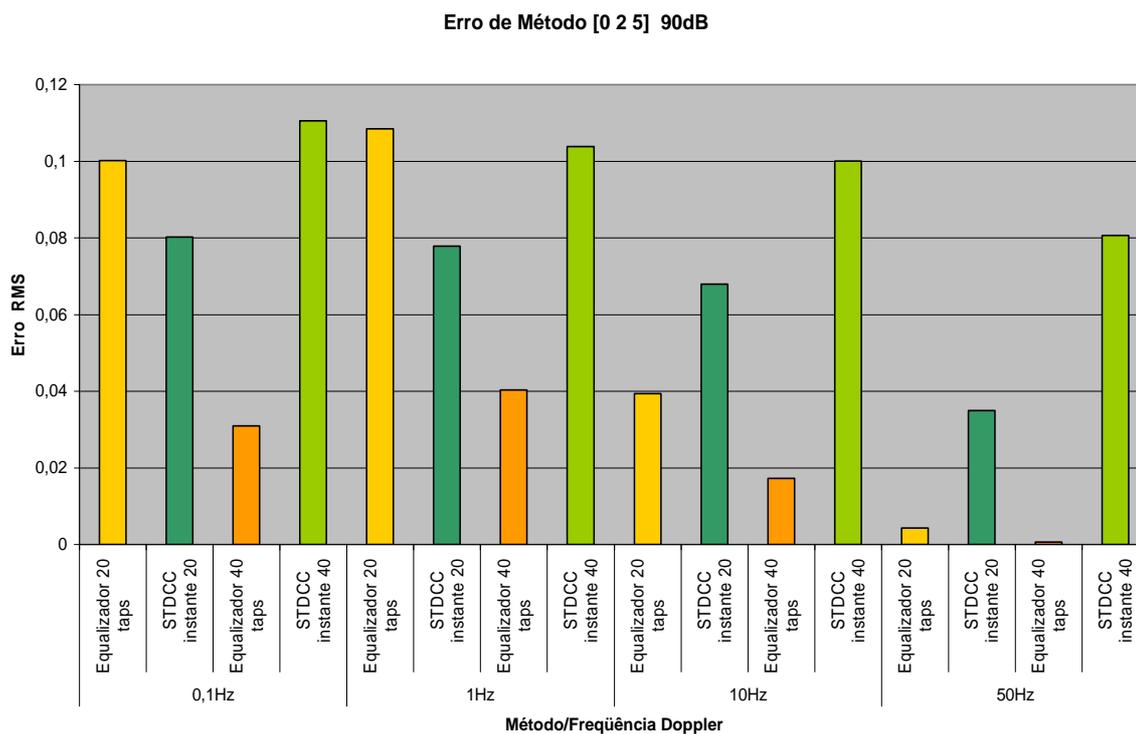


Figura 5.7 - Erro de método. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=90$ dB

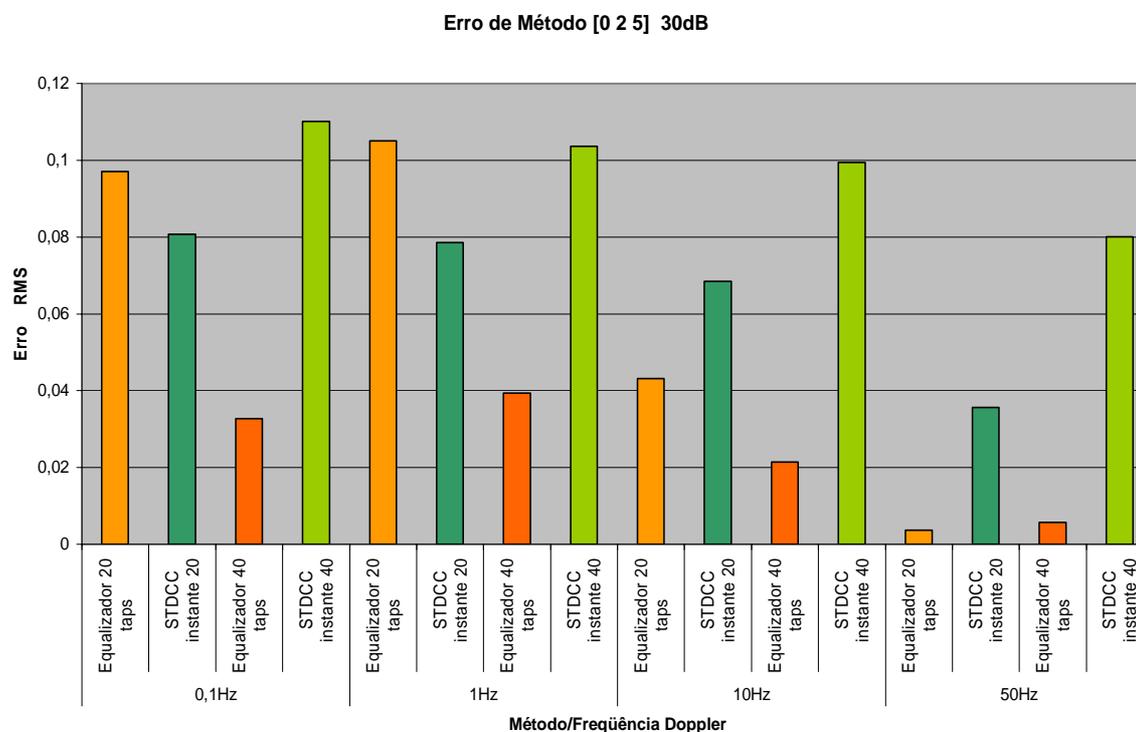


Figura 5.8 - Erro de método. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=30$ dB

O comportamento do erro de método é oposto, no caso da sonda empregando equalizadores, pois o maior número de tomadas implica numa melhor equalização fazendo com que o erro de método para “Equalizador 40 taps” seja menor que para “Equalizador 20 taps,” para um mesmo valor de Doppler e mesma relação E_b/N_o . Por outro lado, a degradação da relação E_b/N_o aumenta substancialmente o erro de método, quando esta é igual a 10 dB. No entanto, de 90 dB a 30 dB o erro de método se mantém praticamente estável.

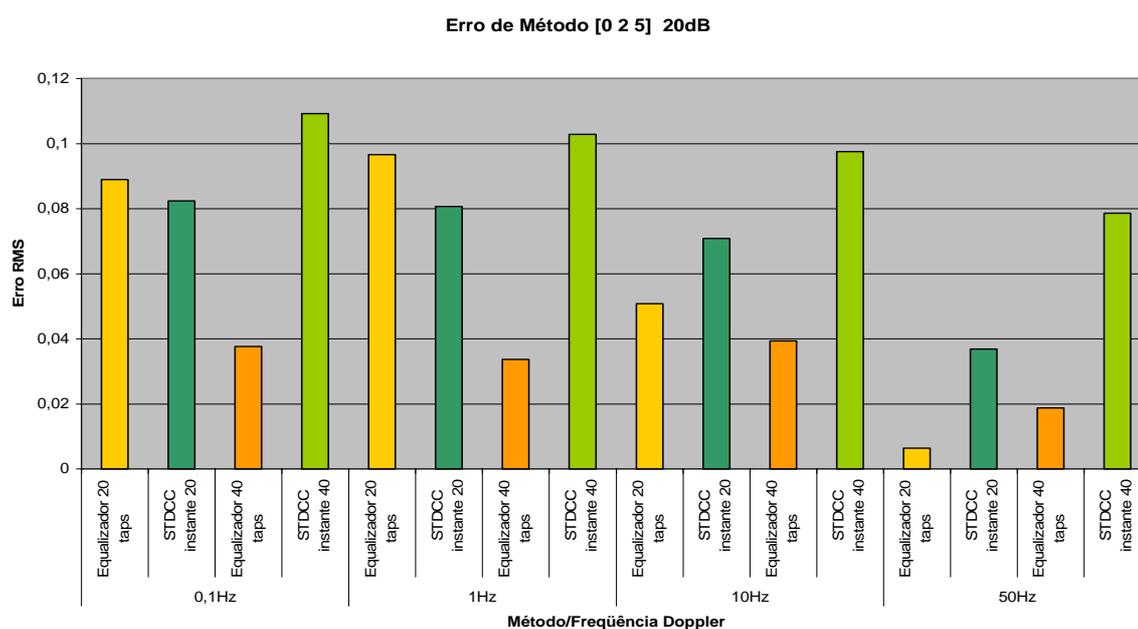


Figura 5.9 - Erro de método. Canal [0 2 5], $E_b/N_o=20$ dB

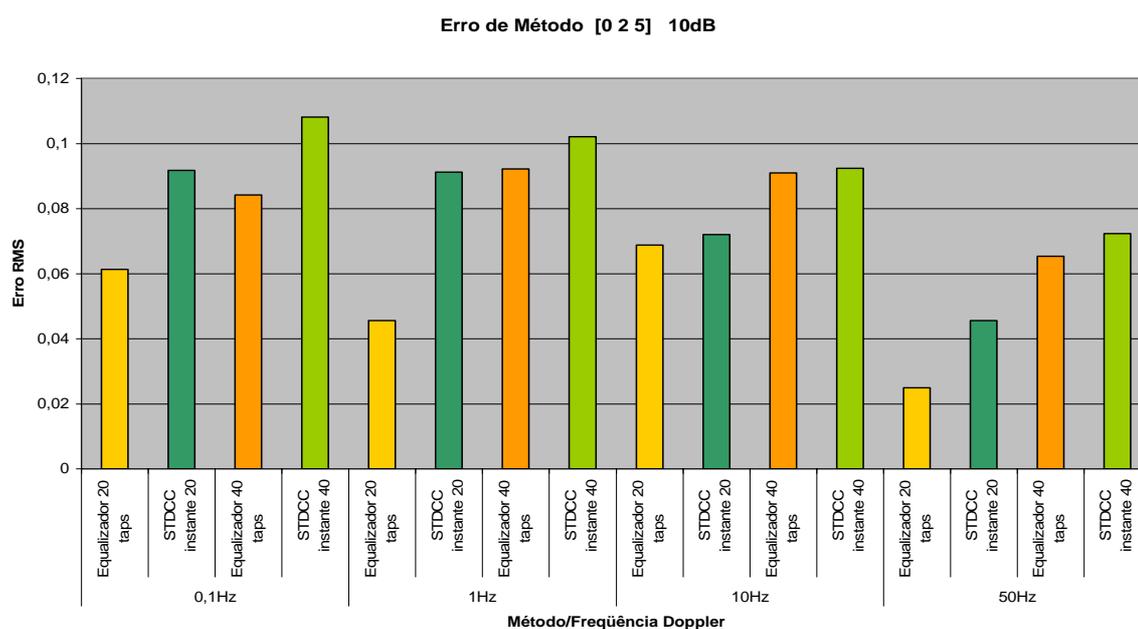


Figura 5.10 - Erro de método. Canal [0 2 5], $E_b/N_o=10$ dB

5.11.1.2 Canal [0 12 20]

As Figuras 5.11 a 5.14 mostram os erros de método para as diversas relações E_b/N_0 consideradas no caso do canal [0 12 20] e pode-se, também, observar que no método STDCC praticamente não há variação do erro com a degradação da relação E_b/N_0 , qualquer que seja o valor de Doppler.

No método dos equalizadores, o seu erro pouco se altera até a relação E_b/N_0 atingir 20 dB. Para 10 dB já existe uma degradação bastante significativa, no sentido de seu aumento.

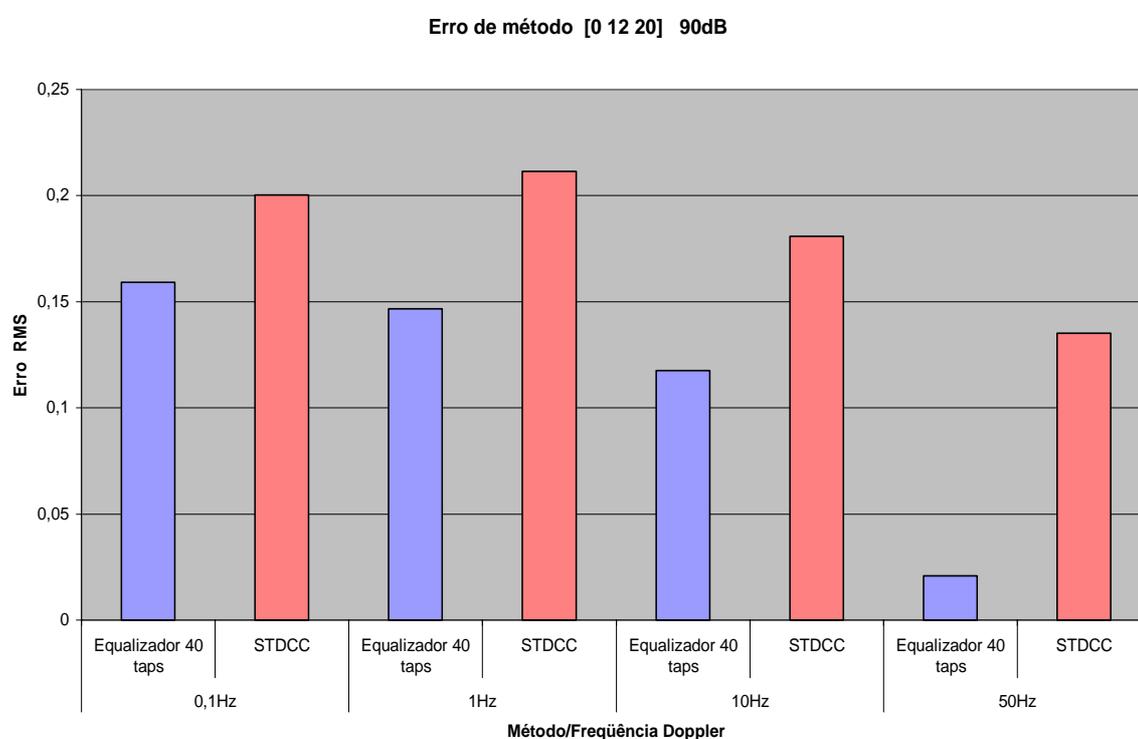


Figura 5.11 - Erro de método. Canal [0 12 20], $E_b/N_0=90$ dB

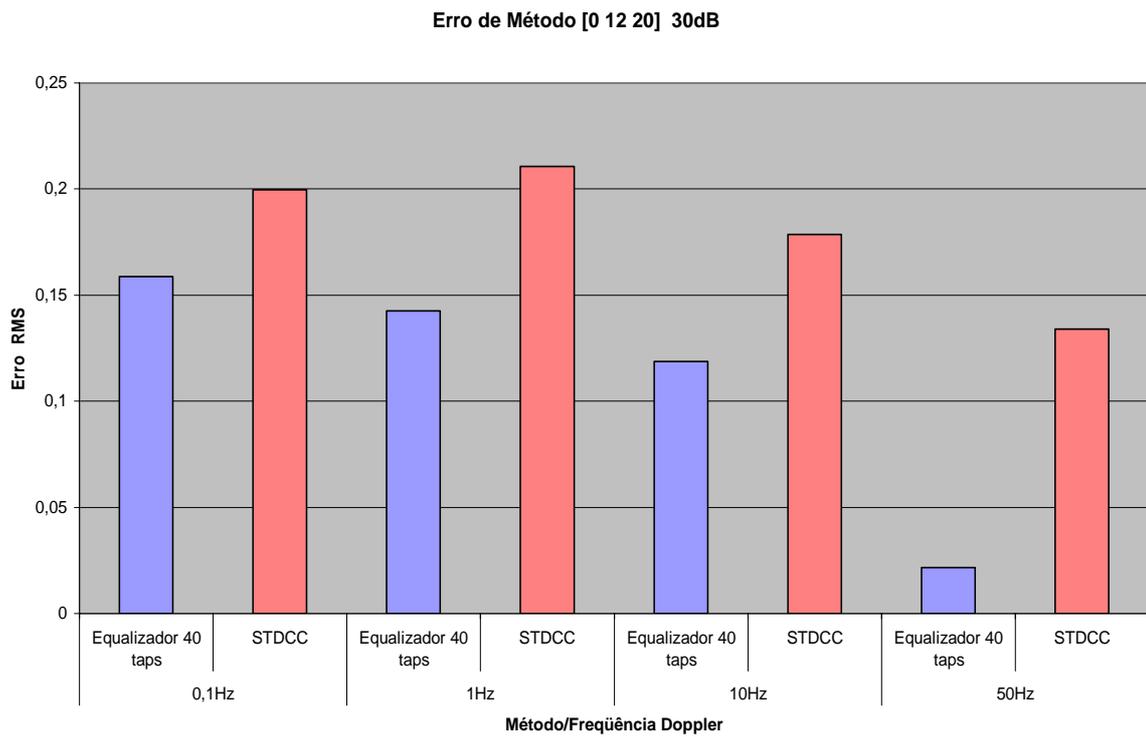


Figura 5.12 - Erro de método. Canal [0 12 20], $E_b/N_0=30$ dB

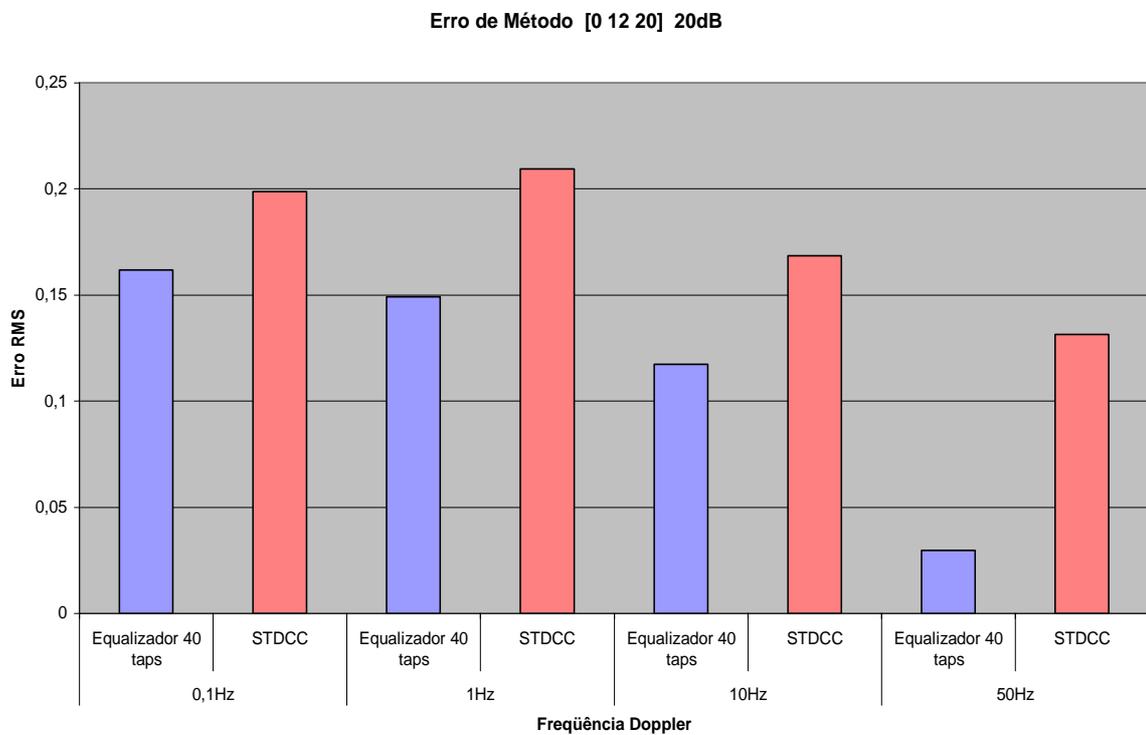


Figura 5.13 - Erro de método. Canal [0 12 20], $E_b/N_0=20$ dB

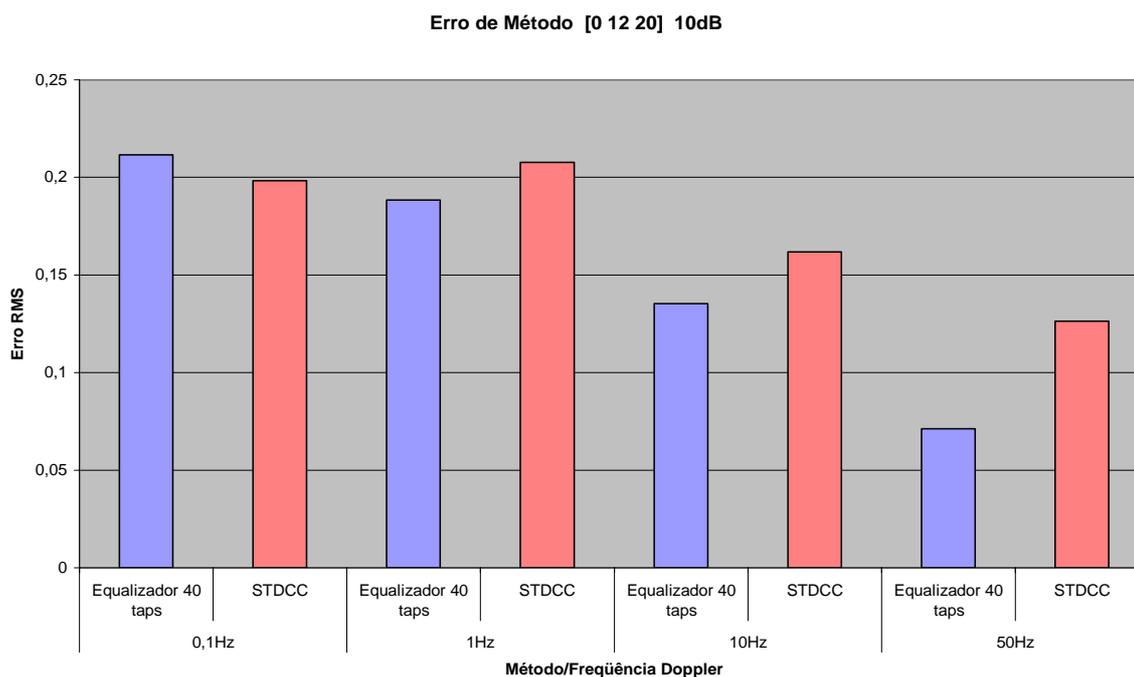


Figura 5.14 - Erro de método. Canal [0 12 20], $E_b/N_0=10$ dB

5.11.2 Módulos dos canais de referência

As Figuras 5.15 e 5.16 apresentam, respectivamente, os valores dos módulos dos ganhos de referência dos canais [0 2 5] e [0 12 20], usados para todas as comparações que se sucedem. Estes valores foram obtidos diretamente da saída de ganhos do objeto *Multipath Rayleigh Fading Channel*, do *Simulink*.

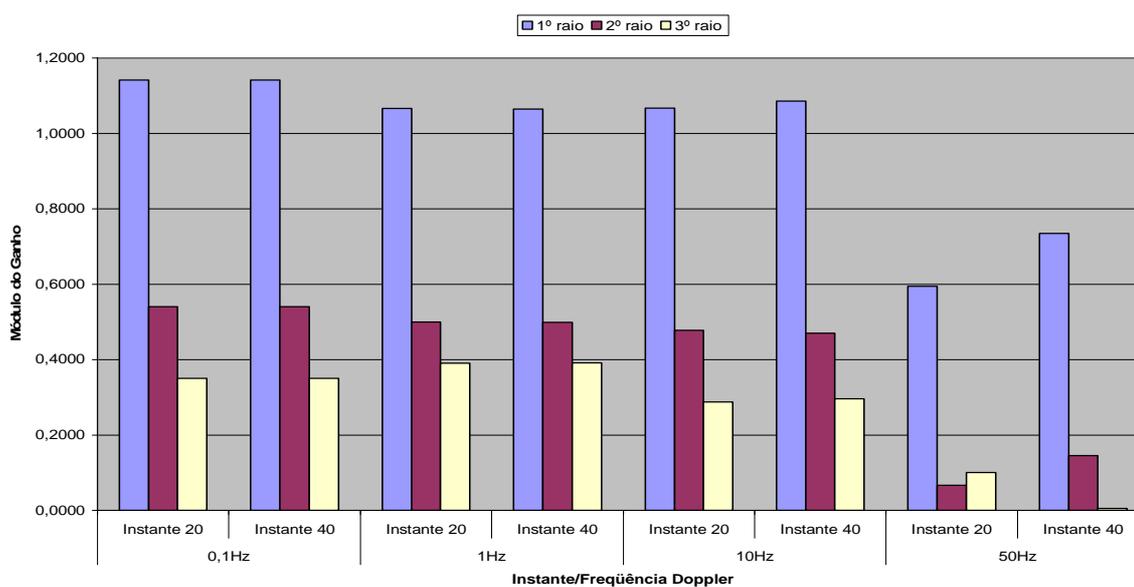


Figura 5.15 - Módulo do ganho do canal de referência [0 2 5]

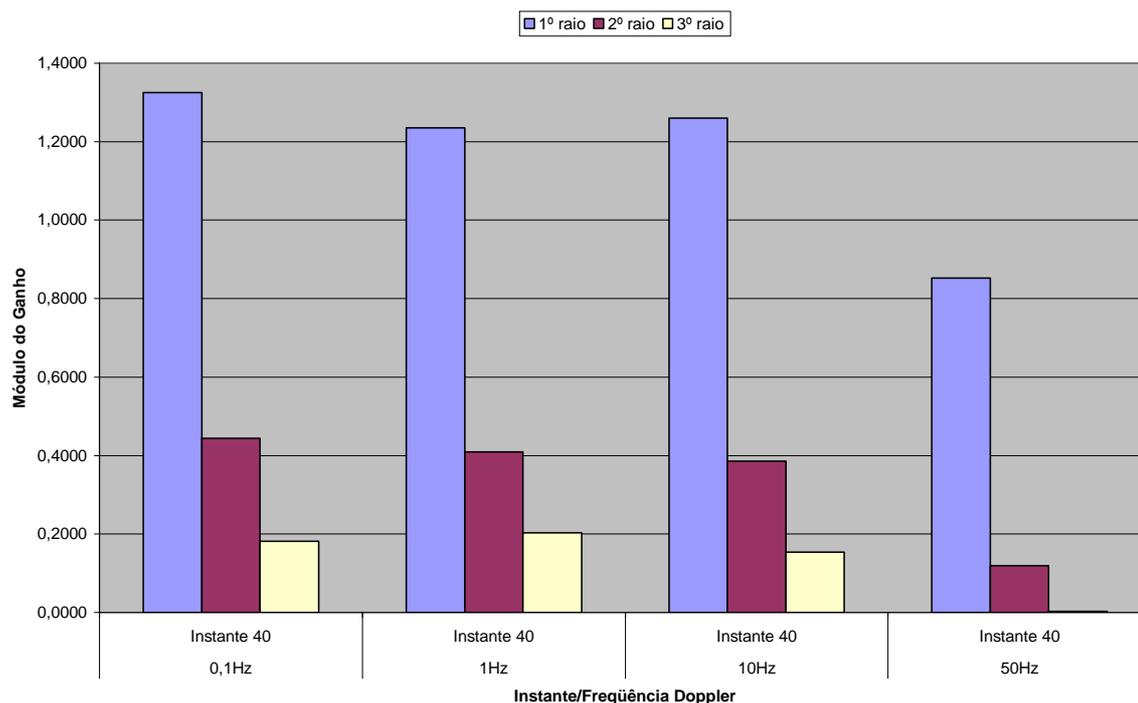


Figura 5.16 - Módulo do ganho do canal de referência [0 12 20]

5.11.3 Comportamento da sonda STDCC, com variação do valor de Doppler, no canal [0 2 5]

5.11.3.1 Relação $E_b/N_0=90$ dB

A Figura 5.17 apresenta o resultado da comparação entre os métodos, para todos os valores de deslocamento Doppler simulados, para a relação E_b/N_0 igual a 90 dB. Esta mesma comparação será reapresentada posteriormente, excluída a frequência de 50 Hz.

Verifica-se que a sonda STDCC apresenta resultados muito próximos à referência, desde que o valor do módulo do raio do canal de referência não seja muito pequeno. Na simulação, para 50 Hz, onde o módulo do terceiro raio possuía o valor 0,0051, a relação estimado/referência atingiu 10,09. Nesta mesma situação, o equalizador de 40 tomadas, também errando grosseiramente, obteve a relação 3,90. A sonda STDCC também estimou para menos o terceiro raio de referência em 50 Hz, quando este possuía um módulo 0,1010, sendo a relação estimado/referência igual a 0,5243. Nos valores de Doppler de 0,1 Hz, 1 Hz e 10 Hz, o método STDCC apresentou resultados bastante precisos. A menos que simulações futuras tragam

novos dados, acredita-se que o erro de estimação para a sonda STDCC não depende tanto do valor de Doppler, quanto do módulo do raio pesquisado.

Uma limitação observada durante as simulações, neste método, é quanto à determinação exata do atraso do raio pois, com freqüência, o pico de correlação correspondente a um determinado raio, não coincidia com o atraso que se sabia, *a priori*, este raio possuir. Nos resultados apresentados neste trabalho, quando calculada a relação estimado/referência, foi usado como valor estimado aquele que correspondia ao instante esperado do raio. É necessário enfatizar, entretanto, que estes mencionados desvios de tempo e, conseqüentemente, de módulo, foi suficientemente pequeno, de modo a não implicar em erro apreciável nos resultados.

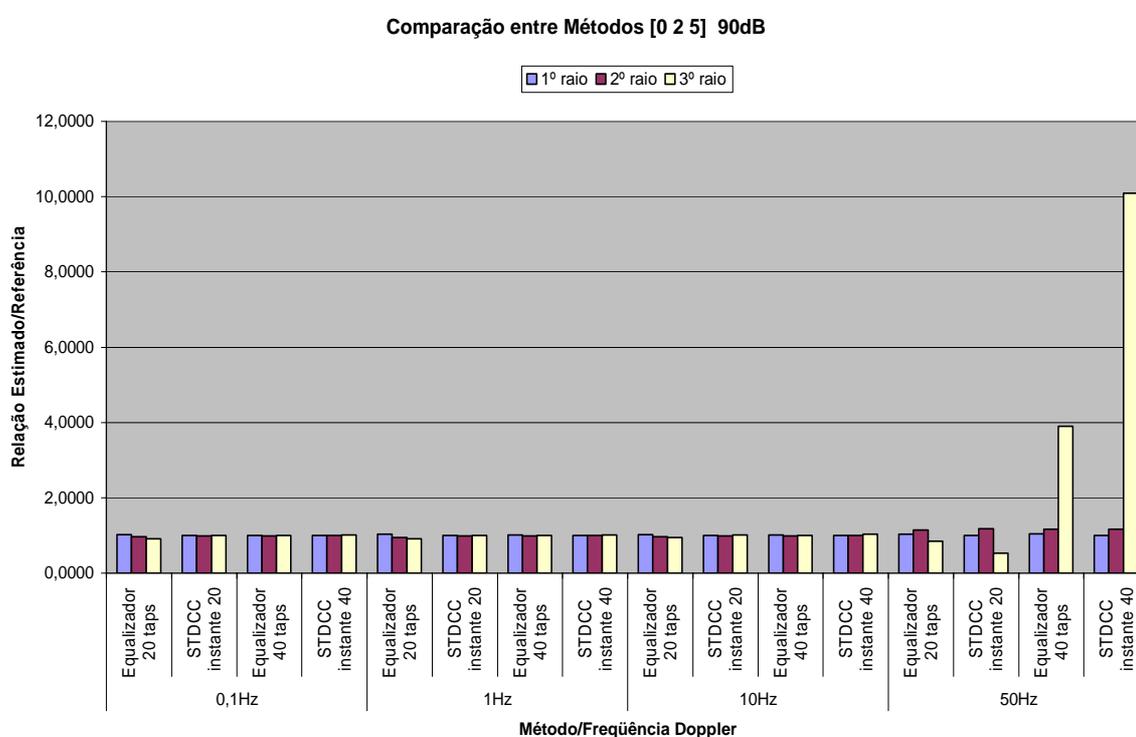


Figura 5.17 - Comparação entre métodos. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=90$ dB

5.11.3.2 Relação $E_b/N_0=30$ dB e 20 dB

As Figuras 5.12 e 5.13 apresentam o resultado da comparação entre os métodos, para todos os valores de deslocamento Doppler simulados, para as relações E_b/N_0 de 30 dB e 20 dB, respectivamente.

Para estes dois valores da relação E_b/N_0 , o método de sondagem STDCC apresentou valores praticamente idênticos aos de 90 dB.

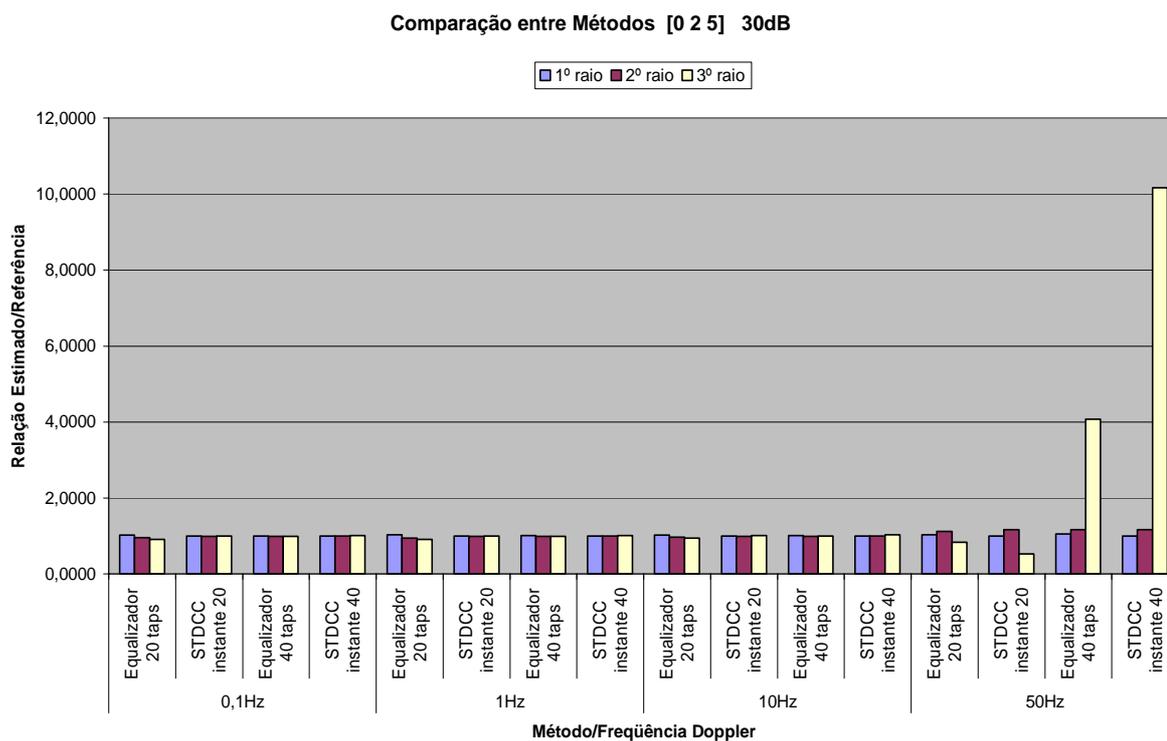


Figura 5.18 - Comparação entre métodos. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=30$ dB

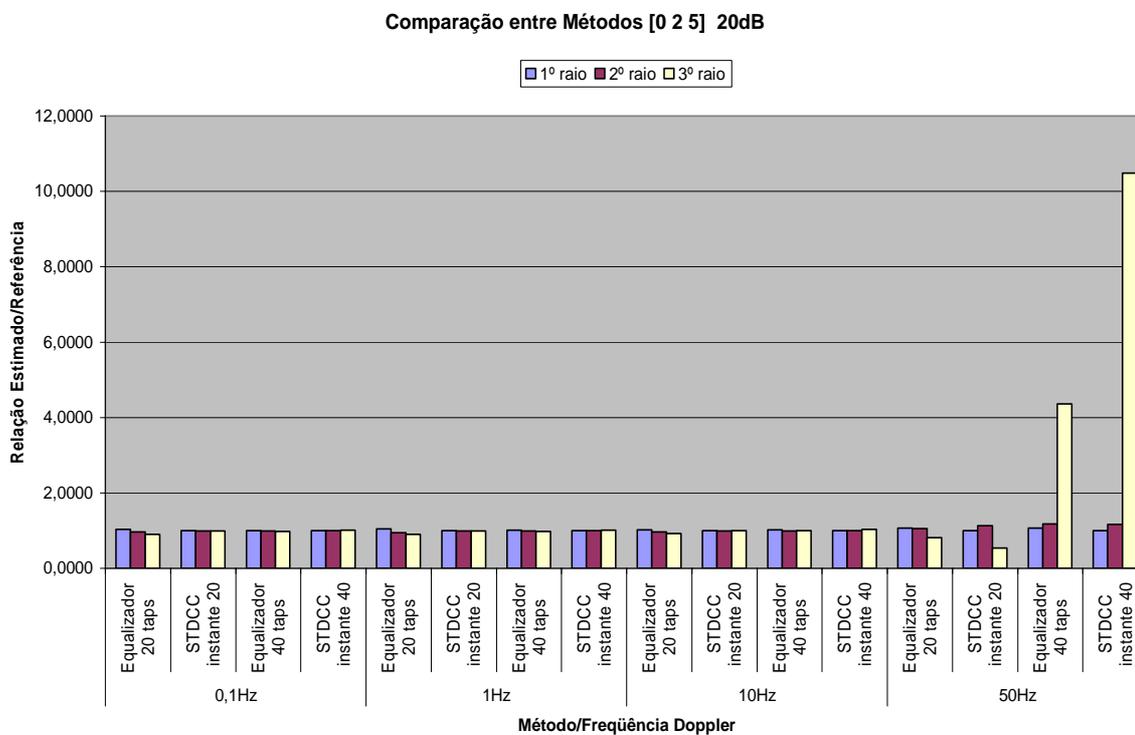


Figura 5.19 - Comparação entre métodos. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=20$ dB

5.11.3.3 Relação Eb/No=10 dB

Da mesma forma que para os casos anteriores, este método foi muito preciso, respondendo bem a este valor bastante degradado da relação sinal ruído. No entanto, no caso de 50 Hz, onde o método já havia se mostrado impreciso, esta imprecisão aumentou substancialmente, como pode ser observado na Figura 5.20, a seguir.

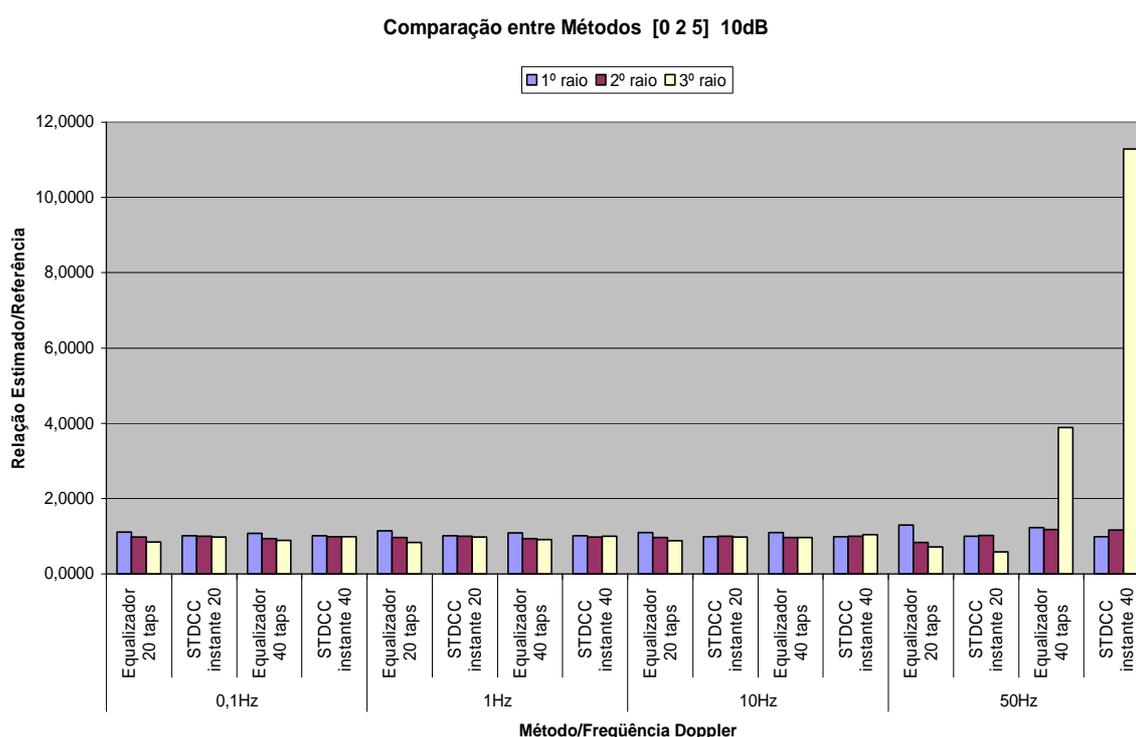


Figura 5.20 - Comparação entre métodos. Canal [0 2 5], Eb/No=10 dB

5.11.4 Comportamento da sonda STDCC, com variação do valor de Doppler, no canal [0 12 20]

Observa-se, da Figura 5.21, que em 50 Hz, o terceiro raio tem módulo desprezível, produzindo valores estimados bastante imprecisos nesta freqüência, da mesma forma como aconteceu para o canal [0 2 5].

De um modo geral a estimação da sonda STDCC apresentou resultados ligeiramente piores neste canal. Esta observação se tornará mais clara, quando a comparação for feita após a eliminação da freqüência de 50 Hz, tornando a escala

da figura mais própria aos valores representados. Além disto, nada mais há a comentar.

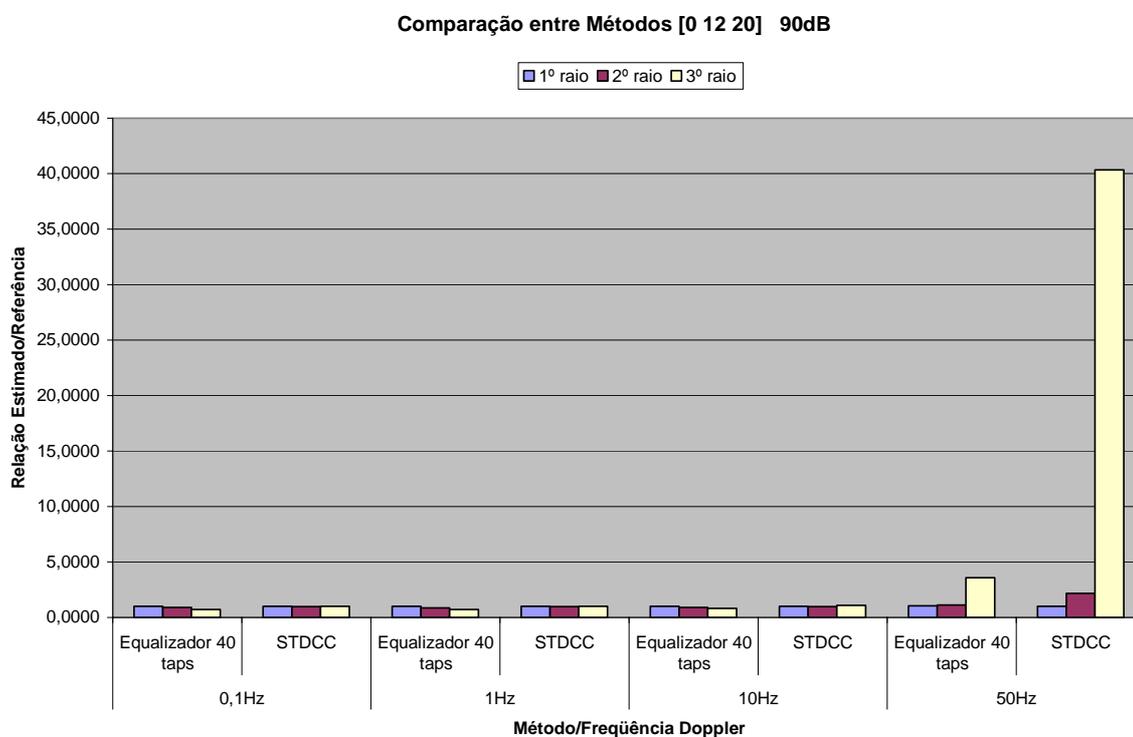


Figura 5.21 - Comparação entre métodos. Canal [0 12 20], $E_b/N_0=90$ dB

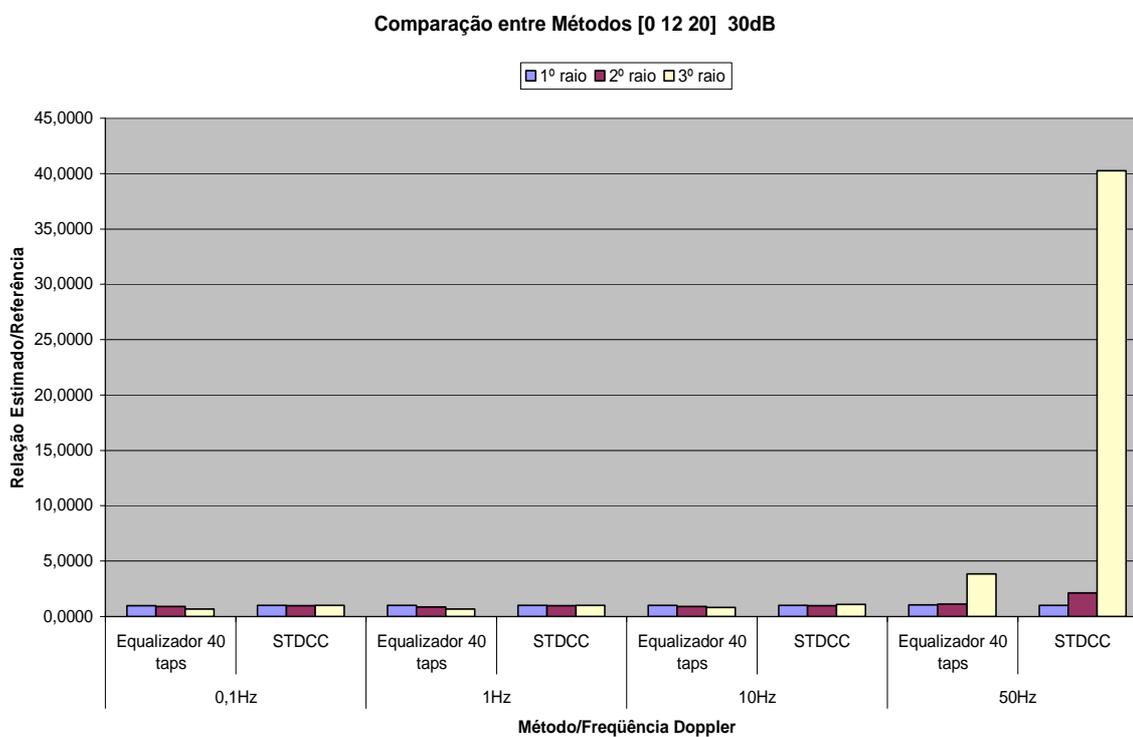


Figura 5.22 - Comparação entre métodos. Canal [0 12 20], $E_b/N_0=30$ dB

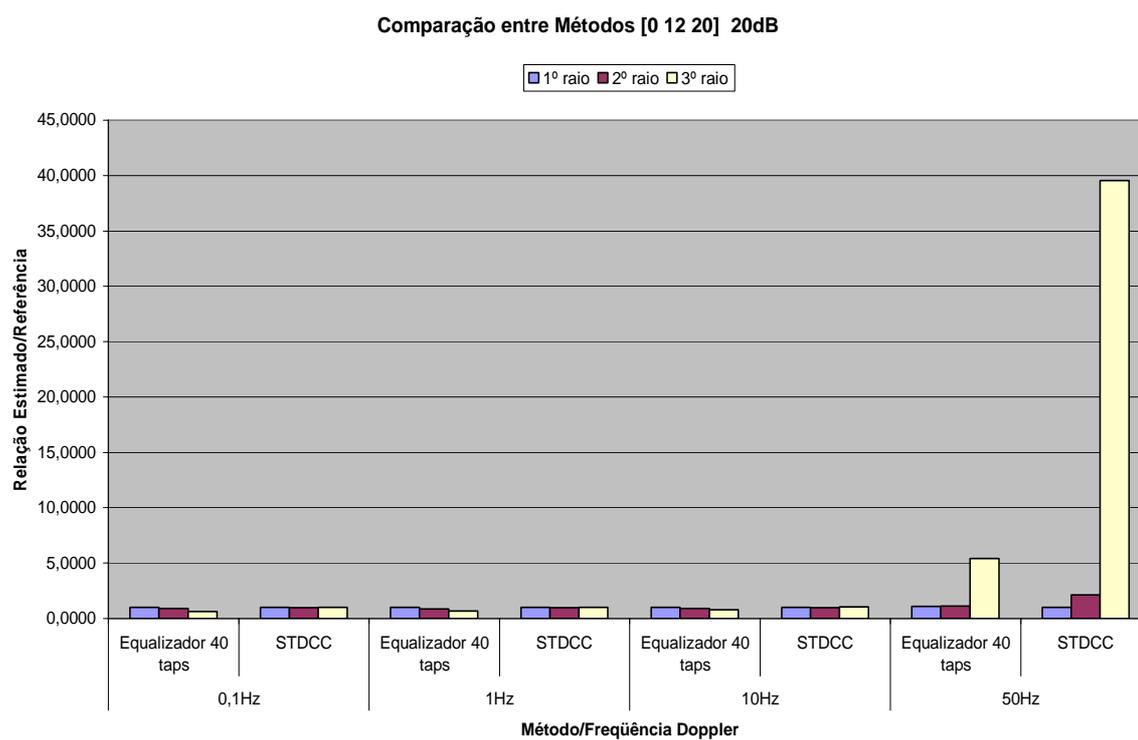


Figura 5.23 - Comparação entre métodos. Canal [0 12 20], $E_b/N_0=20$ dB

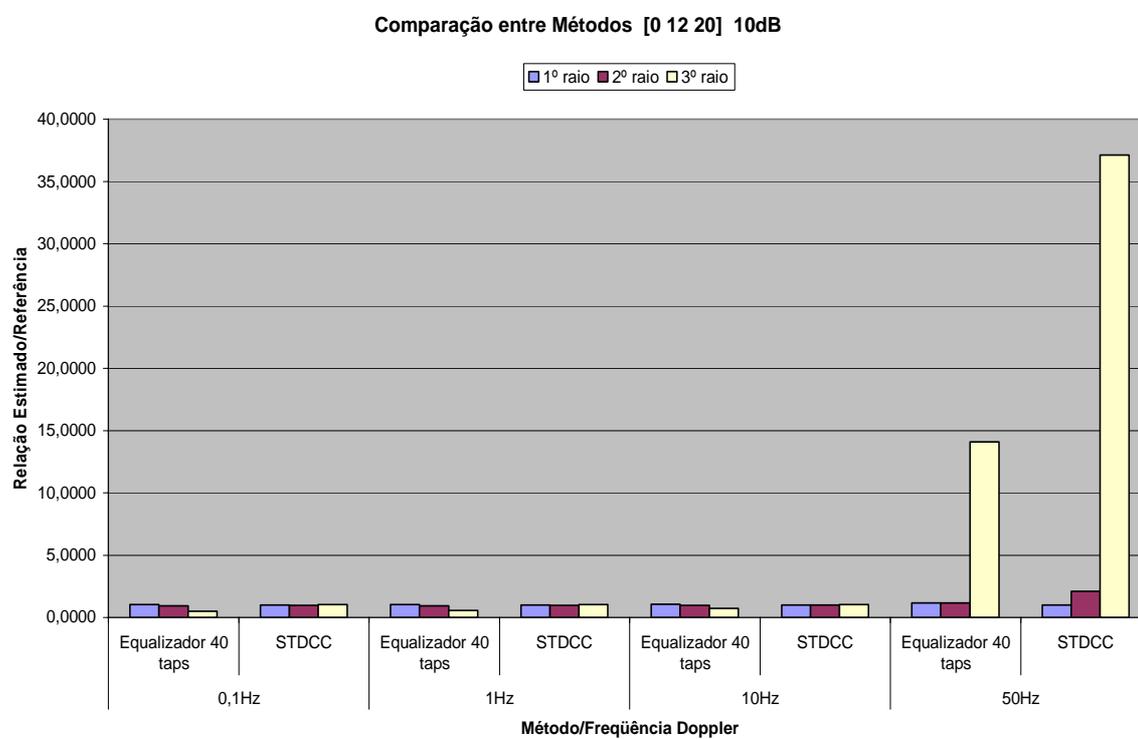


Figura 5.24 - Comparação entre métodos. Canal [0 12 20], $E_b/N_0=10$ dB

5.11.5 Comportamento da sonda empregando equalizadores, com variação do valor de Doppler, no canal [0 2 5]

5.11.5.1 Relação $E_b/N_0=90$ dB

Como já mencionado, o número de tomadas do equalizador altera significativamente a capacidade de estimação dos raios do canal rádio móvel. Pode-se observar, no gráfico de comparação entre os métodos, na Figura 5.19, que os valores estimados são bastante precisos, desde que empregando equalizadores de 40 tomadas, se comparado com o método STDCC. Neste gráfico foram eliminados os resultados para 50 Hz de Doppler, com o objetivo de se obter uma melhor escala de observação. Vale lembrar que a sonda STDCC, quando implementada para o período de símbolo aqui usado, com $0,1 \mu s$ de duração, equivalendo a uma taxa de transmissão de bits (símbolo, em BPSK) de $10 MHz$, só resolve Doppler até $\pm 10 Hz$, portanto $\pm 50 Hz$ já seria uma situação fora dos limites do método STDCC, mas possível de ser simulada com o Matlab. Mesmo para equalizadores de 20 tomadas, constata-se que o erro máximo é de, aproximadamente, 9% para o terceiro raio, em 1 Hz. Já para o equalizador de 40 tomadas, o erro máximo é, aproximadamente, 1% para o segundo raio, em 1 Hz.

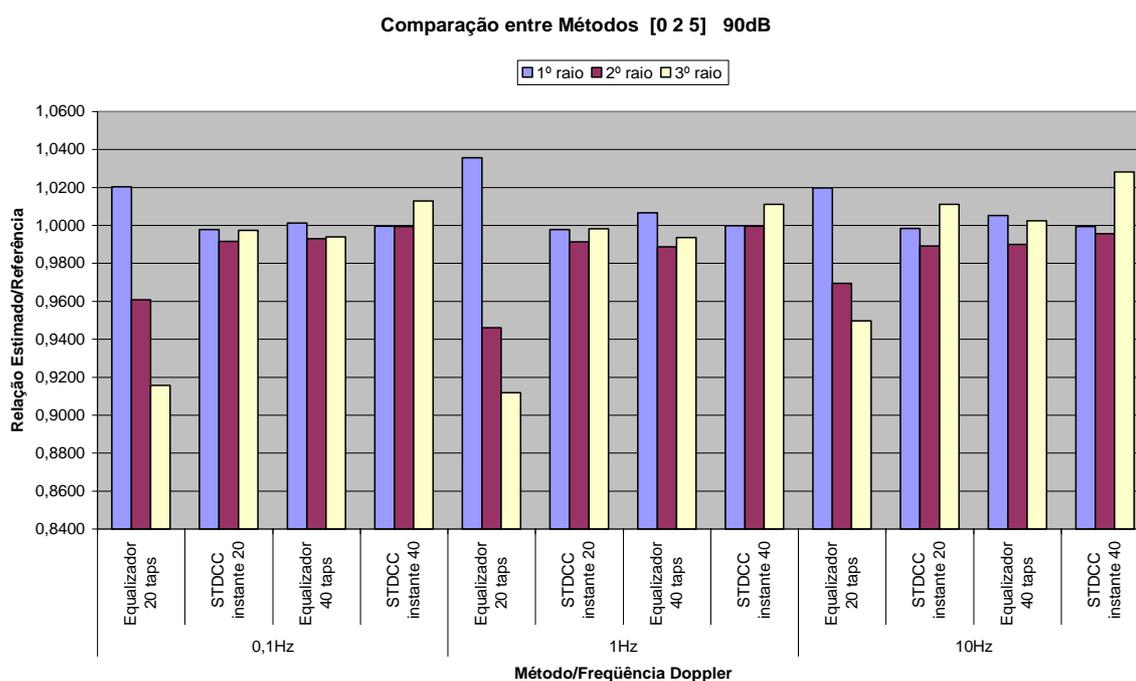


Figura 5.25 - Comparação entre métodos. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=90$ dB

5.11.5.2 Relação $E_b/N_0=30$ dB e 20 dB

A variação dos resultados deste método, com degradações de 60 dB e 70 dB, respectivamente, na relação E_b/N_0 , é mínima, em alguns casos alterando a relação estimado/referência de forma a fazê-la divergir e, em outros, fazendo convergir no sentido do valor ótimo, como se observa na Figura 5.26 e 5.27.

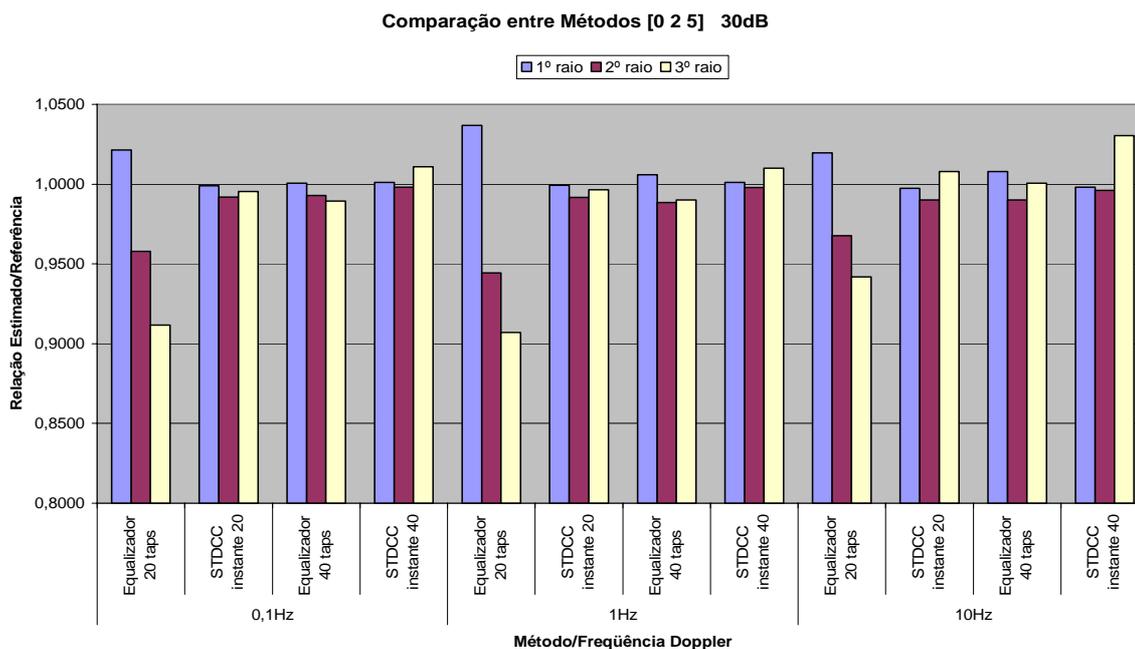


Figura 5.26 - Comparação entre métodos. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=30$ dB

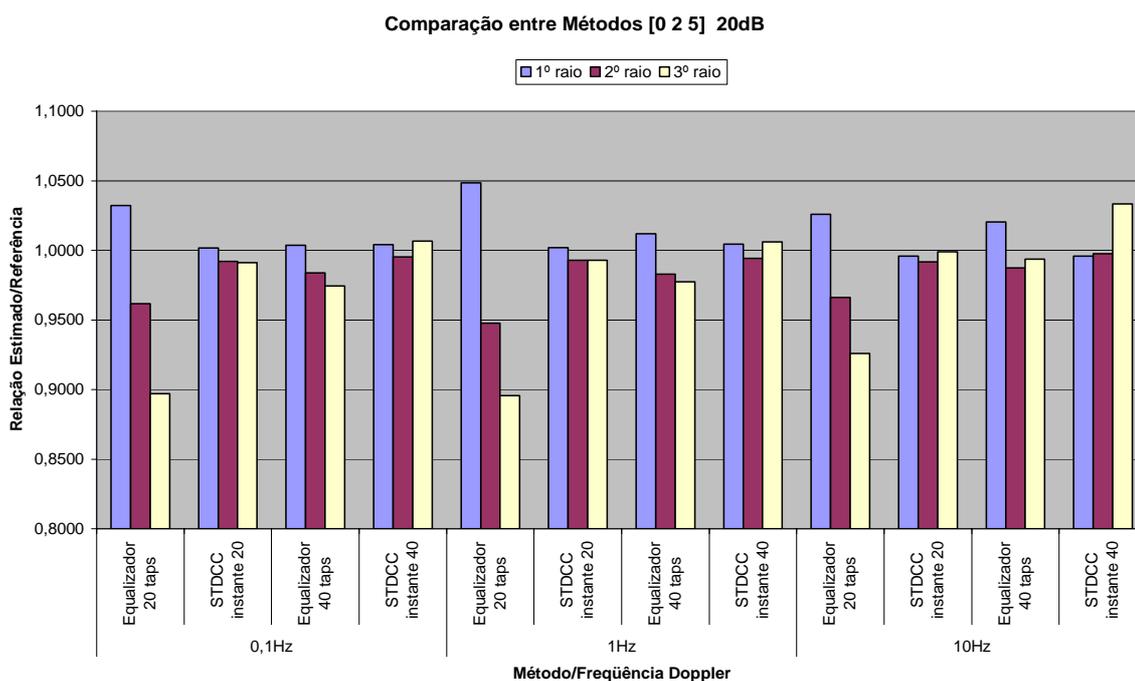


Figura 5.27 - Comparação entre métodos. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=20$ dB

5.11.5.3 Relação Eb/No=10 dB

Na Figura 5.28, observa-se para este valor da relação Eb/No, nota-se uma degradação na qualidade dos valores estimados, por exemplo, um aumento do erro de 8,44% com equalizadores de 40 tomadas em 0,1 Hz, se comparado com a relação Eb/No de 20 dB. Este valor da relação energia do bit/densidade espectral de potência de ruído, determina uma taxa de erro de bit (TEB) de, aproximadamente, $2,5 \times 10^{-2}$, como mencionado no item 5.10.1.

A despeito desta piora na TEB poder explicar a deficiência de qualidade quando se usam equalizadores, pois a presença do ruído perturba a convergência do algoritmo, a sonda STDCC apresenta, pelo menos até este valor de Eb/No, resultados bastante precisos, porém, já degradados.

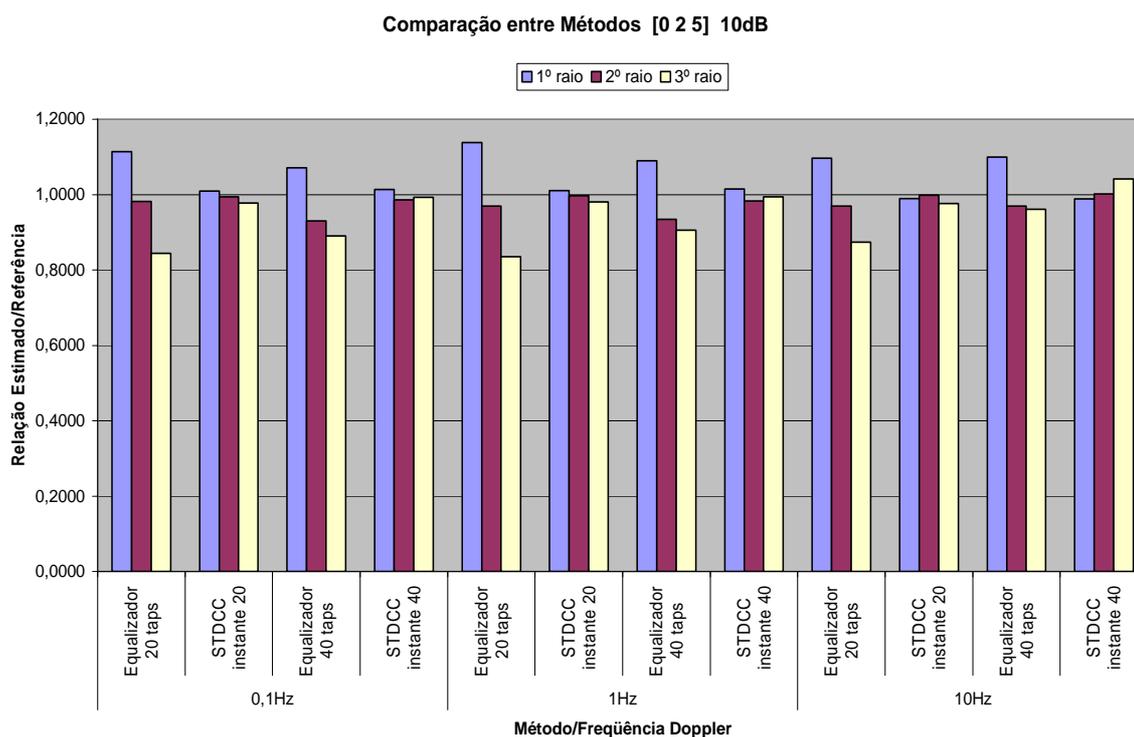


Figura 5.28 - Comparação entre métodos. Canal [0 2 5], Eb/No=10 dB

5.11.6 Comportamento da sonda empregando equalizadores, com variação do valor de Doppler, no canal [0 12 20]

Os comentários, a seguir, se aplicam a todos os valores de E_b/N_0 simulados, cujos resultados são apresentados nas Figuras 5.29 a 5.32.

Como foi usado um equalizador curto, se comparado ao atraso dos raios deste canal, não se esperava resultados precisos pelo uso do método dos equalizadores. Deve-se lembrar que, entre cada tomada deste equalizador usado, do tipo não fracionário, existe uma célula de atraso correspondendo ao período de um símbolo. Assim, um equalizador de quarenta tomadas possui trinta e nove células de atraso, o que é muito pouco para equalizar um canal cujo atraso relativo ao terceiro raio corresponde a vinte vezes a duração do símbolo. Aqui, também, foram eliminados os resultados para 50 Hz de deslocamento Doppler, com o objetivo obter uma melhor escala de observação.

Mais uma vez é observado que o ruído afeta a estimação feita pelos equalizadores, desde que haja uma degradação acentuada da relação E_b/N_0 . Observa-se, nas Figuras 5.31 e 5.32, que nos resultados com valores de 90 dB e 30 dB não se observa alterações significativas, mas este é muito influenciando quando esta relação chega a 10 dB.

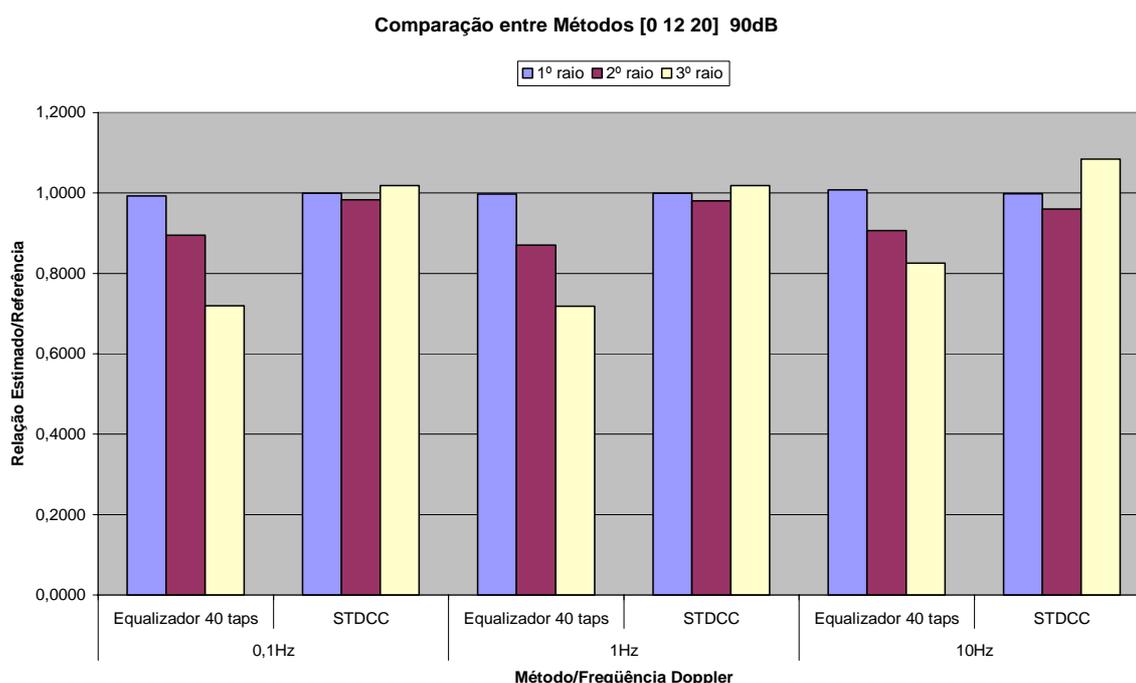


Figura 5.29 - Comparação entre métodos. Canal [0 12 20], $E_b/N_0=90$ dB

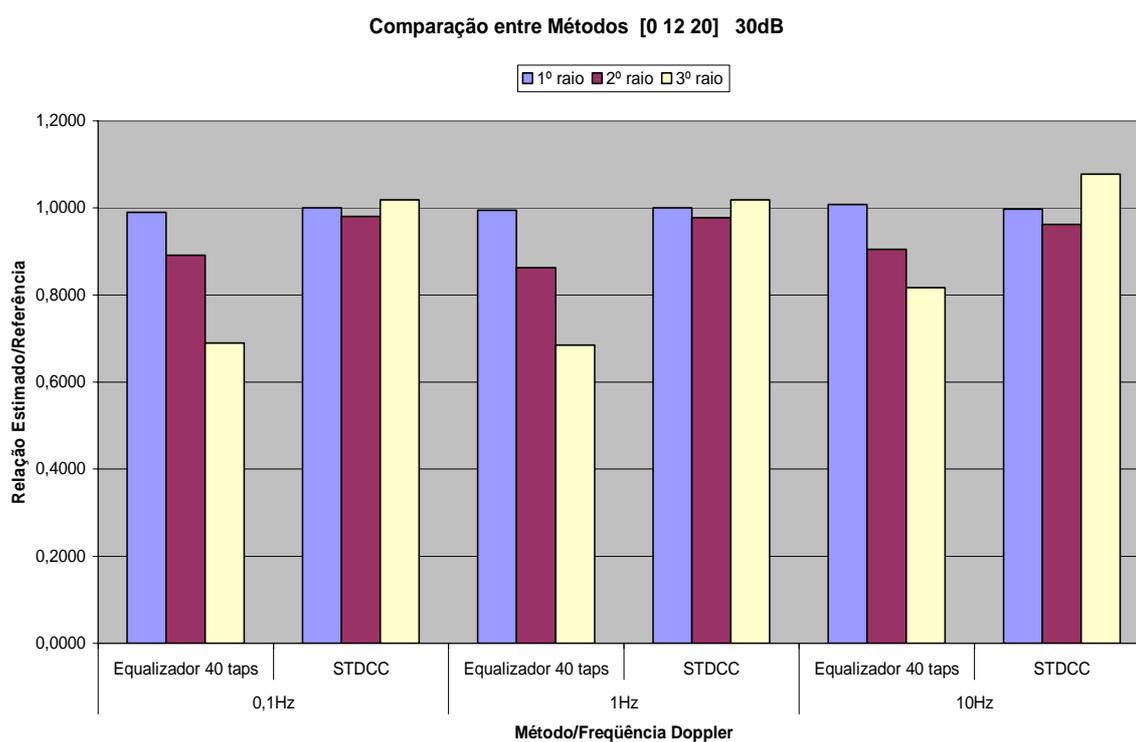


Figura 5.30 - Comparação entre métodos. Canal [0 12 20], $E_b/N_0=30$ dB

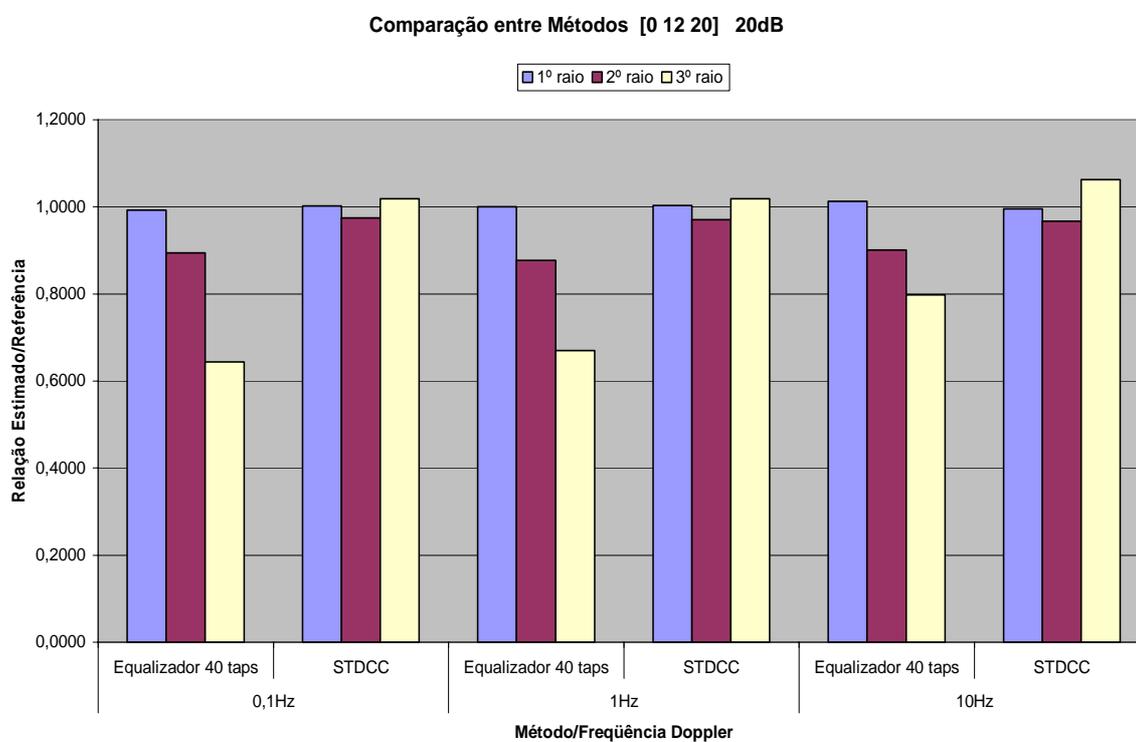


Figura 5.31 - Comparação entre métodos. Canal [0 12 20], $E_b/N_0=20$ dB

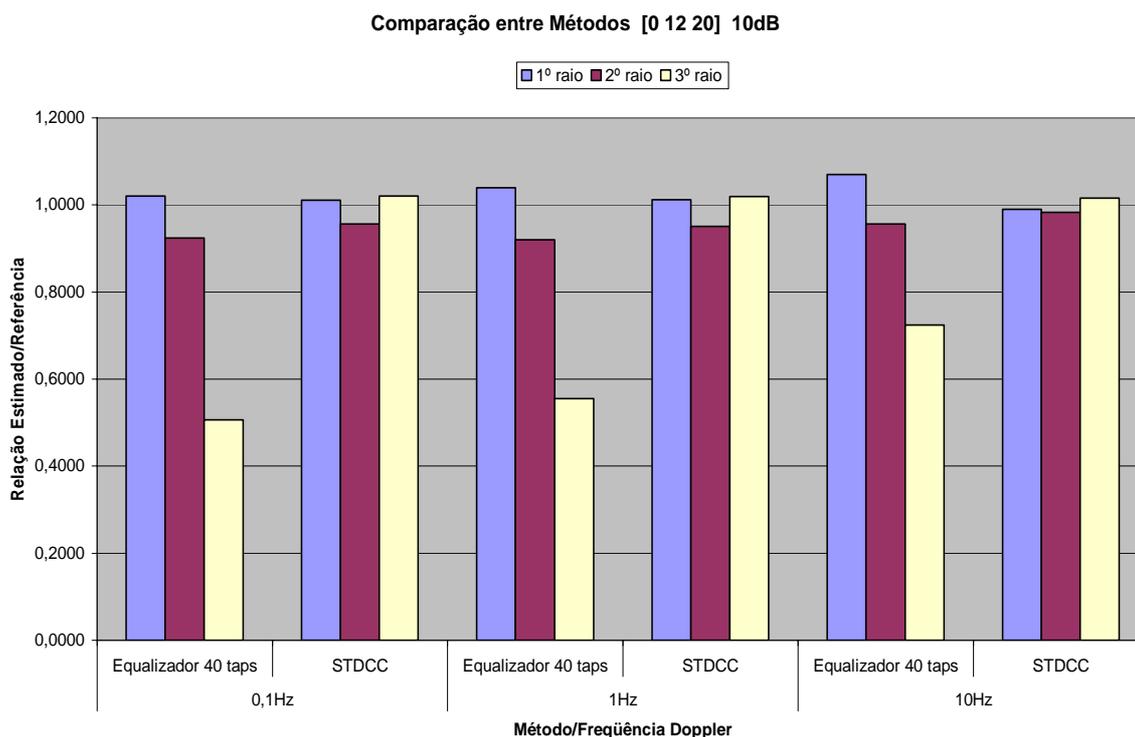


Figura 5.32 - Comparação entre métodos. Canal [0 12 20], $E_b/N_0=10$ dB

5.11.7 Análise da eficiência de equalização

O efeito do ruído fica explícito, no método dos equalizadores, através da redução da **eficiência de equalização**. Este indicador foi criado com o intuito de procurar estabelecer uma relação entre o que se denomina eficiência de equalização, já definida no item 5.10.2, e a precisão na estimação das amplitudes dos raios do canal rádio móvel. Como subproduto, pode-se constatar o efeito do aumento do ruído sobre a qualidade da equalização.

A Figura 5.33, apresenta os valores calculados da eficiência de equalização, para o canal [0 2 5] e $E_b/N_0=90$ dB.

Constata-se que, como já era previsto, que os equalizadores de 40 tomadas apresentam valores mais elevados para este parâmetro, se comparados no mesmo valor de Doppler. Nota-se, também, que a eficiência de equalização máxima alcançada por um equalizador de 20 tomadas é igual a 30 dB, para o segundo raio em 10 Hz, enquanto, para um equalizador de 40 tomadas, esta eficiência ultrapassa 50 dB para o segundo raio, também em 10 Hz.

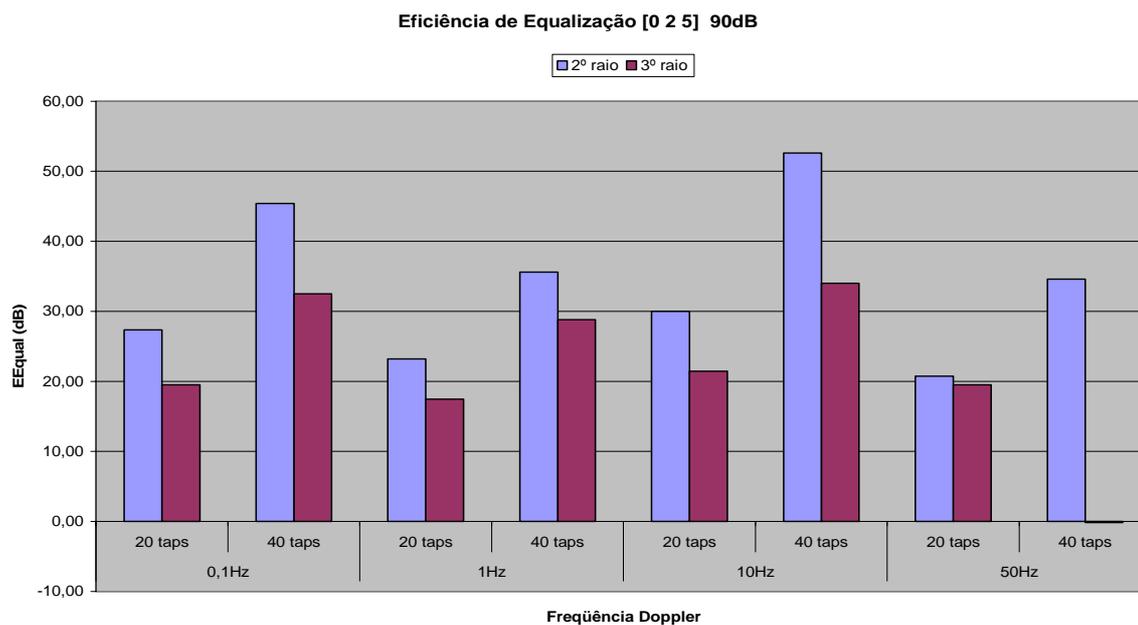


Figura 5.33 - Eficiência de equalização. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=90$ dB

Analisando o comportamento da eficiência de equalização com outros valores de ruído, observa-se que a mesma decresce pouco, se comparados os resultados para 90 dB e 30 dB, este na Figura 5.34. No entanto, existe uma sensível variação entre 30dB e 20dB, tornando-se extrema entre 20 dB e 10 dB, como se vê nas Figuras 5.35 e 5.36.

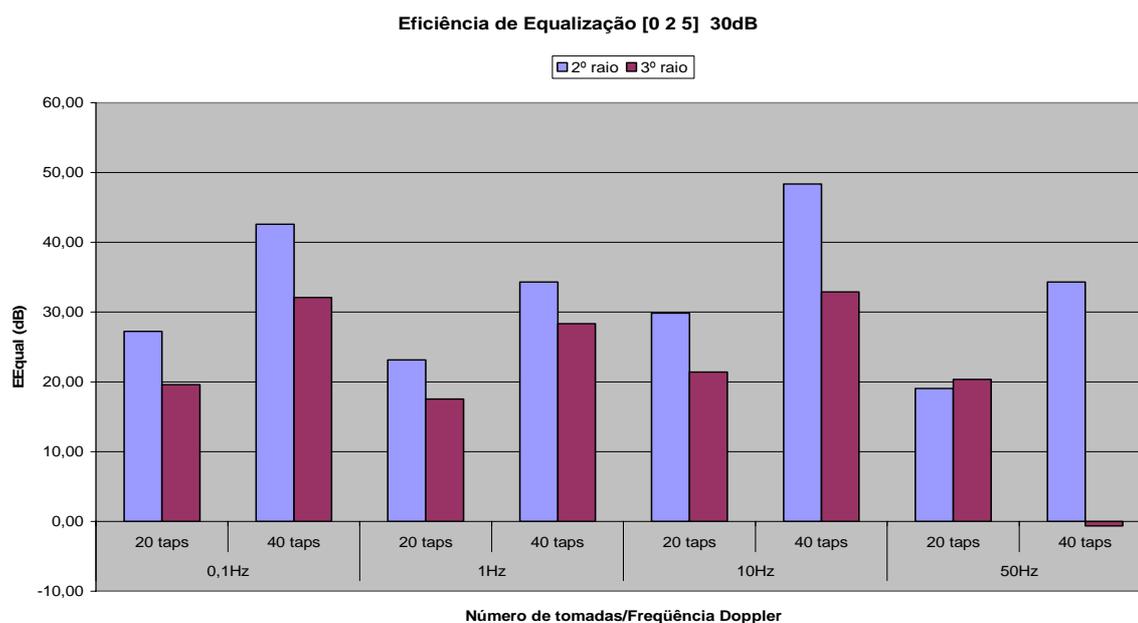


Figura 5.34 - Eficiência de equalização. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=30$ dB

Observa-se, também, que com a degradação da relação E_b/N_0 , a diferença entre eficiência de equalização desaparece entre os equalizadores de 20 tomadas e 40 tomadas para $E_b/N_0=10$ dB, se comparadas para o mesmo Doppler.

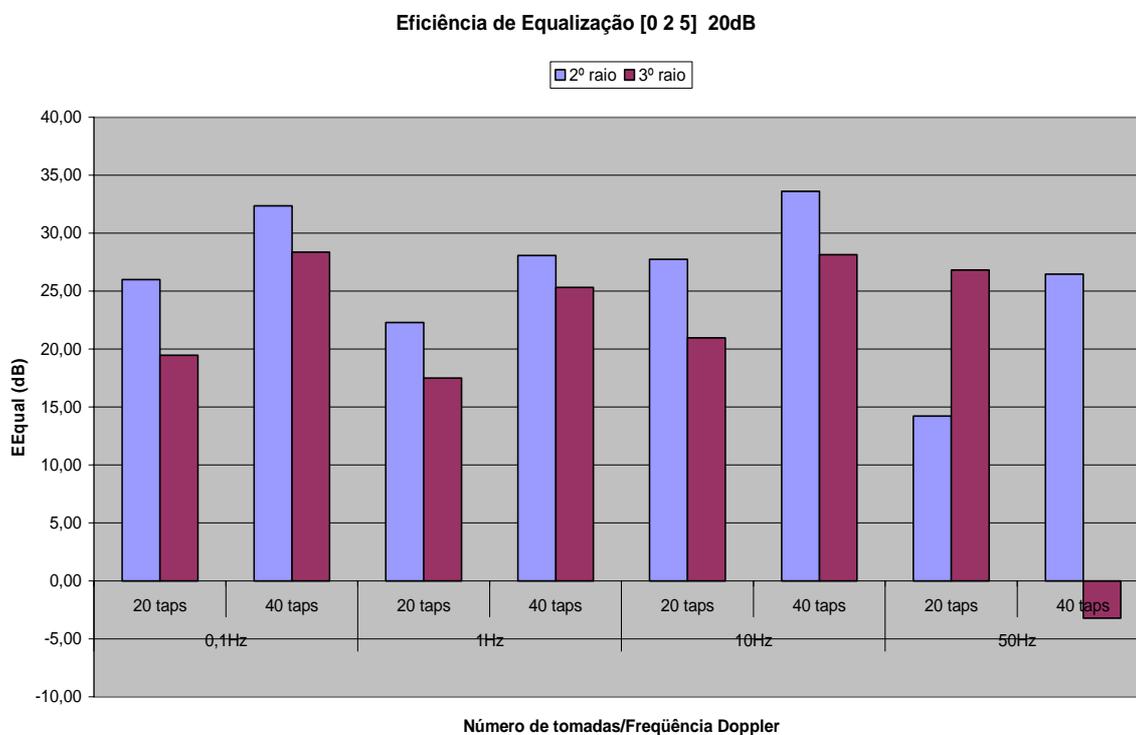


Figura 5.35 - Eficiência de equalização. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=20$ dB

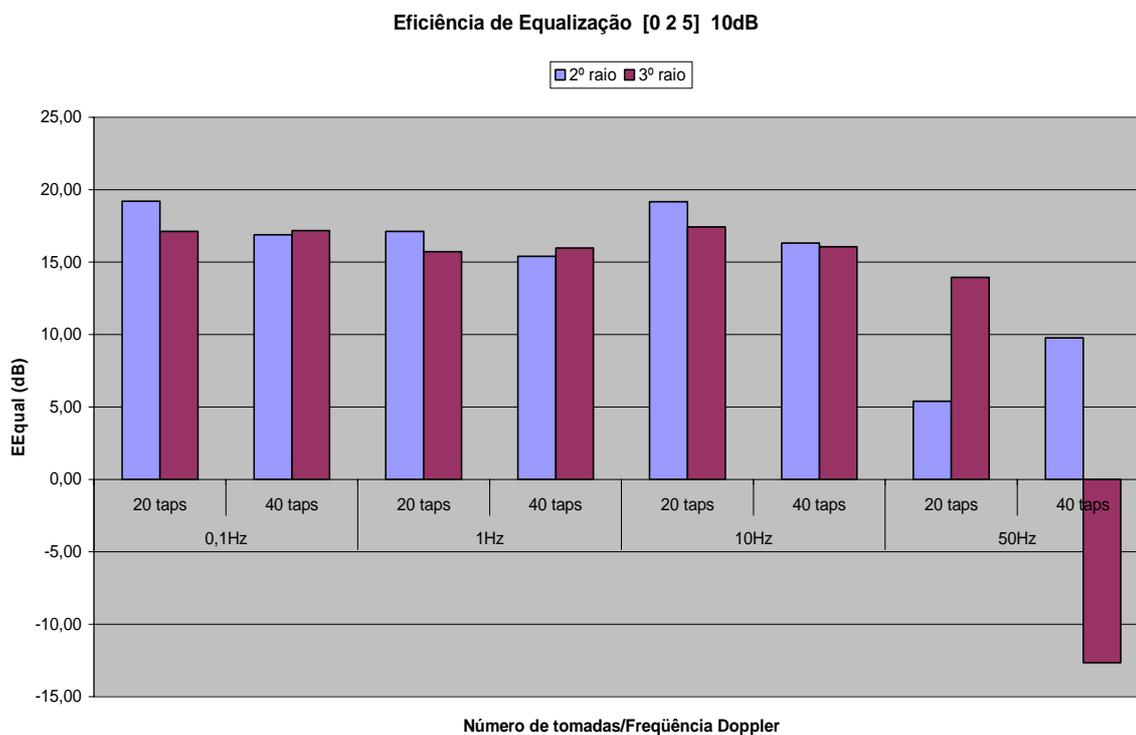


Figura 5.36 - Eficiência de equalização. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=10$ dB

5.11.8 Comparação entre eficiência de equalização e relação estimado/referência

Procurando estabelecer uma relação entre os parâmetros **eficiência de equalização** e **relação estimado/referência** montou-se a Tabela 5.1, correspondente a um valor de E_b/N_0 igual a 90 dB. Conclui-se que existe uma relação direta entre eles, isto é, quanto maior é o valor da eficiência de equalização, mais próximo de 1 (um) é a relação estimado/referência, embora não se tenha tentado estabelecer esta relação de maneira formal. Vê-se, entretanto, que esta não é linear. Acredita-se que uma possibilidade a ser estudada, posteriormente, seja a de associar a estes parâmetros, eficiência de equalização e relação estimado/referência, o módulo do raio pesquisado.

Canal [0 2 5] $E_b/N_0=90$ dB									
		0,1 Hz		1 Hz		10 Hz		50 Hz	
		20 taps	40 taps						
2º raio	Eficiência de equalização (dB)	27,34	45,41	23,20	35,58	30,01	52,61	20,73	34,62
	Relação estimado/referência	0,9608	0,9929	0,9460	0,9887	0,9694	0,9900	1,1404	1,1660
3º raio	Eficiência de equalização (dB)	19,49	32,50	17,47	28,81	21,46	34,01	19,50	-0,17
	Relação estimado/referência	0,9156	0,9939	0,9118	0,9936	0,9496	1,0025	0,8467	3,9006

Tabela 5.1 - Eficiência de equalização versus relação estimado/referência para $E_b/N_0 = 90$ dB.

Analisando as Tabelas 5.2, 5.3 e 5.4, nas quais são apresentados, para comparação, os valores da eficiência de equalização e da relação estimado/referência para os demais valores da relação E_b/N_0 simuladas, constata-se a permanência de uma aparente relação entre estes parâmetros.

Canal [0 2 5] Eb/No=30 dB									
		0,1 Hz		1 Hz		10 Hz		50 Hz	
		20 taps	40 taps						
2º raio	Eficiência de equalização (dB)	27,27	42,61	23,15	34,31	29,84	48,34	19,06	34,30
	Relação estimado/referência	0,9579	0,9928	0,9444	0,9884	0,9676	0,9901	1,1166	1,1652
3º raio	Eficiência de equalização (dB)	19,58	32,09	17,57	28,33	21,39	32,92	20,35	-0,65
	Relação estimado/referência	0,9117	0,9893	0,9070	0,9900	0,9417	1,0006	0,8360	4,0768

Tabela 5.2 - Eficiência de equalização versus relação estimado/referência para Eb/No = 30 dB.

Canal [0 2 5] Eb/No=20 dB									
		0,1 Hz		1 Hz		10 Hz		50 Hz	
		20 taps	40 taps						
2º raio	Eficiência de equalização (dB)	26,00	32,37	22,27	28,07	27,74	33,62	14,23	26,47
	Relação estimado/referência	0,9617	0,9837	0,9476	0,9828	0,9662	0,9872	1,0592	1,1741
3º raio	Eficiência de equalização (dB)	19,47	28,34	17,50	25,32	20,98	28,14	26,83	-3,23
	Relação estimado/referência	0,8969	0,9745	0,8957	0,9774	0,9260	0,9938	0,8151	4,3534

Tabela 5.3 - Eficiência de equalização versus relação estimado/referência para Eb/No = 20 dB.

Canal [0 2 5] Eb/No=10 dB									
		0,1 Hz		1 Hz		10 Hz		50 Hz	
		20 taps	40 taps						
2º raio	Eficiência de equalização (dB)	19,21	16,90	17,11	15,41	19,18	16,31	5,39	9,76
	Relação estimado/referência	0,9815	0,9299	0,9697	0,9345	0,9698	0,9702	0,8372	1,1738
3º raio	Eficiência de equalização (dB)	17,11	17,18	15,71	15,96	17,42	16,06	13,93	-12,65
	Relação estimado/referência	0,8439	0,8901	0,8353	0,9058	0,8737	0,9609	0,7190	3,8912

Tabela 5.4 - Eficiência de equalização versus relação estimado/referência para Eb/No = 10 dB

Uma comparação semelhante para o canal [0 12 20] não é apresentada, pois isto não traria uma nova contribuição ao trabalho, já que não há equalizadores de diferentes comprimentos a serem comparados.

A despeito disto, foi calculada a eficiência de equalização para este canal, e os resultados são apresentados no Apêndice 9.3. Neste caso, porém, um equalizador de 40 tomadas é usado, já que com um menor número de tomadas, o efeito de equalização não seria suficiente para garantir uma estimação mínima do canal pesquisado. As conclusões são similares às daquelas do canal [0 2 5] para o caso de 20 tomadas, sendo que o erro encontrado para o terceiro raio, em 50 Hz de Doppler, foi muito menor que o do método STDCC.

5.11.9 Médias e desvio padrão

Para conclusão da comparação dos resultados numéricos, foram calculados a média e o desvio padrão, por raio e por frequência Doppler. Assim, tem-se:

5.11.9.1 Análise por raio: Canal [0 2 5]

Observando-se as Figura 5.37, 5.38, 5.39 e 5.40, conclui-se que o comportamento dos métodos de estimação (STDCC e por equalizadores) por raio, apresentou-se sempre preciso para o primeiro raio, decaindo a qualidade de estimação para o segundo raio e principalmente para o terceiro. Deve-se realçar que o resultado pior, na média e desvio padrão, para o terceiro raio foi fortemente influenciado pelo valor irrisório do módulo deste em 50 Hz, tanto para o instante **vinte** quanto para o instante **quarenta**, o que produziu maiores erros. Mesmo assim, conclui-se que o uso dos equalizadores produz melhores resultados para os sinais fracos. Por outro lado, os multipercursos fracos pouco influem no comportamento do canal rádio móvel, não sendo relevante, em geral, a sua determinação. Além disso, verifica-se que o ruído térmico afeta mais o método dos equalizadores que o STDCC.

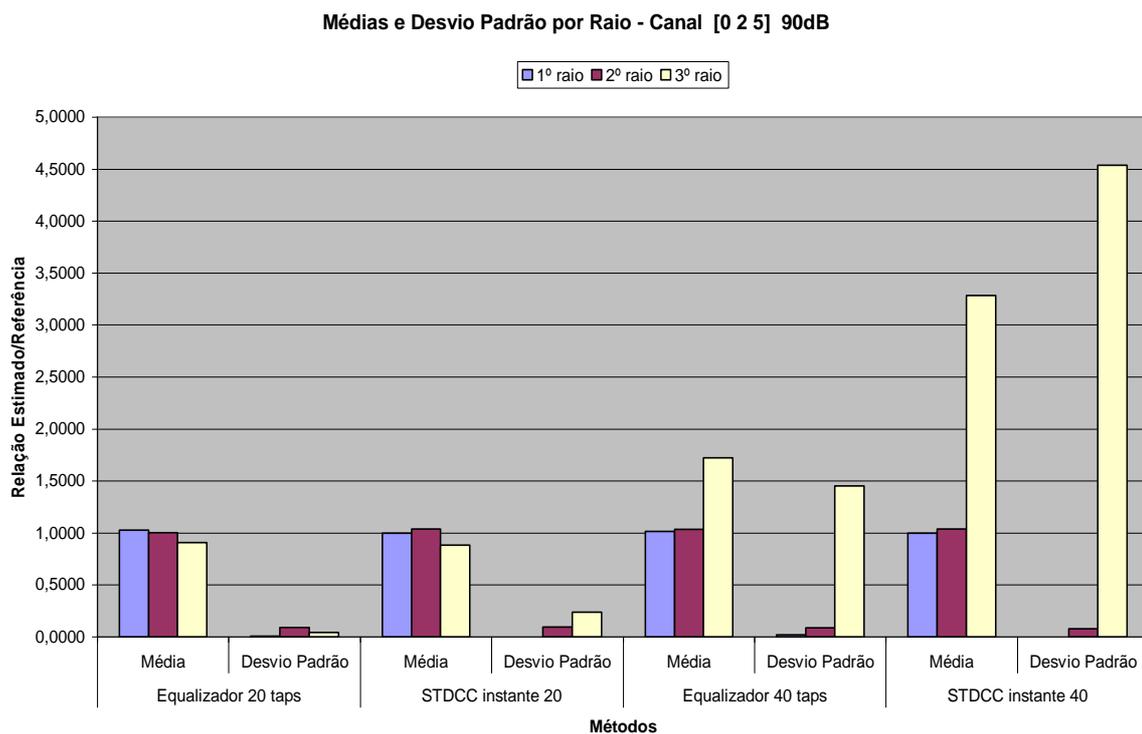


Figura 5.37 - Média e desvio padrão por raio. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=90$ dB

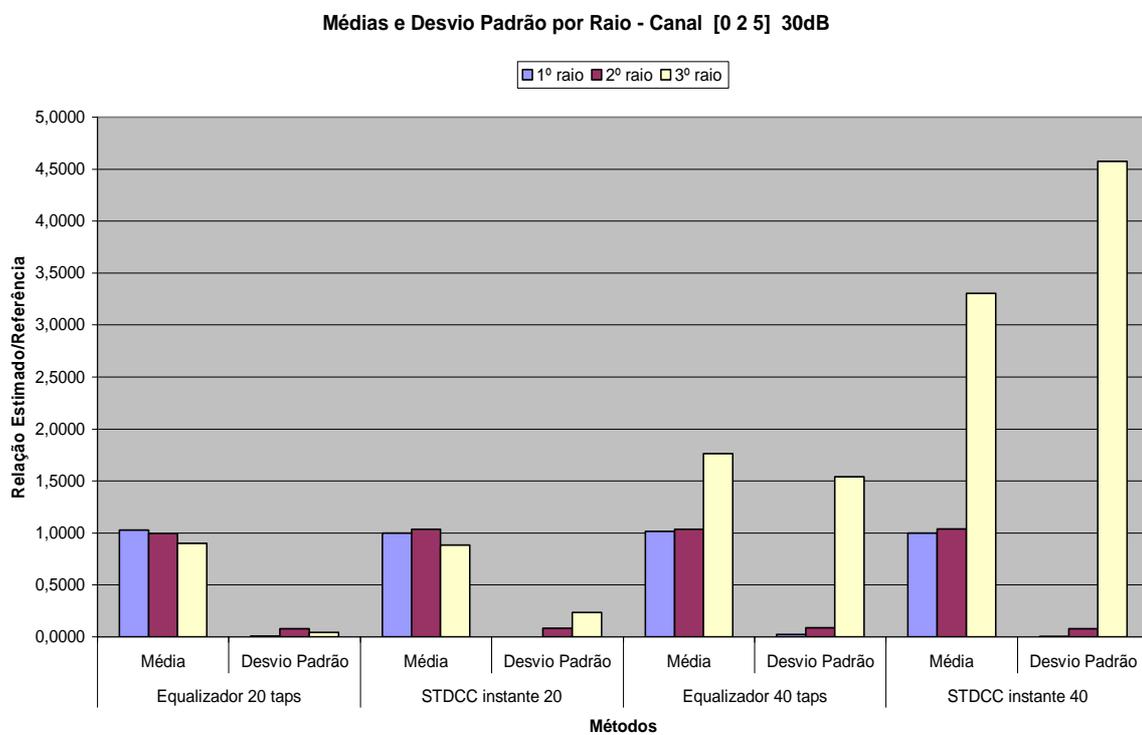


Figura 5.38 - Média e desvio padrão por raio. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=30$ dB

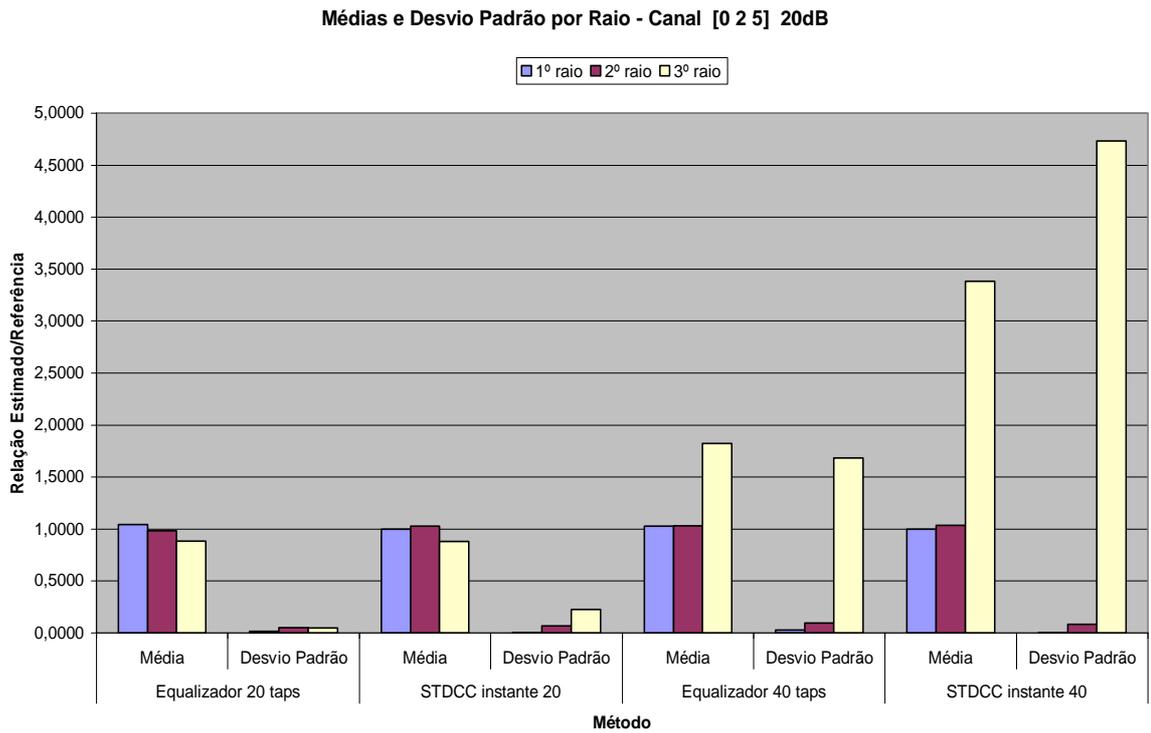


Figura 5.39 - Média e desvio padrão por raio. Canal [0 2 5], Eb/No=20 dB

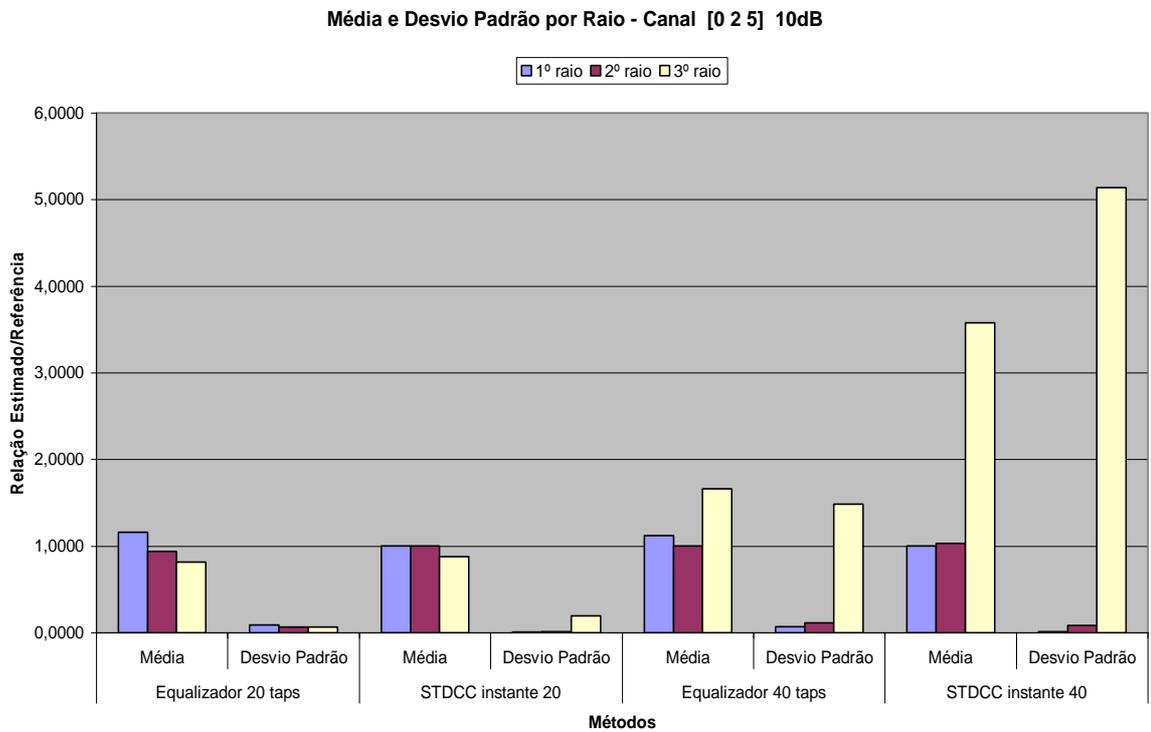


Figura 5.40 - Média e desvio padrão por raio. Canal [0 2 5], Eb/No=10 dB

5.11.9.2 Análise por Doppler: Canal [0 2 5]

Analisando as Figuras 5.41 a 5.44, verifica-se que a frequência de Doppler pouco influi na qualidade dos métodos pesquisados, mostrando que a mesma é praticamente independente da velocidade relativa entre o transmissor e o receptor. Novamente os resultados para 50 Hz se mostraram piores, em decorrência do módulo do terceiro raio. É interessante notar, comparando as diferentes relações E_b/N_0 , o aumento do desvio padrão pelo aumento do ruído em ambos os métodos.

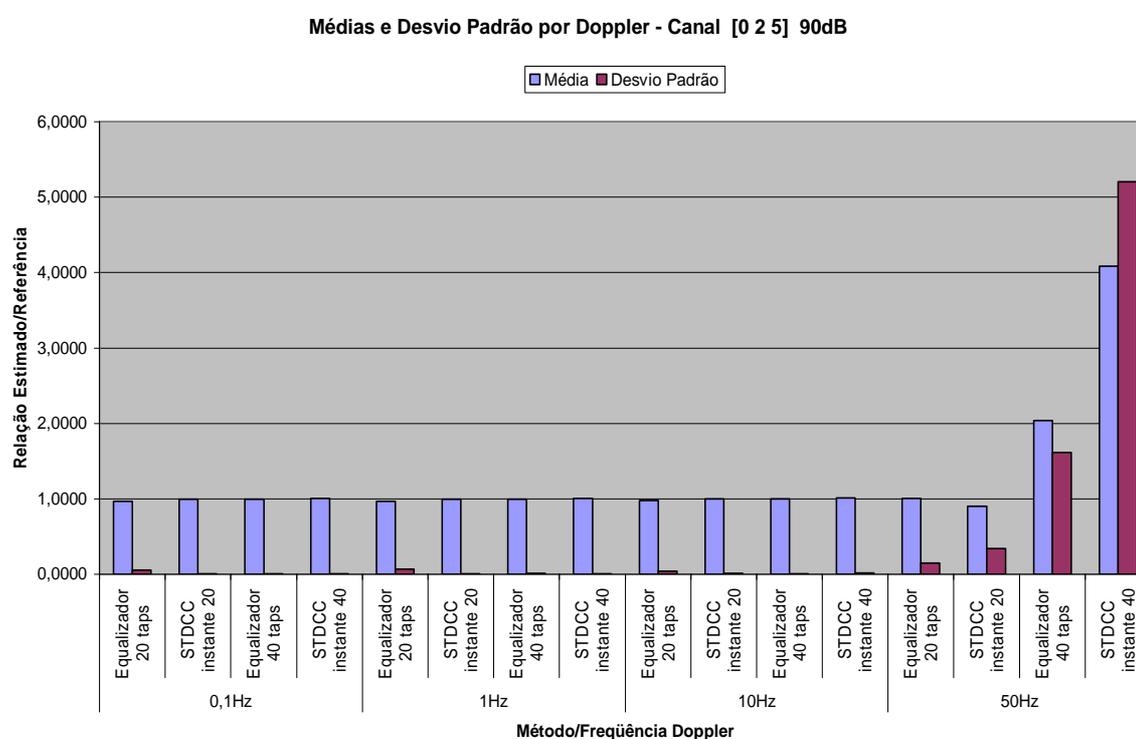


Figura 5.41 - Média e desvio padrão por Doppler. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=90$ dB

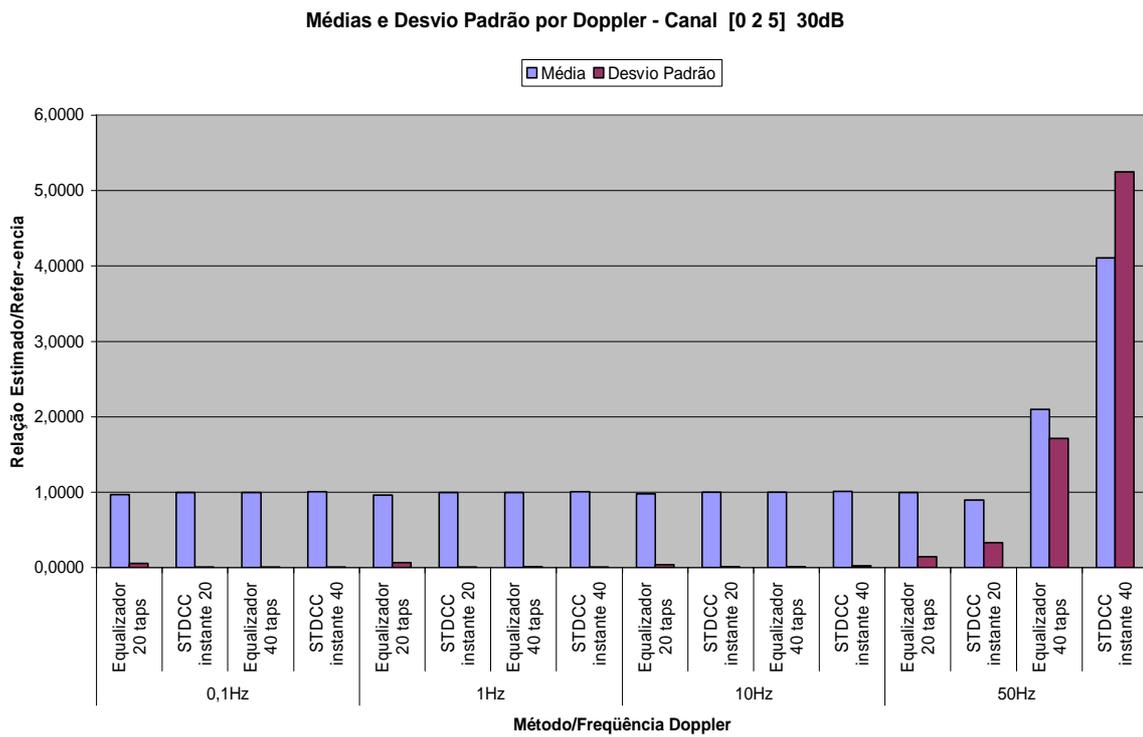


Figura 5.42 - Média e desvio padrão por Doppler. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=30$ dB

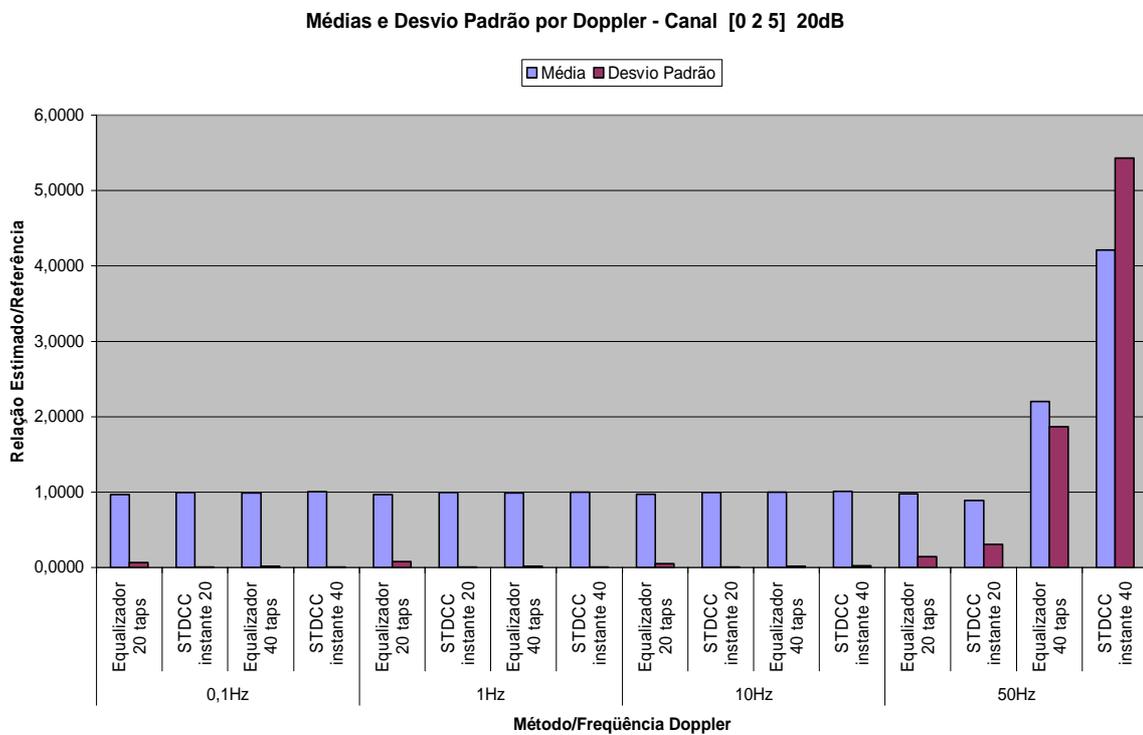


Figura 5.43 - Média e desvio padrão por Doppler. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=20$ dB

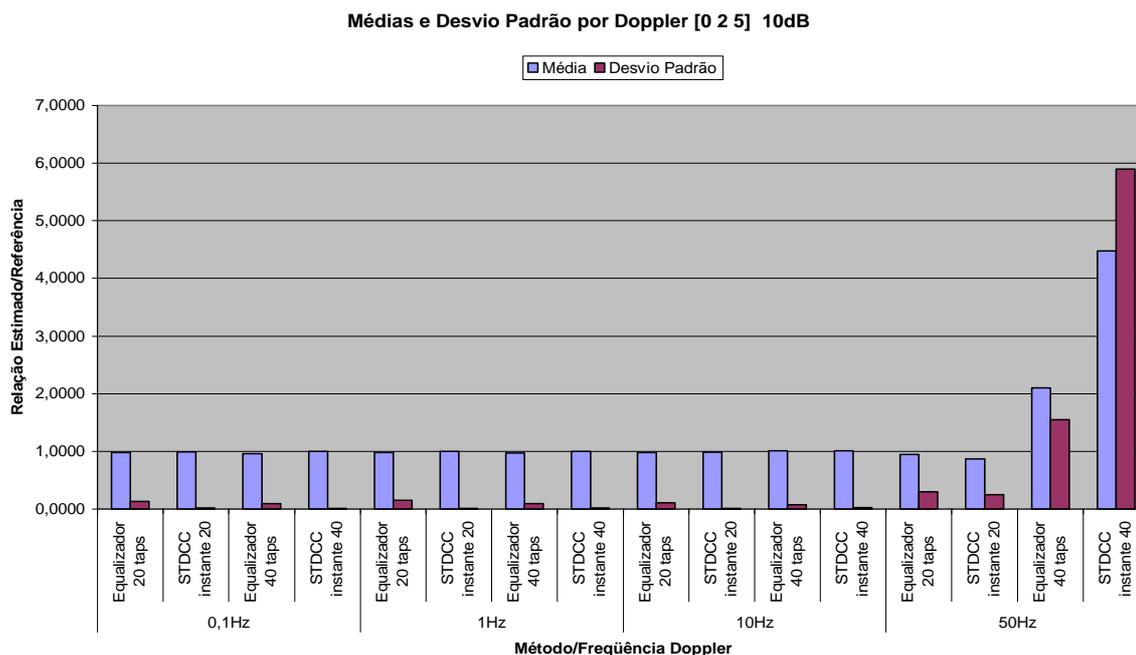


Figura 5.44 - Média e desvio padrão por Doppler. Canal [0 2 5], $E_b/N_0=10$ dB

5.11.9.3 Análise por raio e por Doppler: Canal [0 12 20]

Aqui são apresentadas, nas Figuras 5.45 a 5.48, somente os resultados para 90 dB e 10 dB, deixando-se de apresentar comentários para este canal, pelo fato destes serem análogos aos do canal [0 2 5].

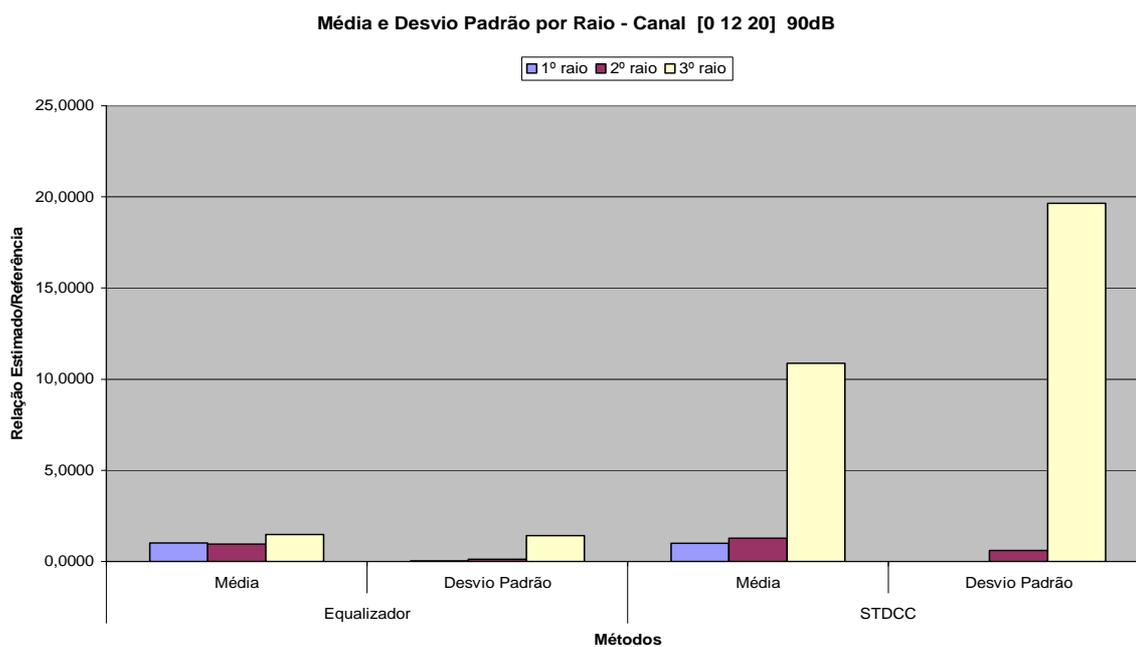


Figura 5.45 - Média e desvio padrão por raio. Canal [0 12 20], $E_b/N_0=90$ dB

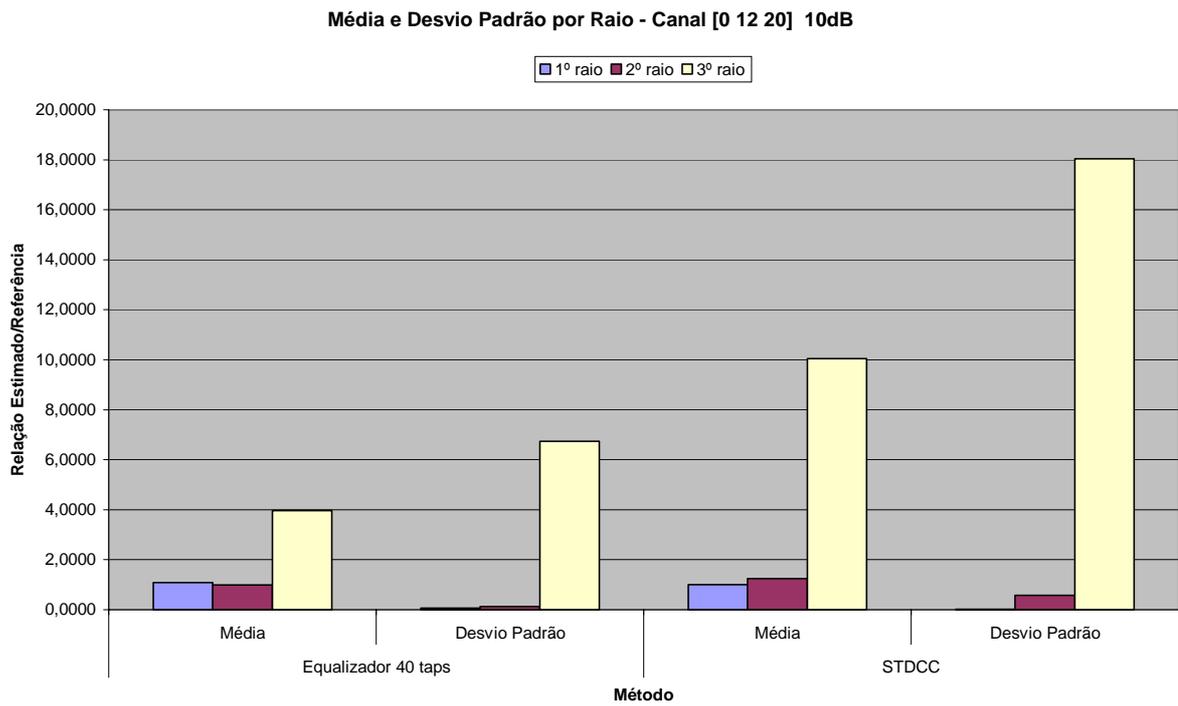


Figura 5.46 - Média e desvio padrão por raio. Canal [0 12 20], Eb/No=10 dB

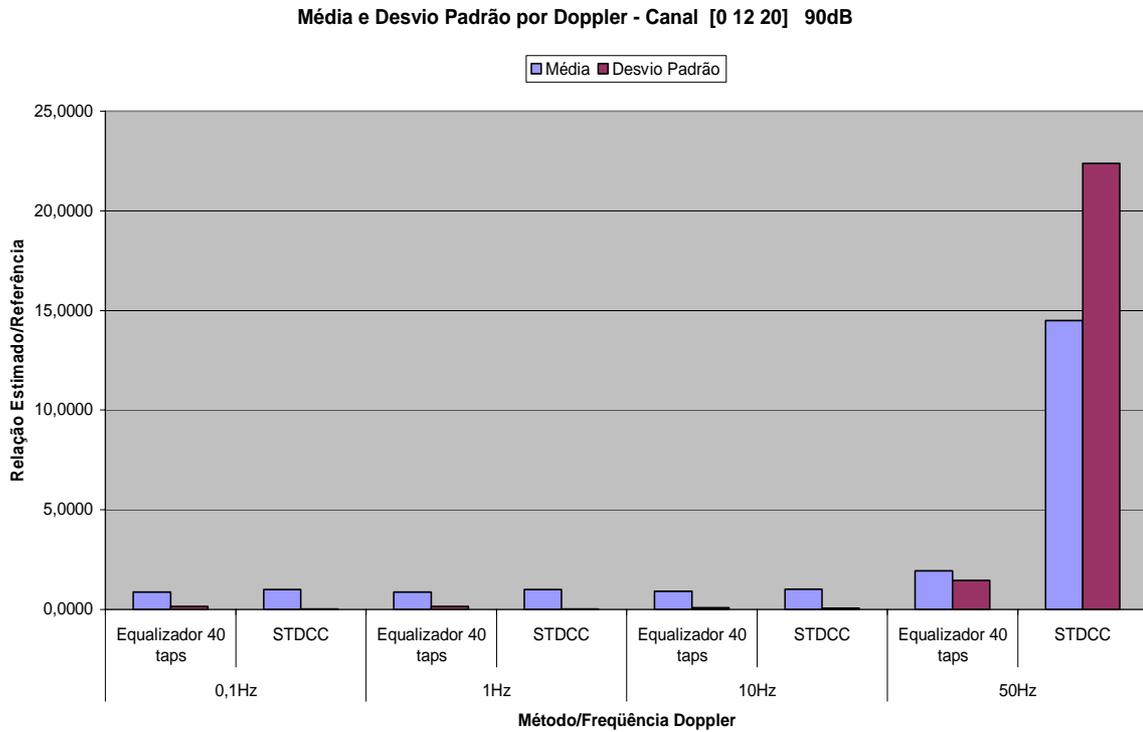


Figura 5.47 - Média e desvio padrão por Doppler. Canal [0 12 20], Eb/No=90 dB

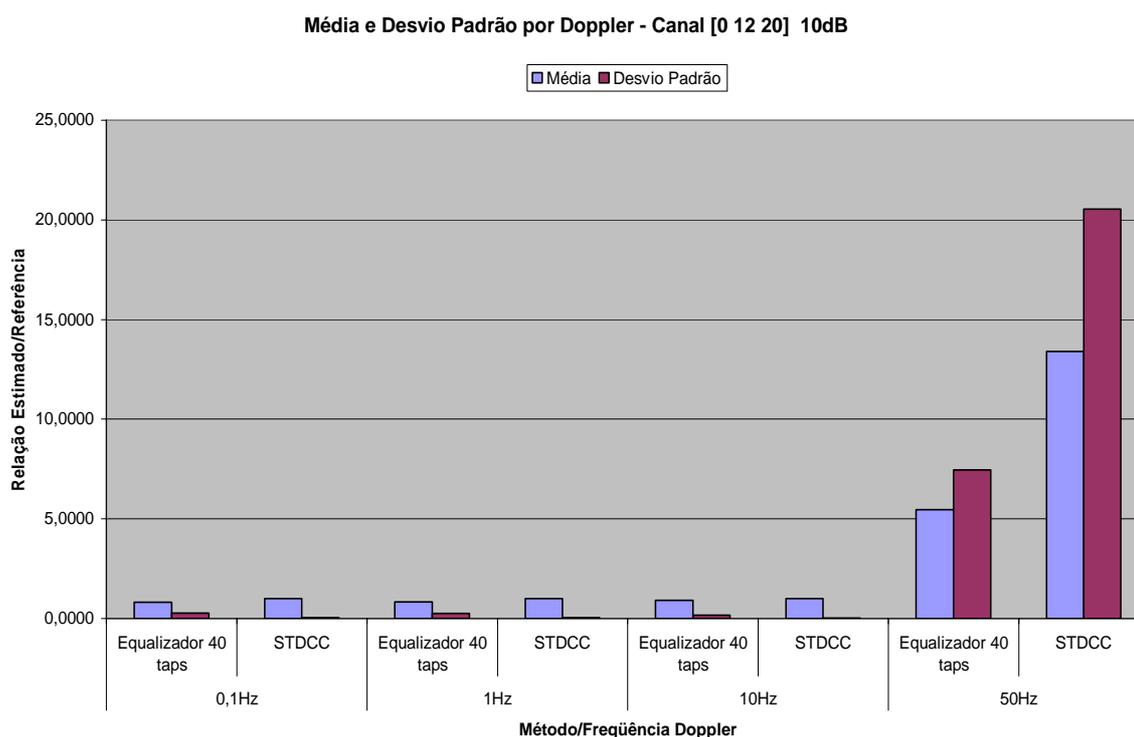


Figura 5.48 - Média e desvio padrão por Doppler. Canal [0 12 20], $E_b/N_0=10$ dB

5.12 ANÁLISE QUALITATIVA DOS MÉTODOS POR COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS NOS DOMÍNIOS DO TEMPO E FREQÜÊNCIA

5.12.1 Canais comparados

Para efeito de comparação dos métodos, foram usados:

- Os parâmetros do canal de referência obtidos diretamente da saída de ganhos do objeto *Multipath Rayleigh Fading Channel*, do modelo no *Simulink*;
- O canal estimado pelo método STDCC, considerando somente os componentes do canal dos instantes que, *a priori*, sabia-se existirem raios;
- O canal “ajustado”, isto é, o canal estimado pelo método dos equalizadores, considerando os valores obtidos do canal invertido do primeiro equalizador, invertidos novamente através do uso do segundo equalizador, do qual foram considerados, apenas, os valores estimados para os instantes dos raios que

se sabia estarem presentes. Foi usado, assim, o mesmo critério adotado para o método STDCC. Os demais instantes foram preenchidos com zeros.

No domínio da frequência, os parâmetros resposta **amplitude versus frequência** e **retardo de grupo versus frequência** foram escolhidos, enquanto, no domínio do tempo, a **resposta ao impulso**.

5.12.2 Nomenclatura

- O canal de referência foi identificado, nas legendas das figuras, como “canal”;
- O resultado da simulação pela técnica STDCC foi identificado, nas legendas das figuras, por “canalSTDCC”;
- O canal ajustado, estimado pelos equalizadores e alterado com a inserção de zeros foi identificado, nas legendas das figuras, por “canalSegundoEqual”.

5.12.3 Resultados selecionados

Com o intuito de reduzir o número de figuras a apresentar, foram selecionados os seguintes exemplos:

- Canal [0 2 5], **bem estimado**, para as relações E_b/N_0 iguais a 90 dB, 20 dB e 10 dB;
 - Para 20 tomadas;
 - Para 40 tomadas.
- Canal [0 2 5], **medianamente estimado**, para as relações E_b/N_0 extremas;
 - Com 20 tomadas;
 - Com 40 tomadas.
- Canal [0 12 20], **medianamente estimado**, para as relações E_b/N_0 extremas;
- Canal [0 2 5], em 50Hz, com 40 tomadas, pois este apresentou um dos maiores erros relativos.

O critério usado para classificar o canal como, **bem estimado** ou **medianamente estimado**, foi pela análise dos parâmetros erro de método e eficiência de equalização.

Não são apresentados os resultados para o canal [0 12 20] bem estimado, pelo fato de não se ter obtido um canal que assim pudesse ser classificado.

5.12.4 Canal [0 2 5] bem estimado

Pela análise dos resultados, já apresentados, foi escolhido este canal na frequência Doppler de 10 Hz.

5.12.4.1 Relação $E_b/N_0=90$ dB, 20 tomadas

As Figuras 5.49 até 5.51 mostram os resultados relativos aos dois domínios.

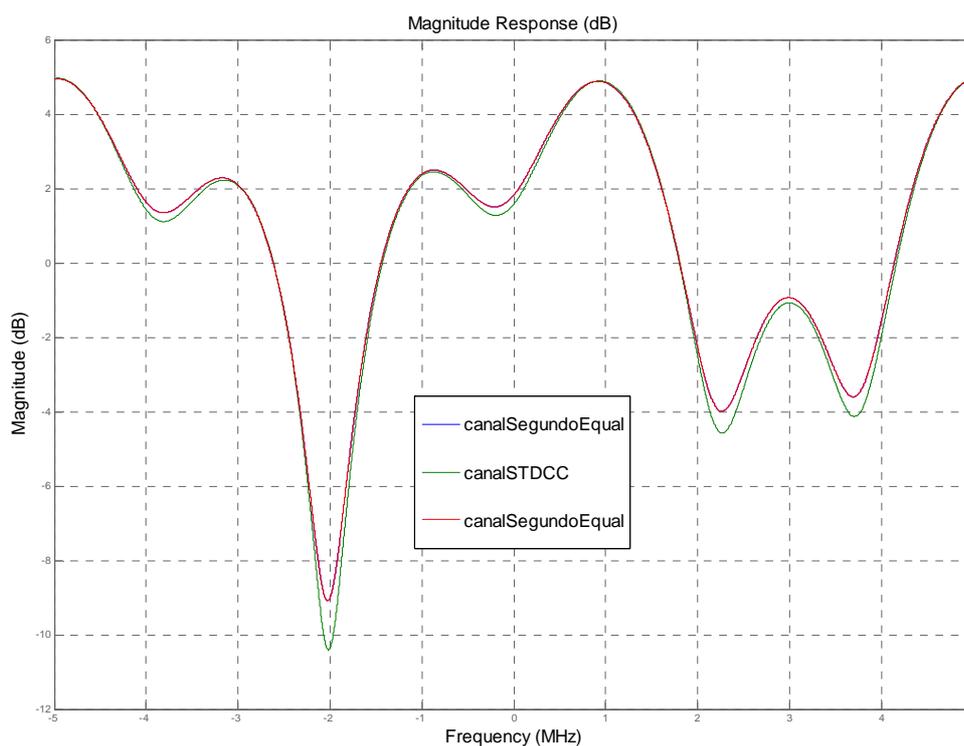


Figura 5.49 - Amplitude x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=90$ dB

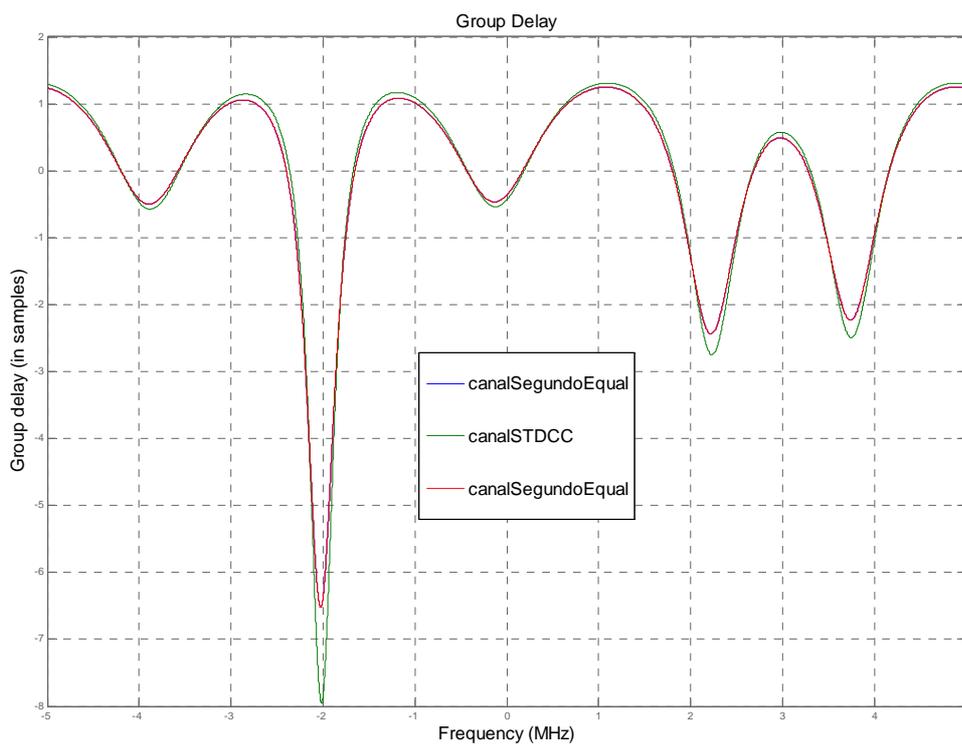


Figura 5.50 – Retardo de grupo x frequência. Canal [0 2 5]. Eb/No=90 dB

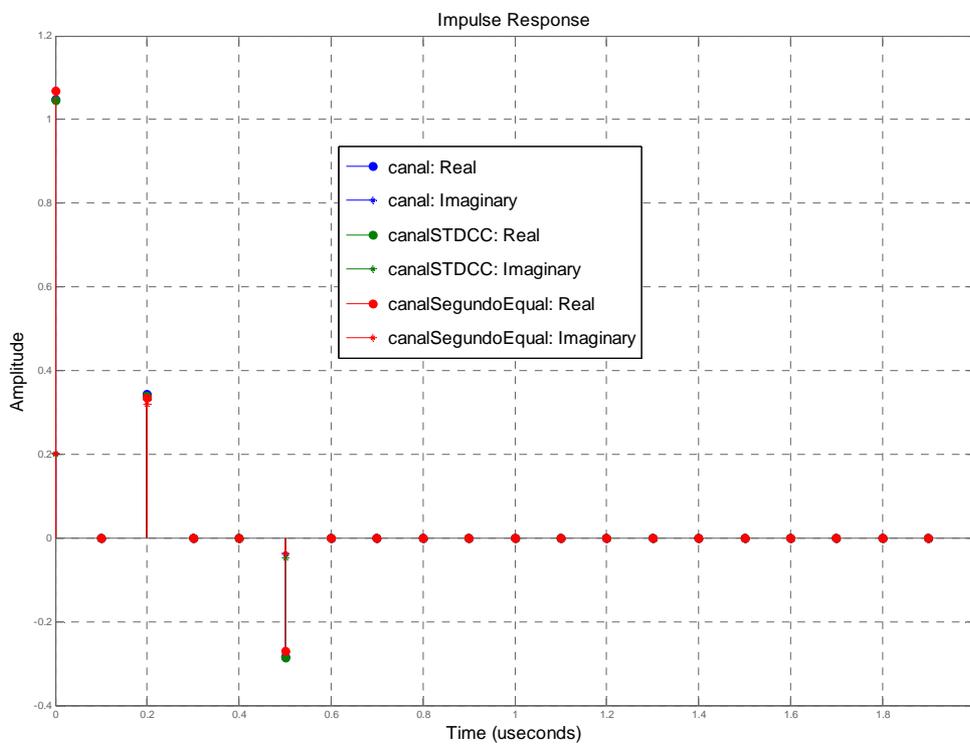


Figura 5.51 - Resposta ao impulso. Canal [0 2 5]. Eb/No=90 dB

5.12.4.2 Relação $E_b/N_0=90$ dB, 40 tomadas

As Figuras 5.52 até 5.54 mostram os resultados relativos aos dois domínios.

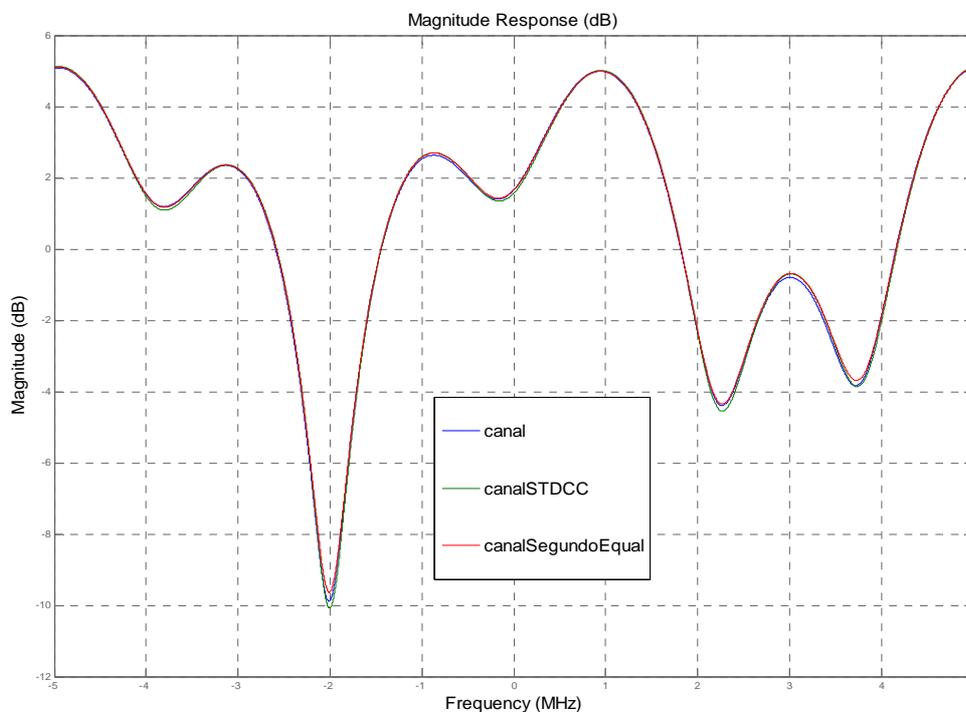


Figura 5.52 - Amplitude x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=90$ dB

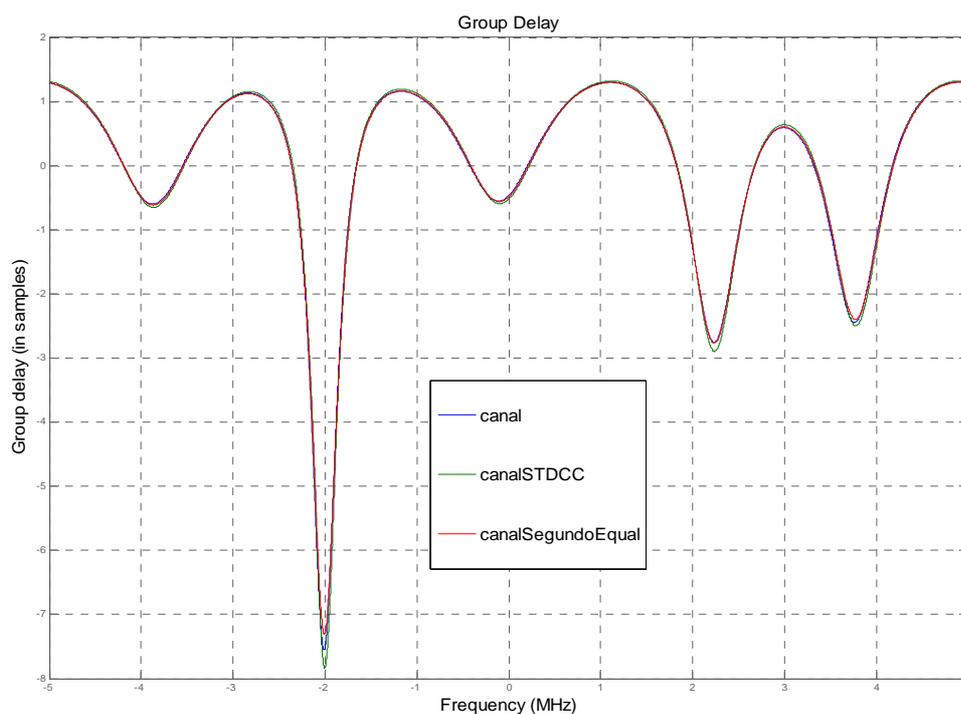


Figura 5.53 - Retardo de grupo x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=90$ dB

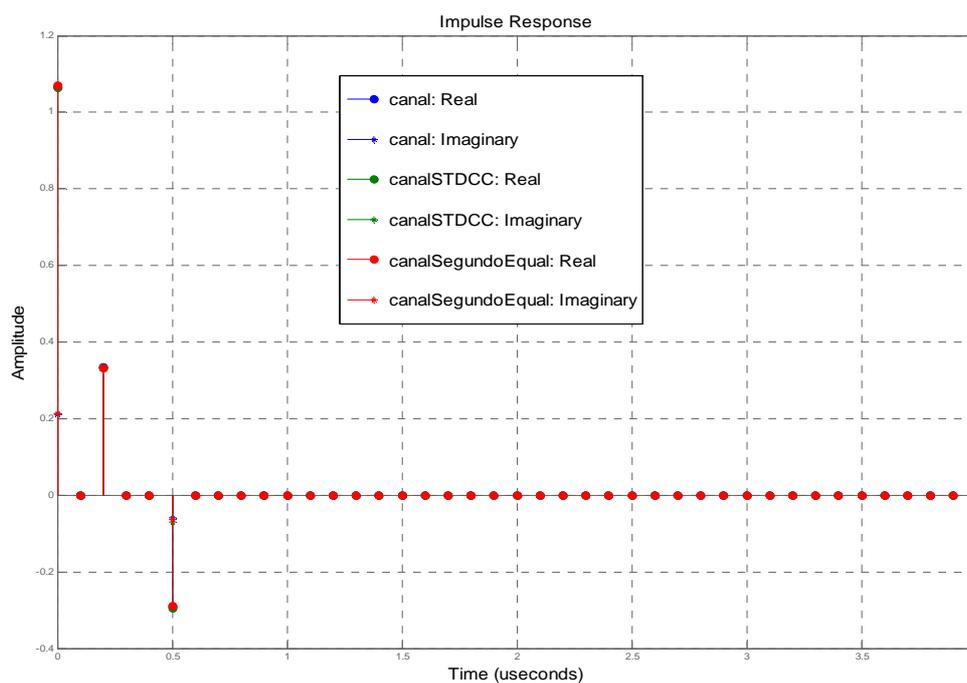


Figura 5.54 - Resposta ao impulso. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=90$ dB

5.12.4.3 Relação $E_b/N_0=20$ dB, 20 tomadas

As Figuras 5.55 a 5.57 mostram os resultados relativos aos dois domínios.

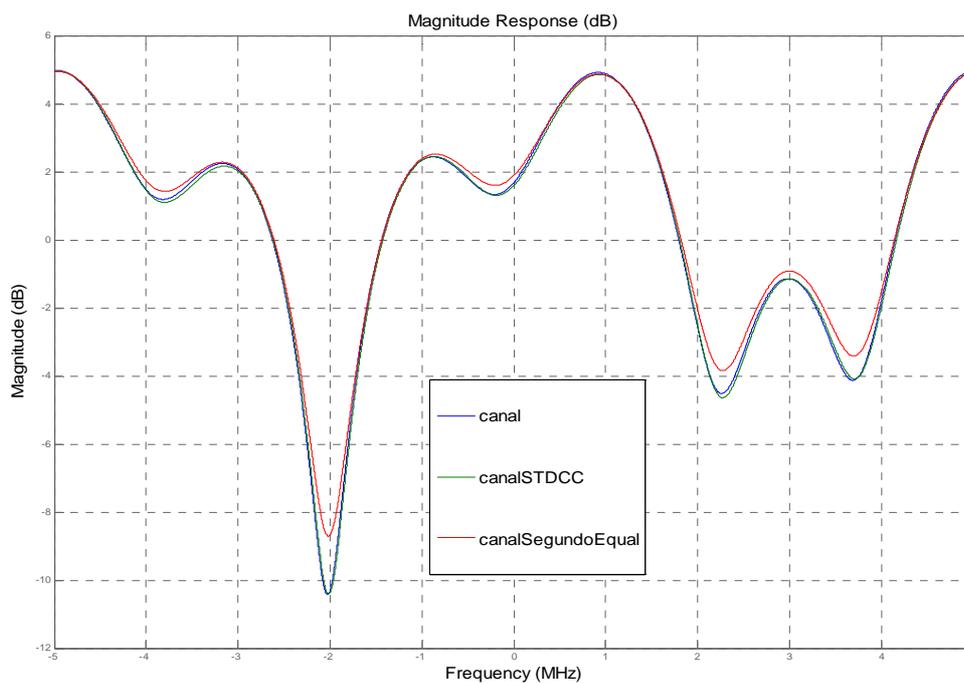


Figura 5.55 - Amplitude x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=20$ dB

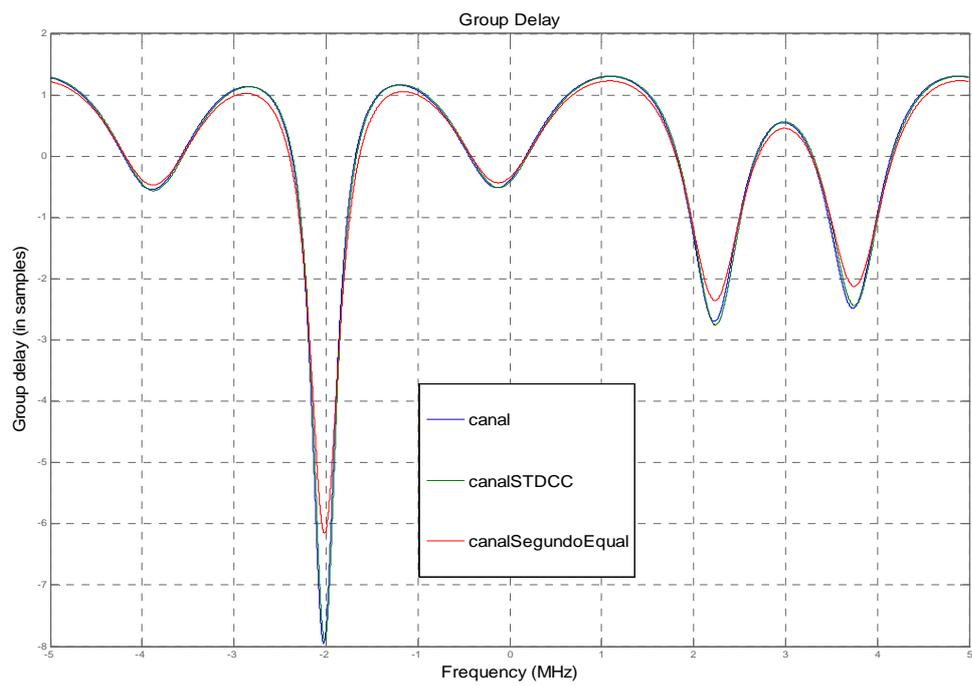


Figura 5.56 - Retardo de grupo x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=20$ dB

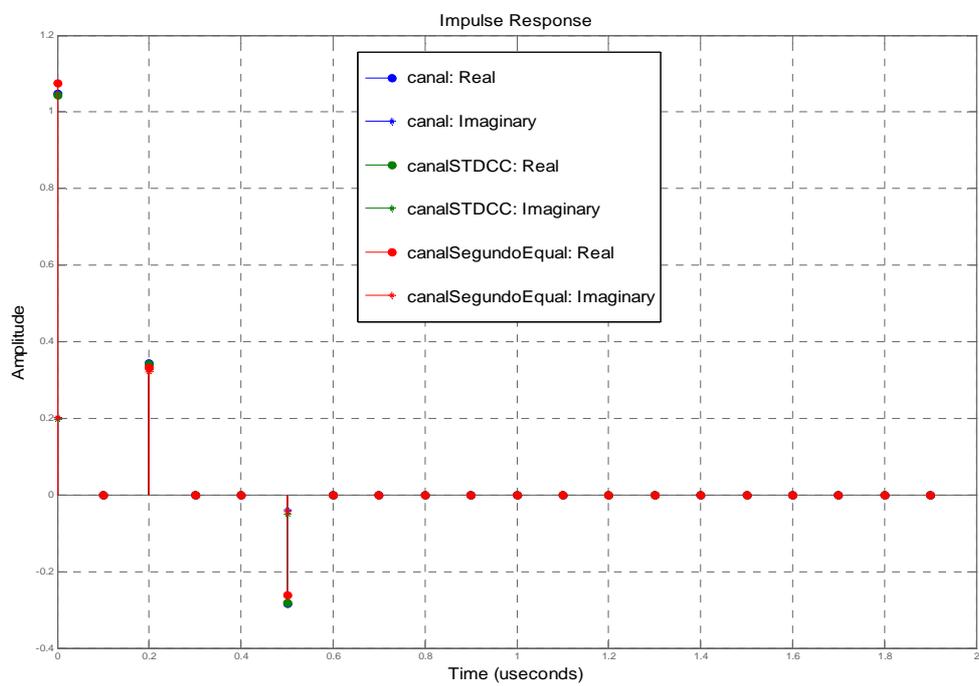


Figura 5.57 - Resposta ao impulso. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=20$ dB

5.12.4.4 Relação $E_b/N_0=20$ dB, 40 tomadas

As Figuras 5.58 a 5.60 mostram os resultados relativos aos dois domínios.

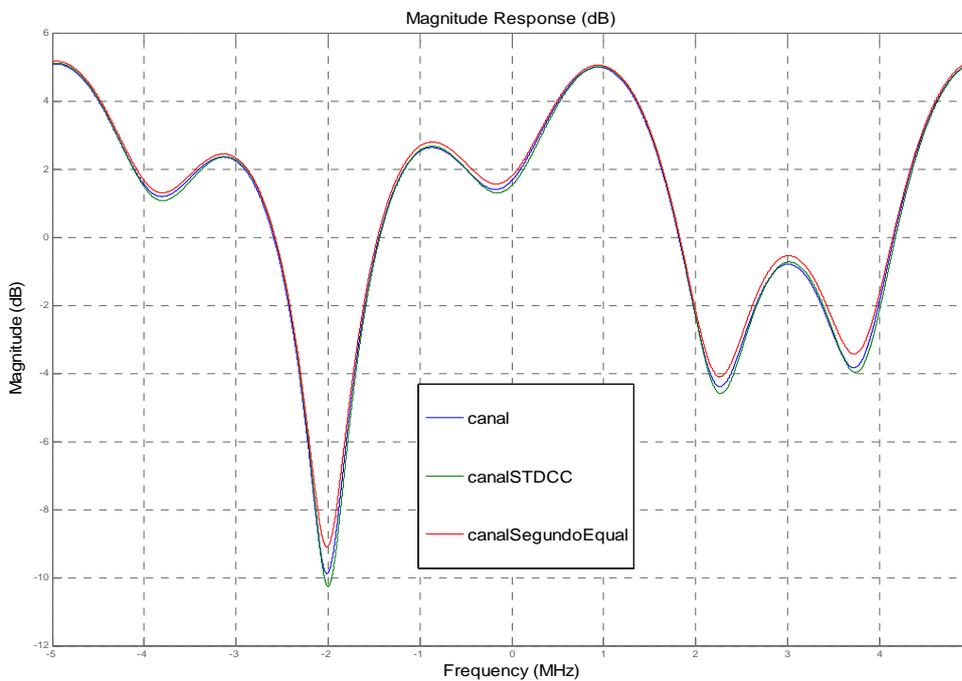


Figura 5.58 - Amplitude x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=20$ dB

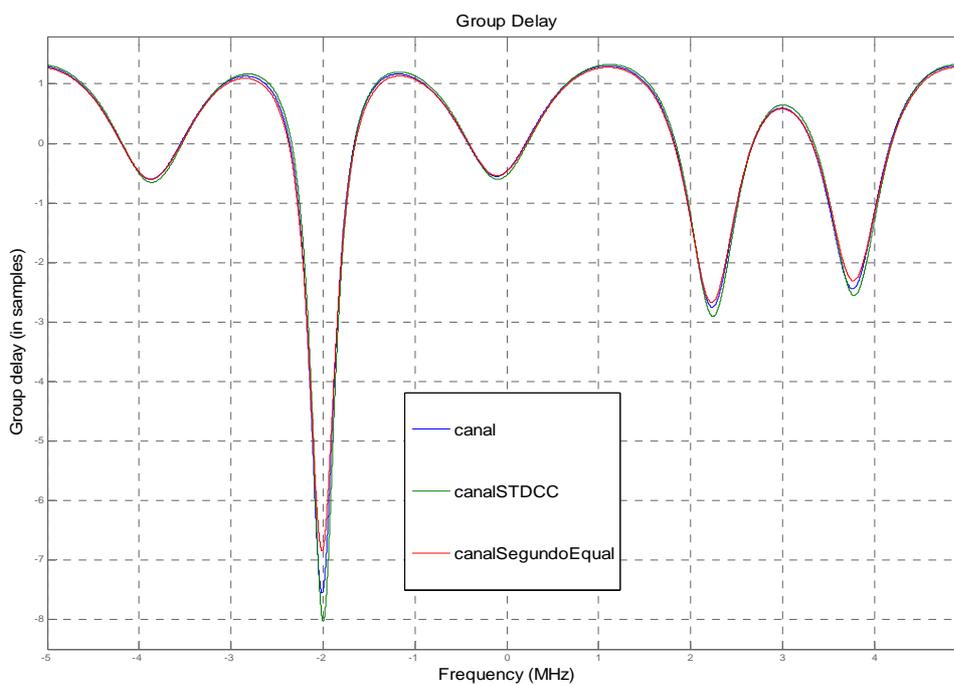


Figura 5.59 - Retardo de grupo x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=20$ dB

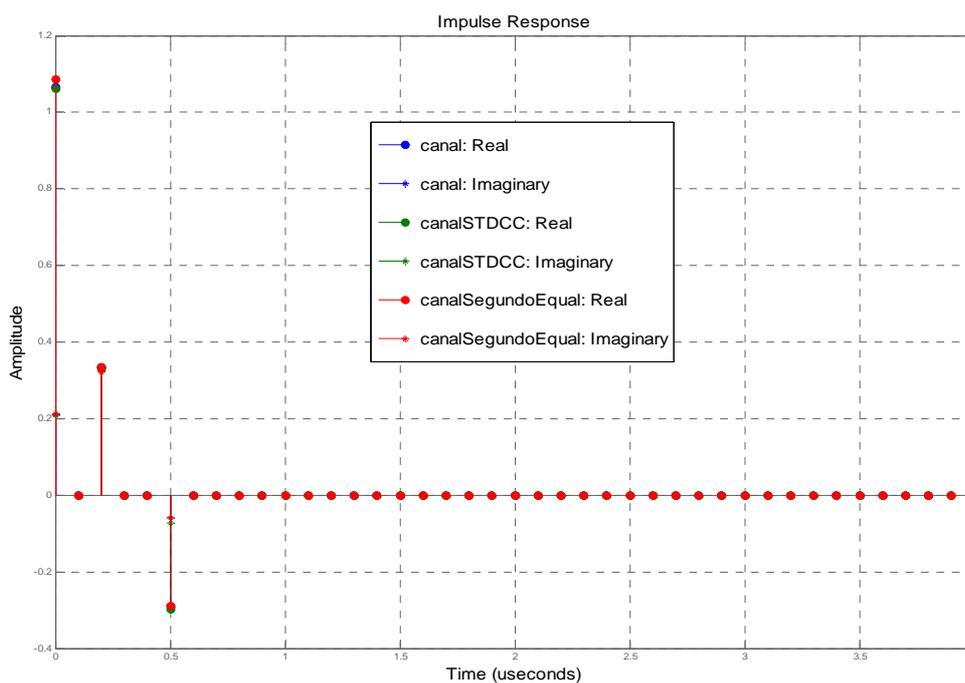


Figura 5.60 - Resposta ao impulso. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=20$ dB

5.12.4.5 Relação $E_b/N_0=10$ dB, 20 tomadas

As Figuras 5.61 a 5.63 mostram os resultados relativos aos dois domínios.

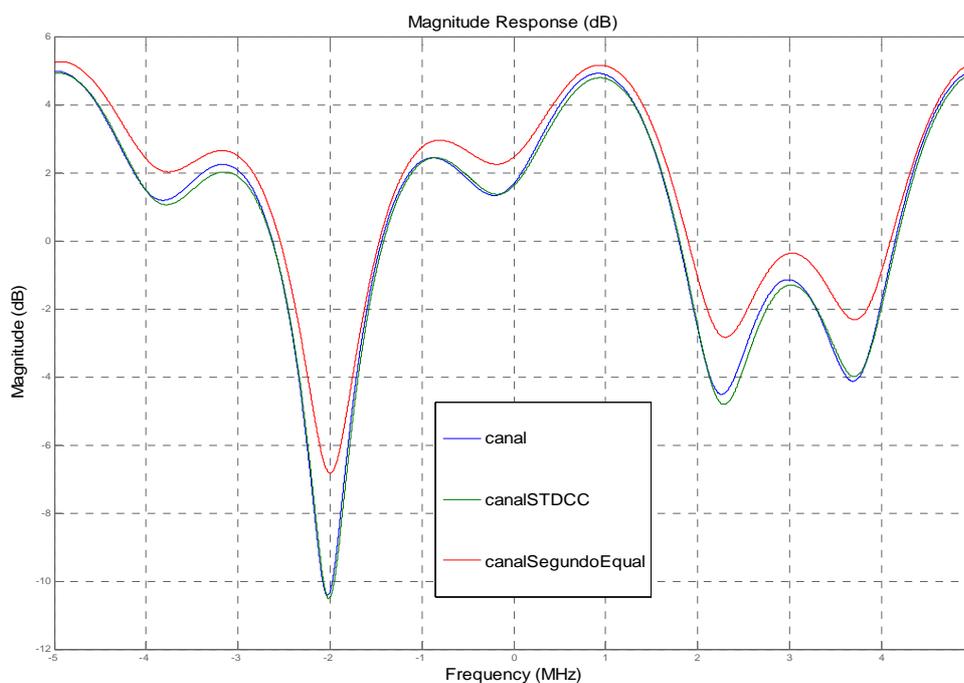


Figura 5.61 - Amplitude x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=10$ dB

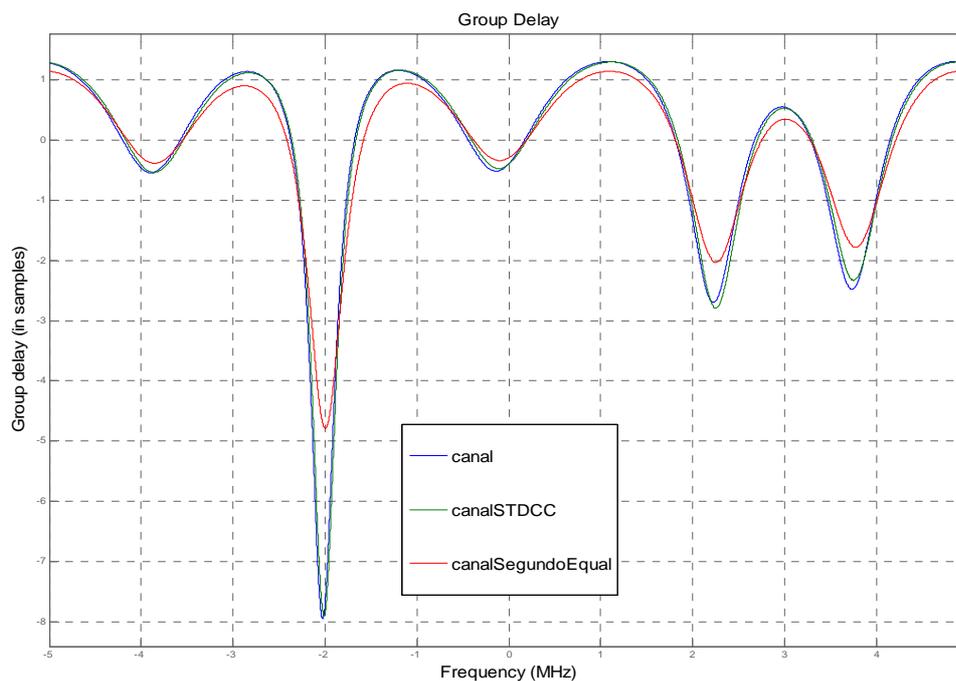


Figura 5.62 - Retardo de grupo x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=10$ dB

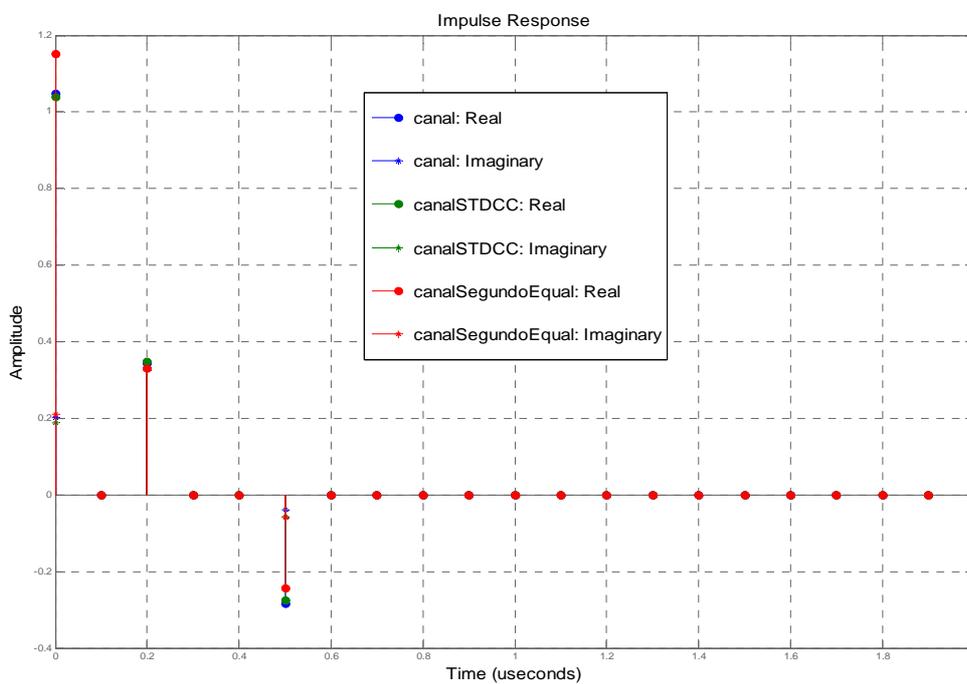


Figura 5.63 - Resposta ao impulso. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=10$ dB

5.12.4.6 Relação $E_b/N_0=10$ dB, 40 tomadas

As Figuras 5.64 a 5.66 mostram os resultados relativos aos dois domínios.

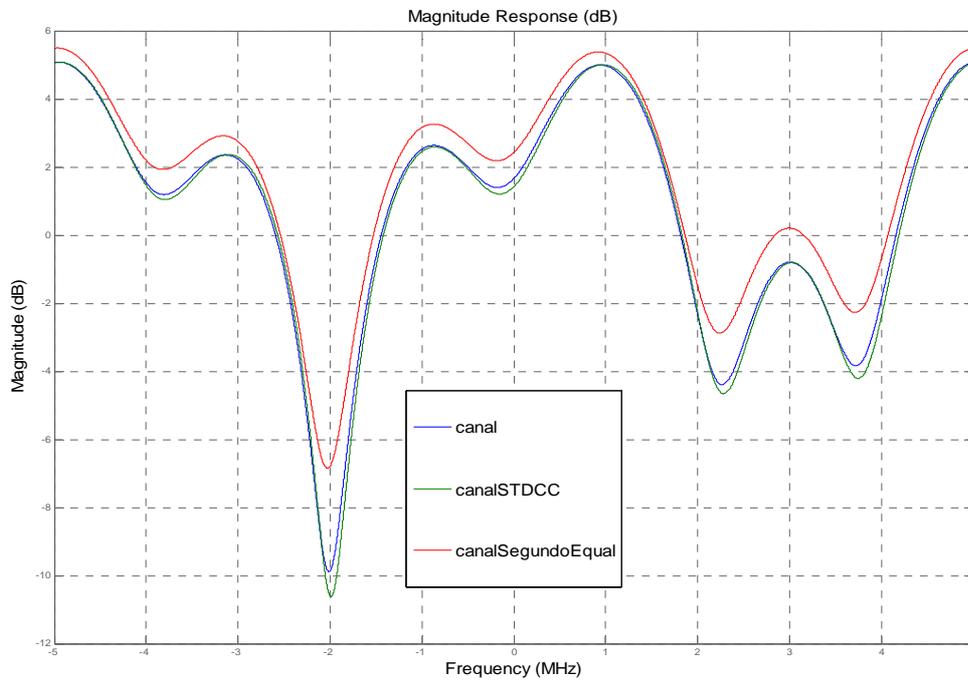


Figura 5.64 - Amplitude x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=10$ dB

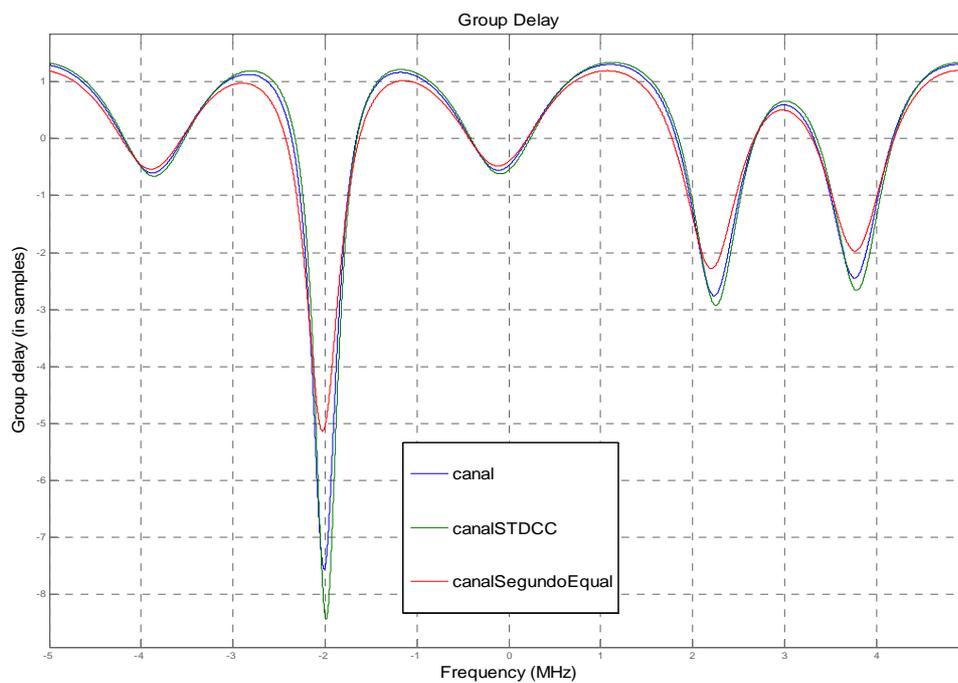


Figura 5.65 - Retardo de grupo x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=10$ dB

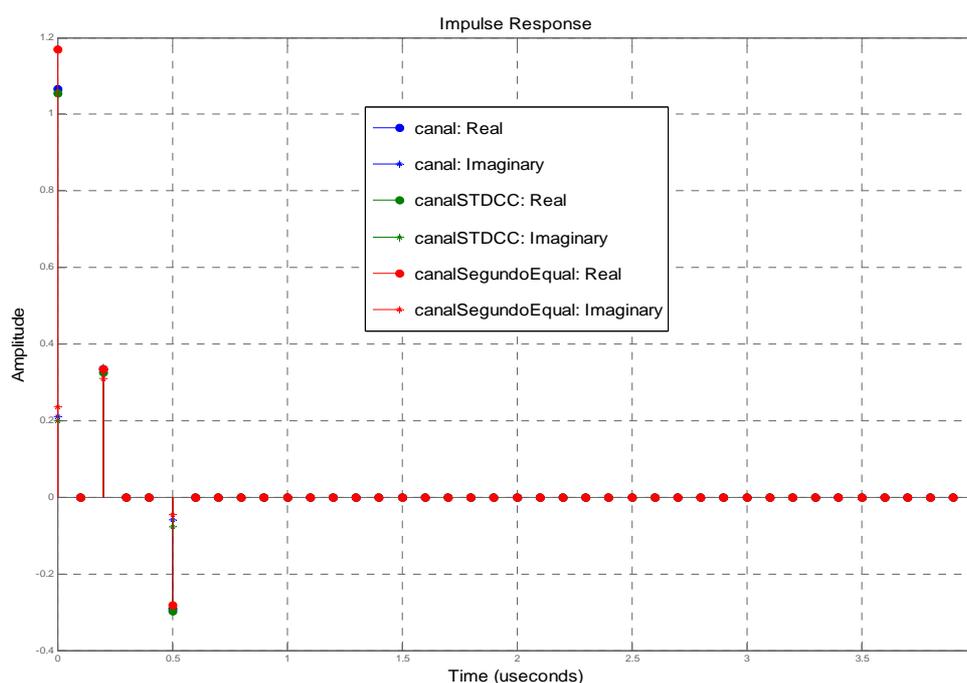


Figura 5.66 - Resposta ao impulso. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=10$ dB

5.12.4.7 Comentários

Se comparadas as respostas, amplitude versus freqüência e retardo de grupo versus freqüência, para a melhor das estimações, isto é, aquela onde foi empregado um equalizador de 40 tomadas com relação E_b/N_0 igual a 90 dB, observa-se que, na freqüência de maior cunha (*notch*), o método STDCC introduziu um erro no retardo de grupo maior que o uso de equalizadores. Já a curva de amplitude, nesta mesma freqüência, mostrou-se ligeiramente pior com o uso de equalizadores.

Constata-se, ainda, que a presença de ruído afeta, significativamente, os resultados obtidos pelo método dos equalizadores somente para as relações E_b/N_0 de 10 dB.

5.12.5 Canal [0 12 20] medianamente estimado

Para não tornar enfadonha esta análise, apresenta-se, apenas, os resultados para as relações E_b/N_0 extremas.

Como exemplo, foi escolhido os resultados em 1 Hz. Como já mencionado, este canal só foi estimado com 40 tomadas.

5.12.5.1 Relação $E_b/N_0=90\text{dB}$

As Figuras 5.67 a 5.69 mostram os resultados relativos aos dois domínios.

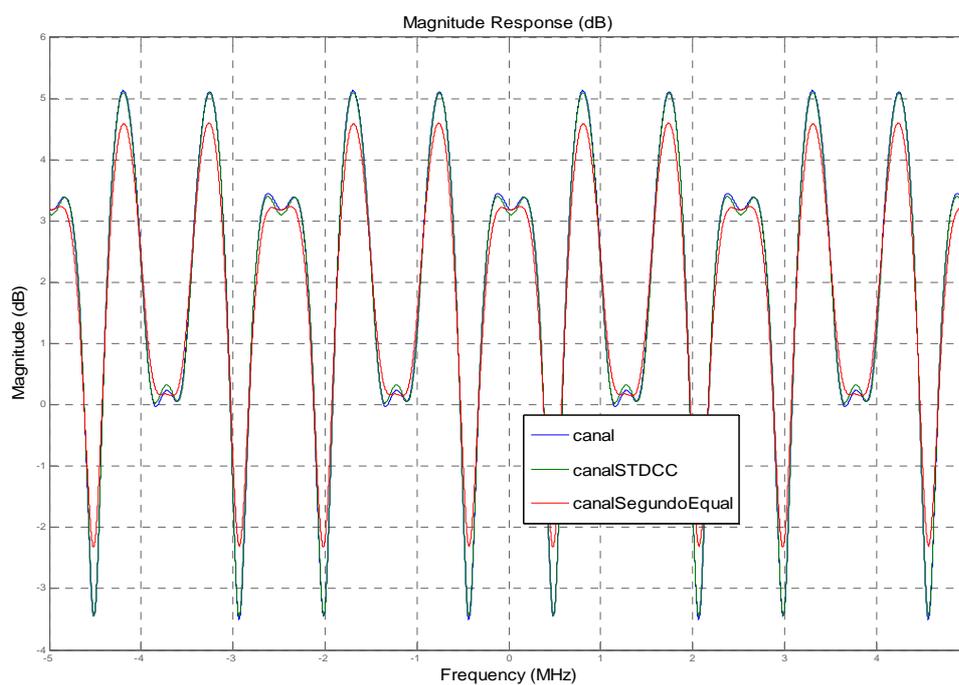


Figura 5.67 - Amplitude x frequência. Canal [0 12 20]. $E_b/N_0=90\text{ dB}$

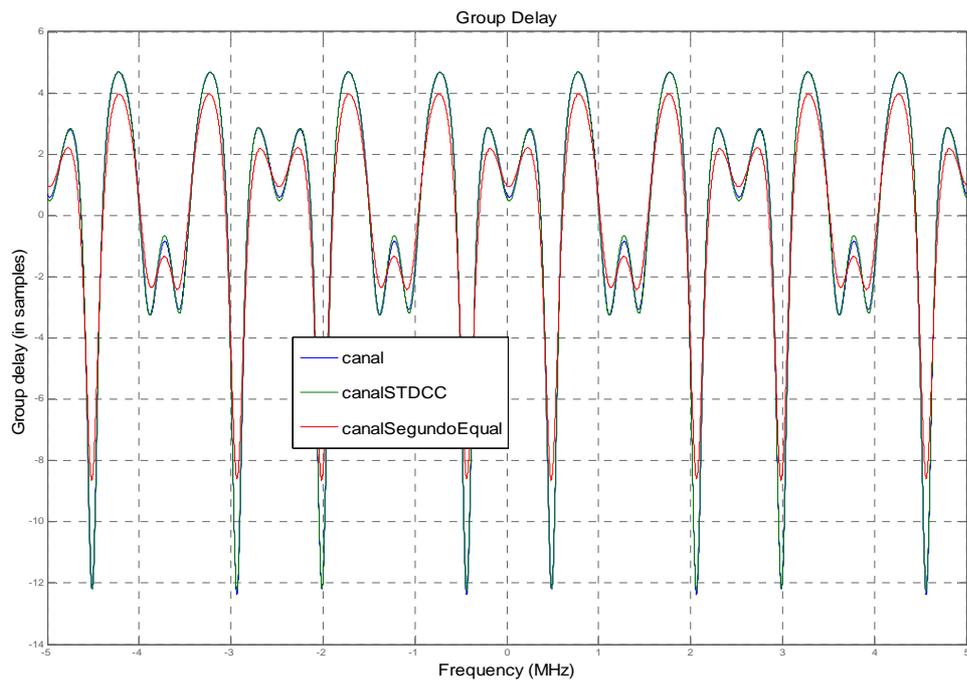


Figura 5.68 - Retardo de grupo x frequência. Canal [0 12 20]. $E_b/N_0=90$ dB

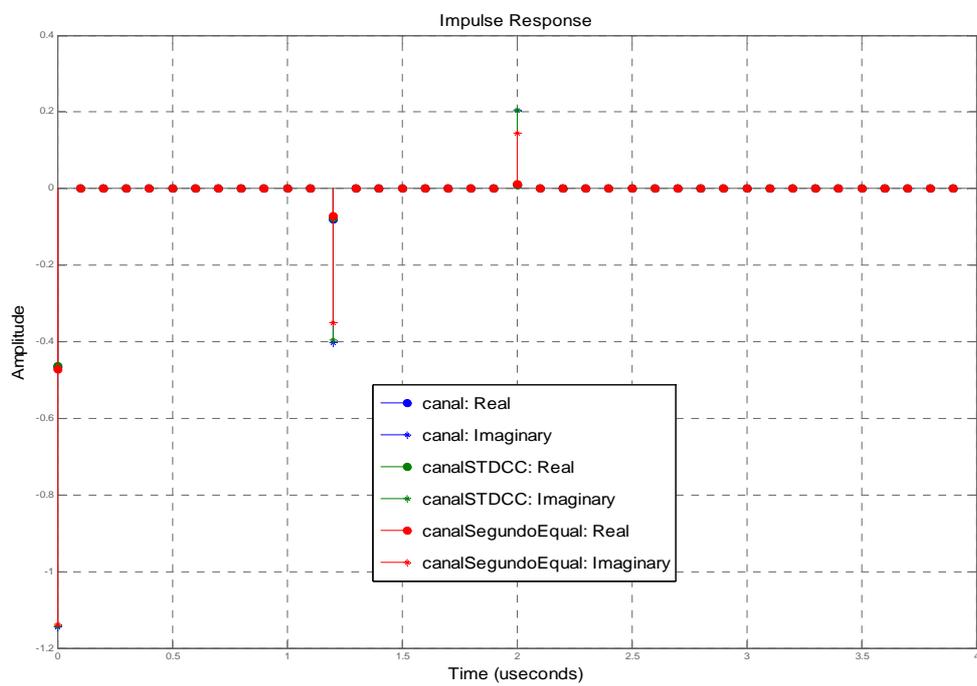


Figura 5.69 - Resposta ao impulso. Canal [0 12 20]. $E_b/N_0=90$ dB

5.12.5.2 Relação $E_b/N_0=10\text{dB}$

As Figuras 5.70 à 5.72, mostram os resultados relativos aos dois domínios.

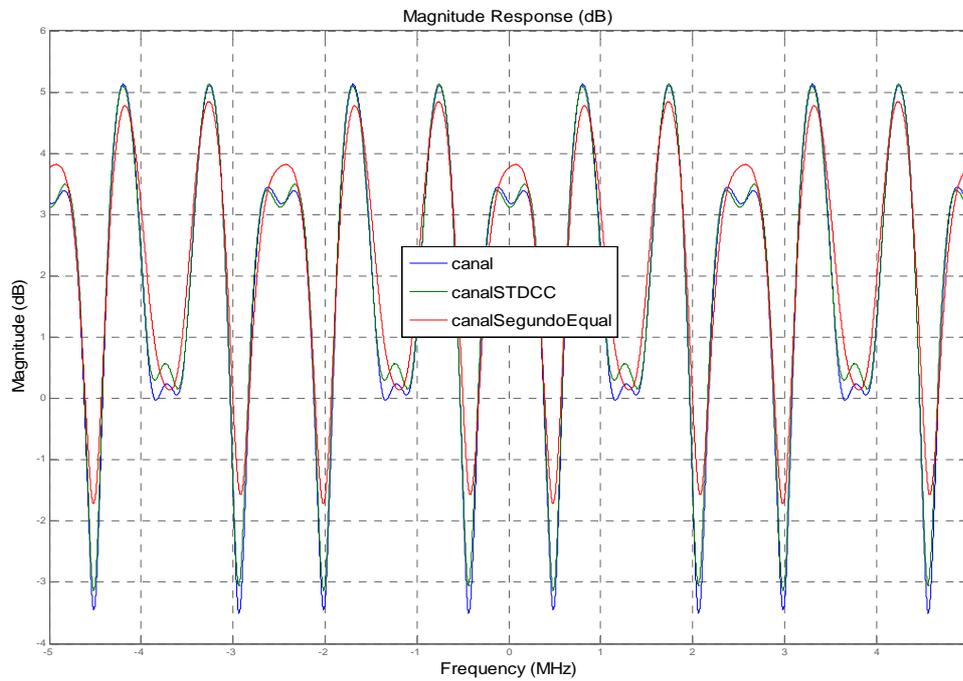


Figura 5.70 - Amplitude x frequência. Canal [0 12 20]. $E_b/N_0=10\text{ dB}$

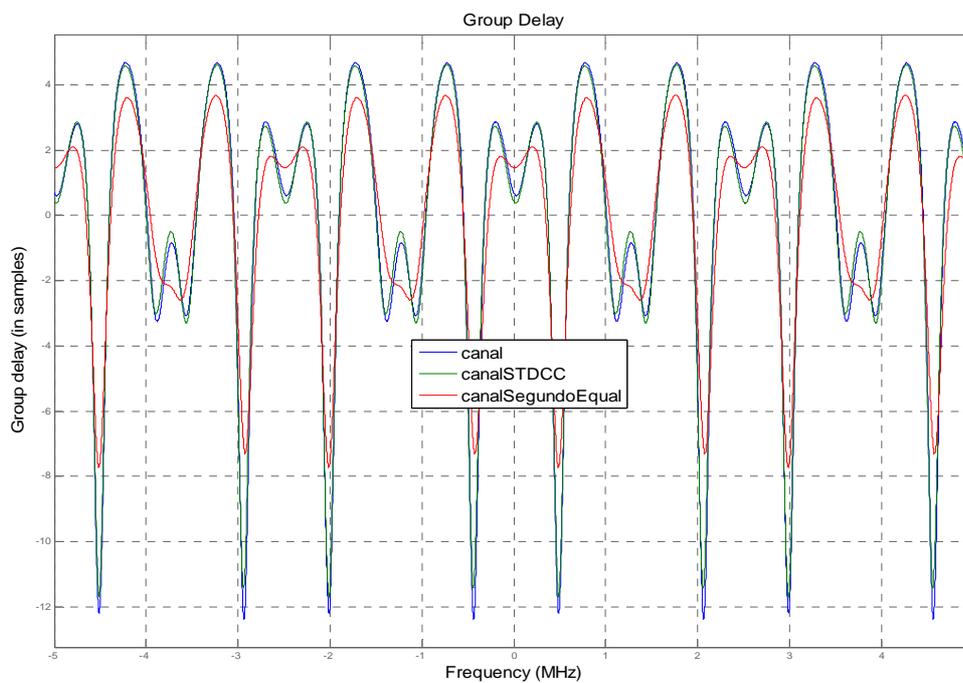


Figura 5.71 - Retardo de grupo x frequência. Canal [0 12 20]. $E_b/N_0=10\text{ dB}$

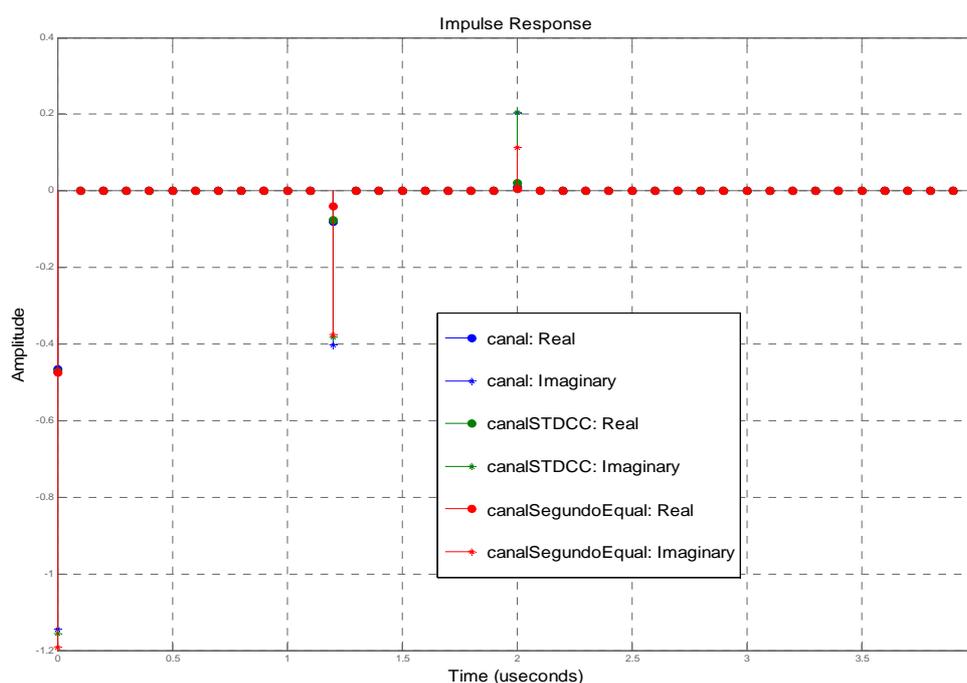


Figura 5.72 - Resposta ao impulso. Canal [0 12 20]. Eb/No=10 dB

5.12.5.3 Comentários

O uso de equalizadores curtos em relação ao atraso máximo dos raios recebidos, acarreta piores resultados, quando empregado o método dos equalizadores, como teoricamente esperado. A presença de muito ruído degrada ainda mais a qualidade dos resultados. Mesmo assim, são obtidos resultados aproveitáveis, se ajustada a resposta ao impulso do canal estimado com equalizadores. Deve-se ter em mente que resultados piores do que os apresentados, seriam observados, no método STDCC, se fossem considerados todos os picos de correlação cruzada encontrados.

5.12.6 Canal [0 2 5] medianamente estimado

Pela utilização do mesmo critério empregado para a escolha de exemplos, optou-se pela frequência Doppler de 0,1 Hz.

5.12.6.1 Relação $E_b/N_0=90\text{dB}$, 20 tomadas

As Figuras 5.73 à 5.75, mostram os resultados relativos aos dois domínios.

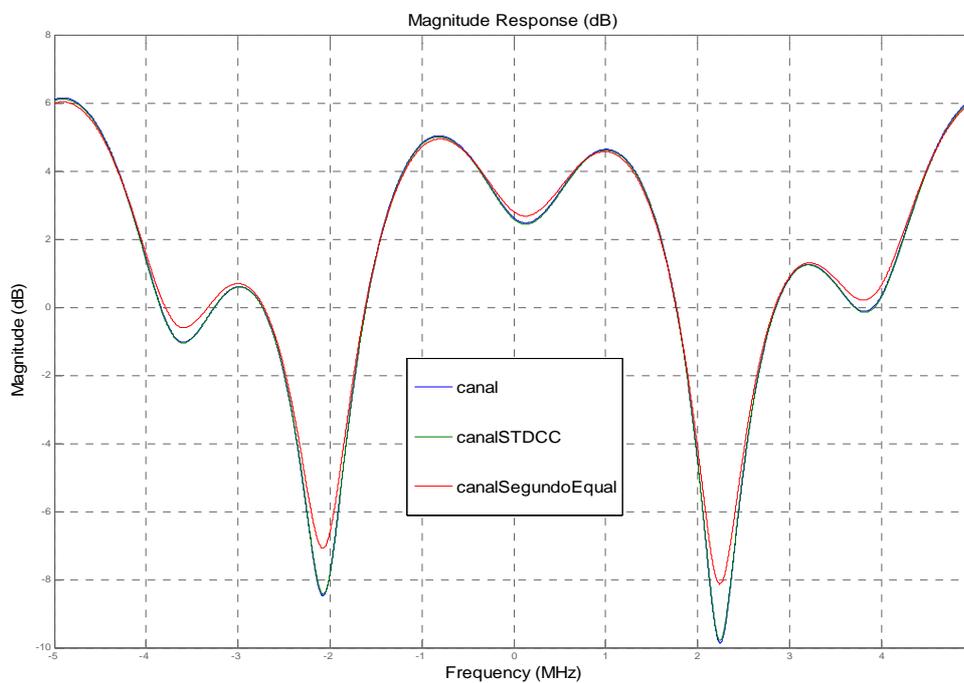


Figura 5.73 - Amplitude x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=90\text{ dB}$

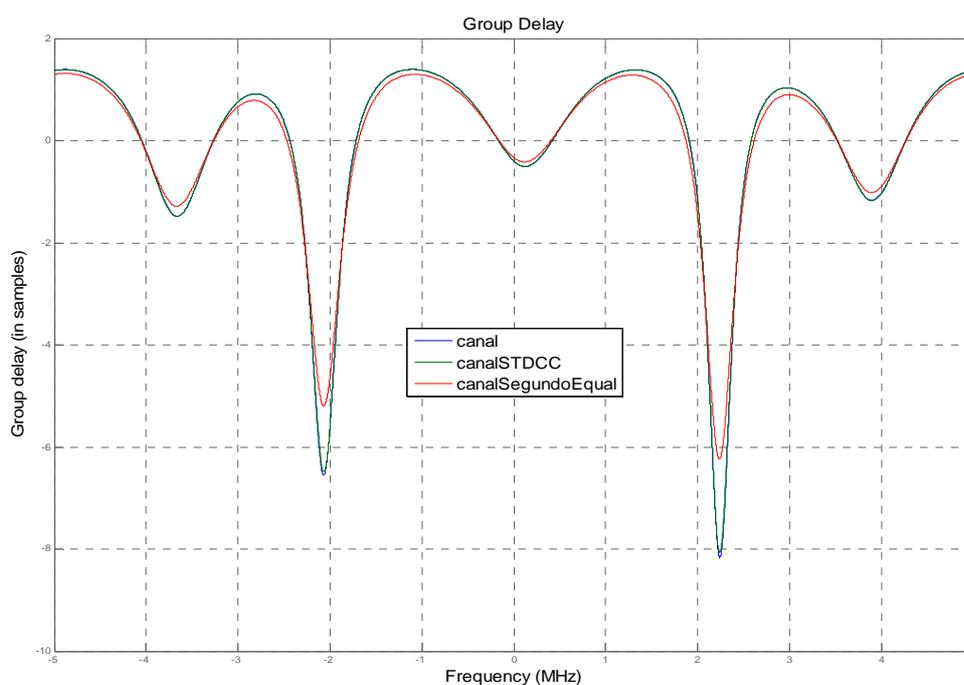


Figura 5.74 - Retardo de grupo x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=90\text{ dB}$

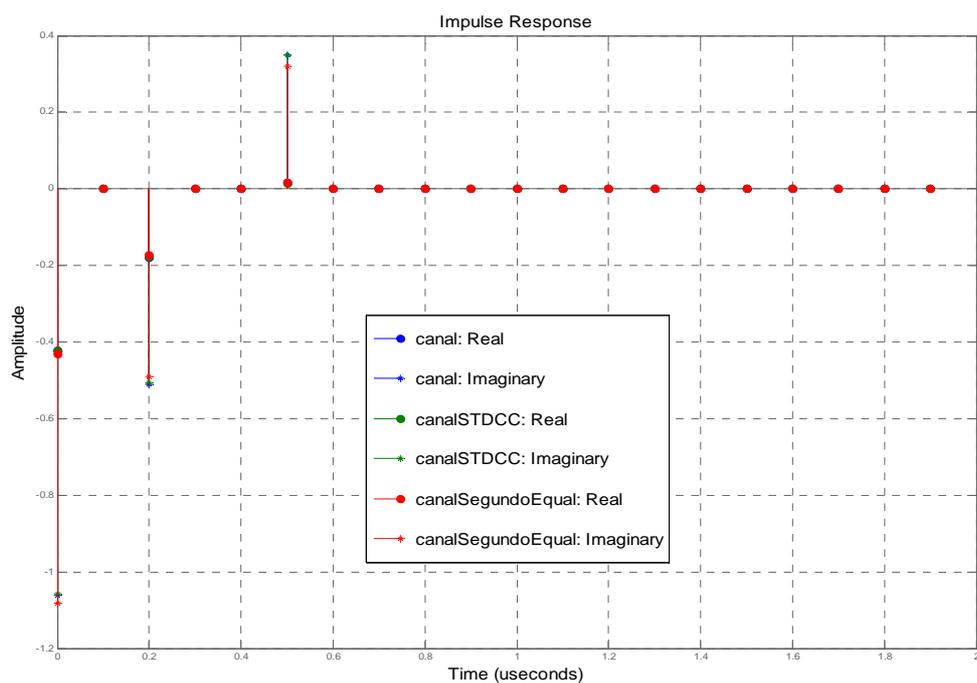


Figura 5.75 - Resposta ao impulso. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=90$ dB

5.12.6.2 Relação $E_b/N_0=90$ dB, 40 tomadas

As Figuras 5.76 a 5.78 mostram os resultados relativos aos dois domínios.

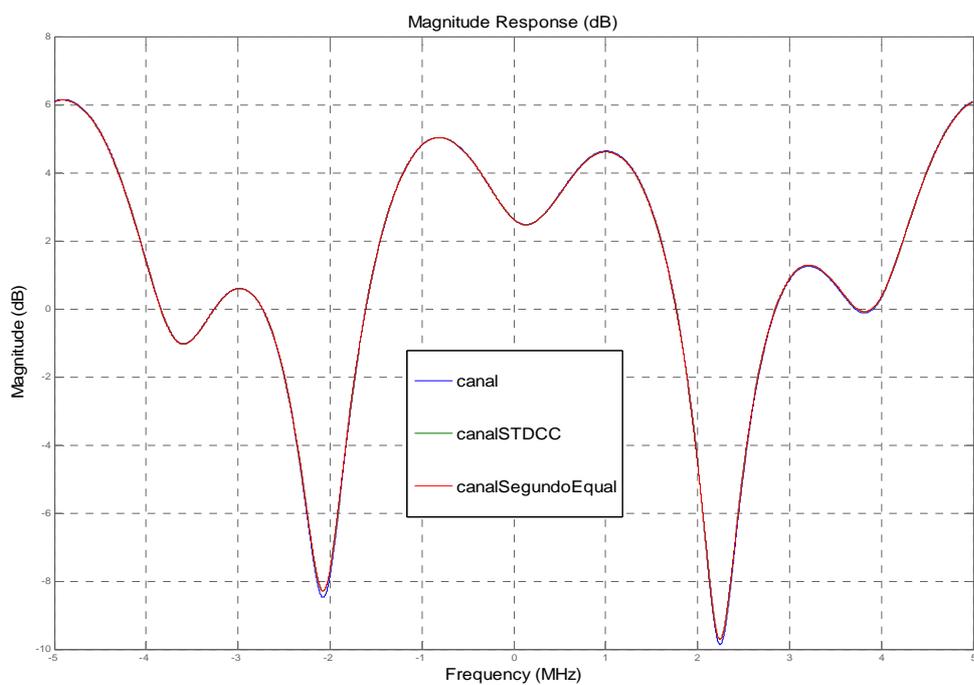


Figura 5.76 - Amplitude x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=90$ dB

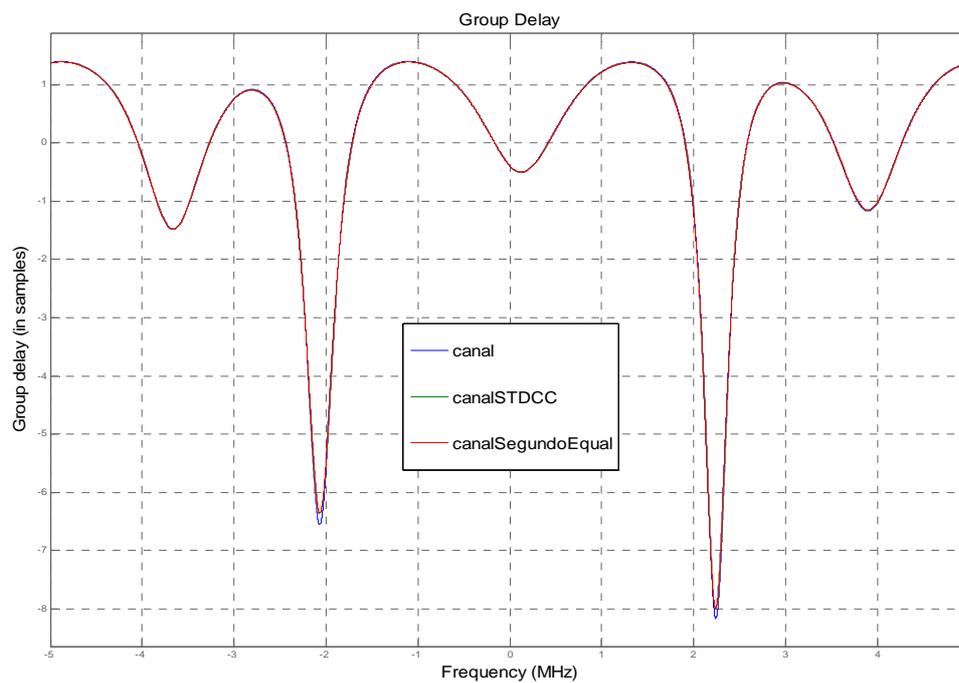


Figura 5.77 - Retardo de grupo x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=90$ dB

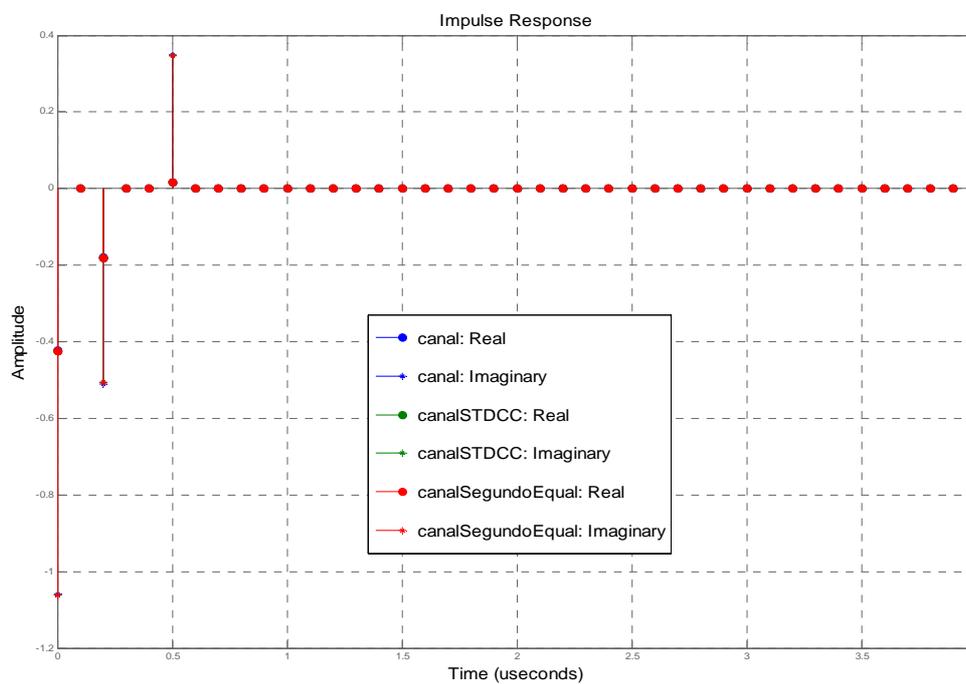


Figura 5.78 - Resposta ao impulso. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=90$ dB

5.12.6.3 Relação $E_b/N_0=10\text{dB}$, 20 tomadas

As Figuras 5.79 a 5.81 mostram os resultados relativos aos dois domínios.

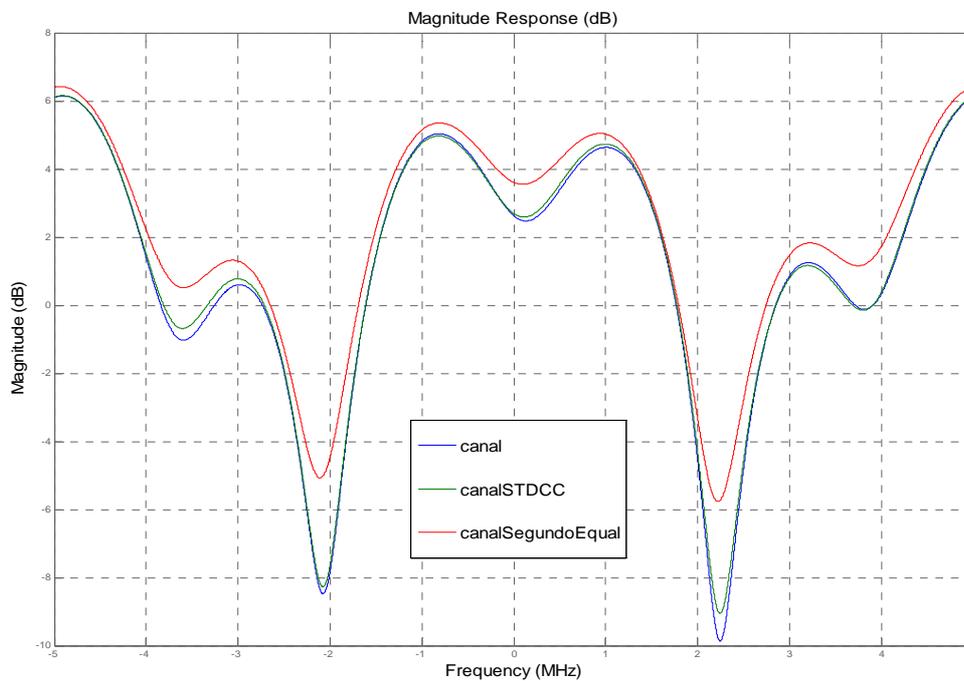


Figura 5.79 - Amplitude x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=10\text{ dB}$

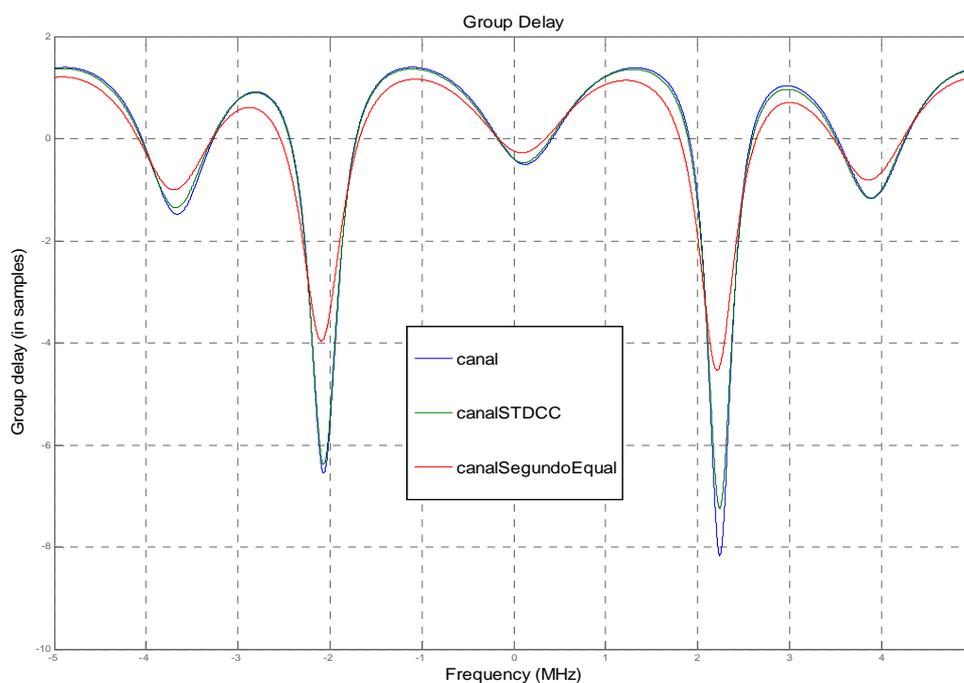


Figura 5.80 - Retardo de grupo x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=10\text{ dB}$

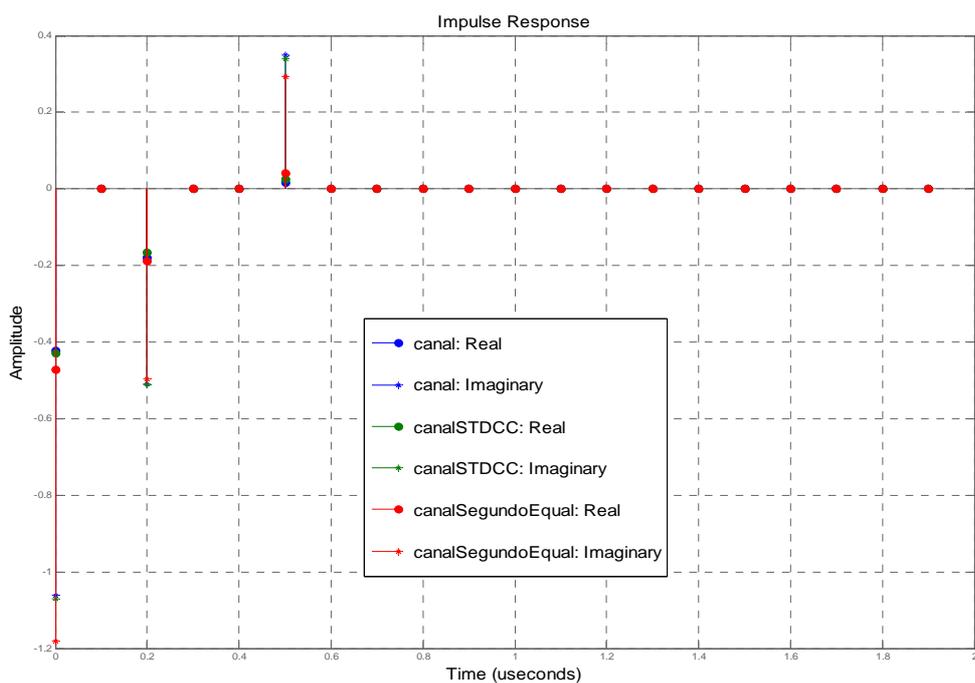


Figura 5.81 - Resposta ao impulso. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=10$ dB

5.12.6.4 Relação $E_b/N_0=10$ dB, 40 tomadas

As Figuras 5.82 a 5.84 mostram os resultados relativos aos dois domínios.

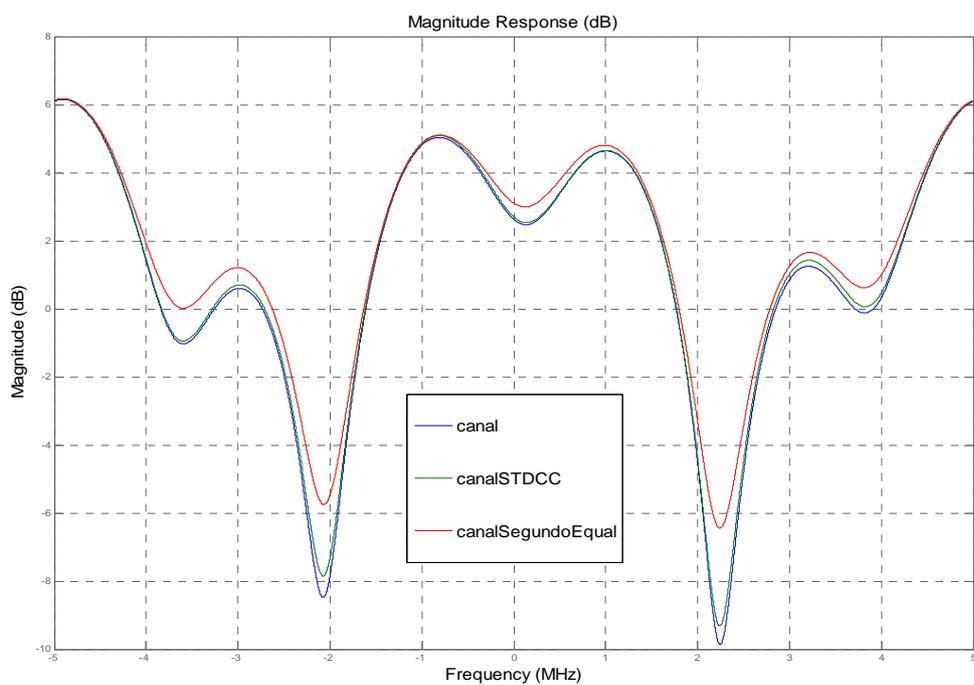


Figura 5.82 - Amplitude x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=10$ dB

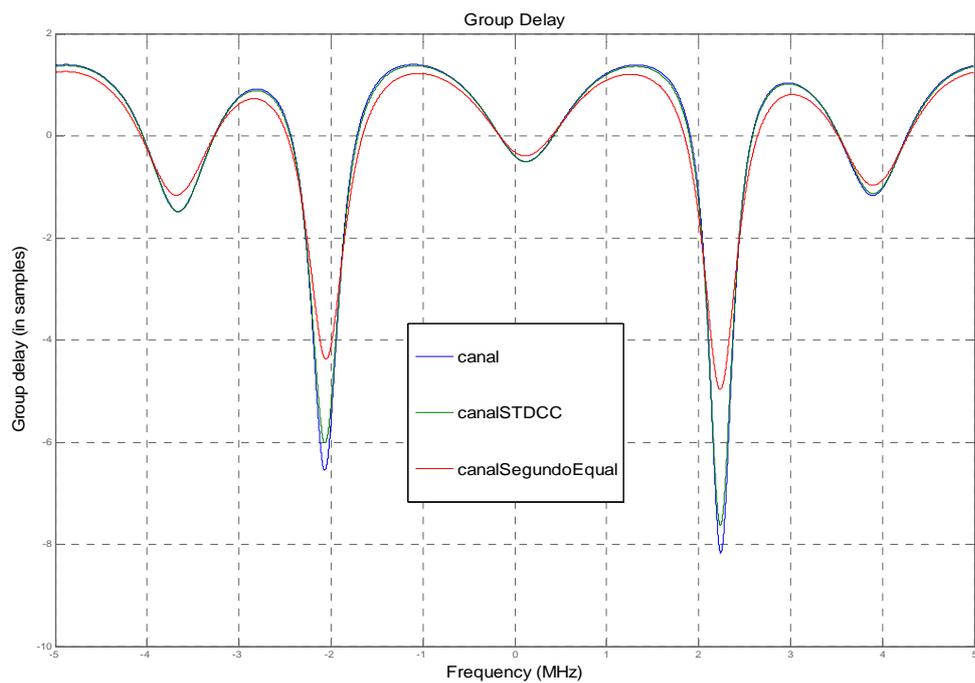


Figura 5.83 - Retardo de grupo x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=10$ dB

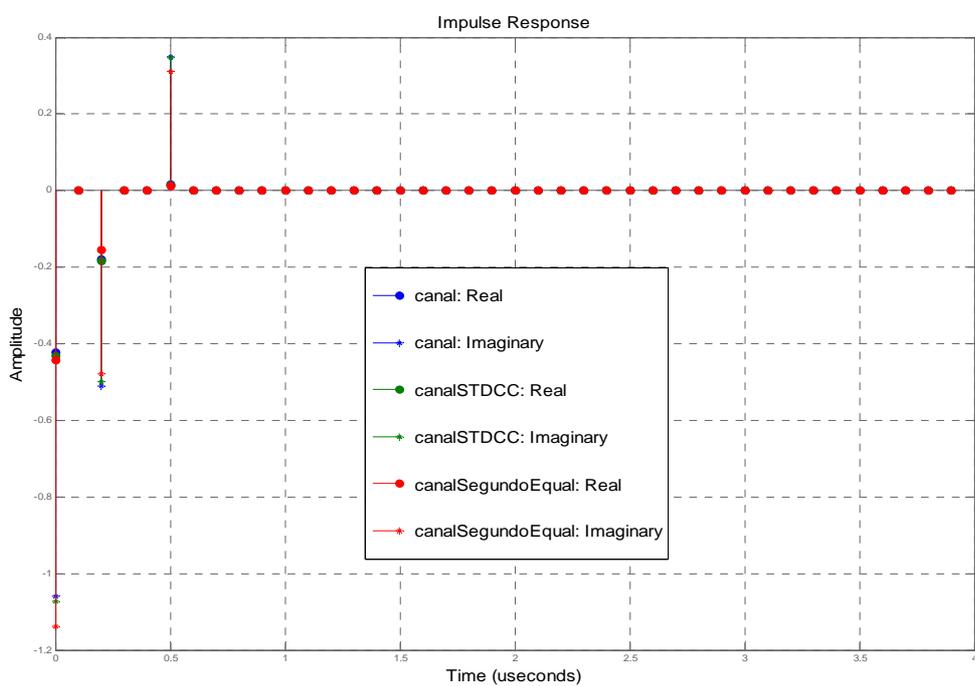


Figura 5.84 - Resposta ao impulso. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=10$ dB

5.12.6.5 Comentários

Aplicam-se, aqui, os comentários feitos nos itens 5.12.4.7 e 5.12.5.3, com a ressalva de que os resultados, neste caso, não são tão precisos.

5.12.7 Canal [0 2 5] mal estimado

Como último exemplo, utilizando-se os mesmos critérios de escolha, optou-se pelo canal [0 2 5], em 50 Hz, com a relação $E_b/N_o=90$ dB, portanto, praticamente livre de ruído, usando-se um equalizador de 40 tomadas. Este canal possui, como característica relevante, o fato de a amplitude do terceiro raio ser insignificante.

As Figuras 5.85 a 5.87 mostram os resultados relativos aos dois domínios.

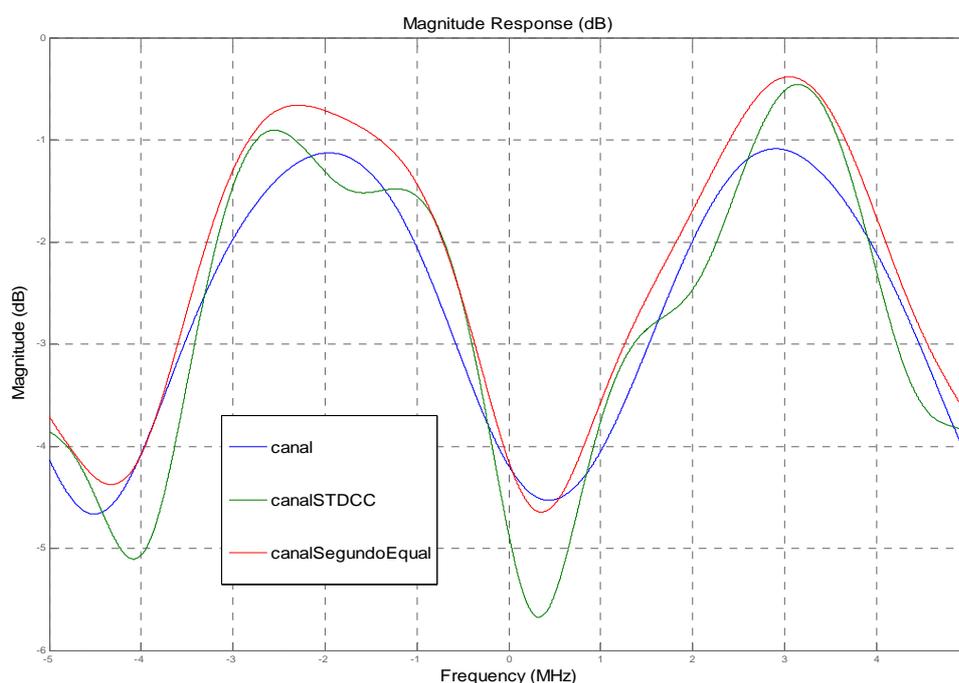


Figura 5.85 - Amplitude x freqüência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_o=90$ dB

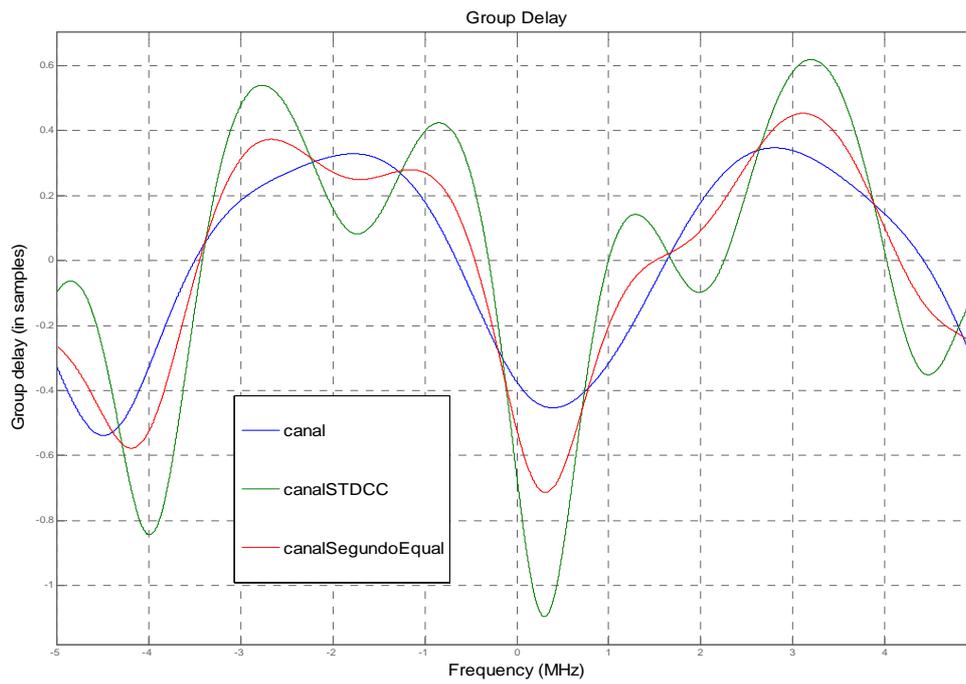


Figura 5.86 - Retardo de grupo x frequência. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=90$ dB

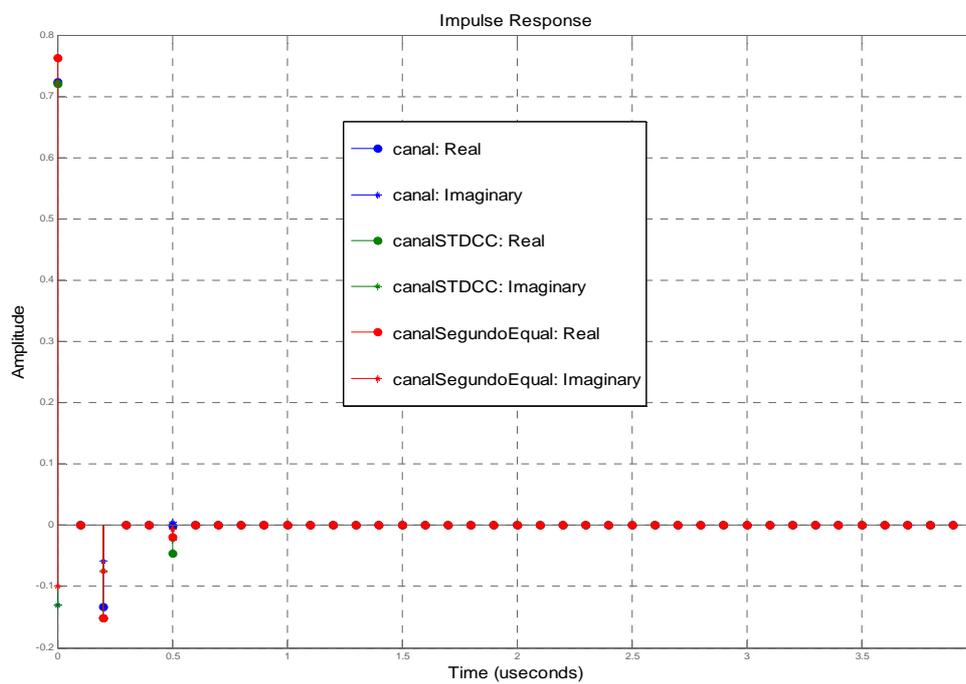


Figura 5.87 - Resposta ao impulso. Canal [0 2 5]. $E_b/N_0=90$ dB

5.12.7.1 Comentários

Neste caso, a qualidade do método dos equalizadores foi superior ao método STDCC. Isto aconteceu pelo fato de a amplitude do terceiro raio ser bastante pequena, e a estimação ter sido melhor efetuada pelo método proposto neste trabalho.

6 CONCLUSÃO

A sondagem STDCC, empregada para realizar medições de perfis de retardo de potência no canal rádio móvel, tem sido utilizada com a finalidade de se extrair os parâmetros do canal, através do processamento de dados obtidos. Neste trabalho, equalizadores foram empregados de forma a se obter, por um novo processo, os citados perfis.

A técnica STDCC, que usa como sinal de teste uma seqüência PN, de máximo comprimento, foi simulada, usando o *Simulink*, em um programa no qual foi gerada a seqüência PN de teste, sendo esta seqüência modulada, aplicada a um canal com desvanecimento tipo Rayleigh e, logo após, introduzido ruído do tipo AWGN. Este sinal, então, foi ramificado, sendo um dos ramos utilizado por uma sonda do tipo STDCC, e o outro equalizado, empregando-se o algoritmo LMS. O valor dos pesos complexos, obtidos das tomadas do equalizador foram usados, então, para estimar o canal rádio móvel.

Desta parte do programa foram obtidos arquivos contendo os dados de amplitude complexa dos ganhos individuais dos raios de referência, produzidos no canal Rayleigh, os valores dos pesos das tomadas do equalizador e os valores das correlações cruzadas, que depois de processados em outro programa, permitiram a comparação entre os métodos comparados.

Foram simulados dois canais em ambientes externos, com relações E_b/N_0 nas entradas do correlator STDCC e do equalizador, iguais a 90 dB, 30 dB, 20 dB e 10 dB. Essas relações E_b/N_0 representam, desde uma condição praticamente livre de ruído, até a presença de ruído bastante substancial, produzindo uma taxa de erro de bit extremamente degradada, para sistemas onde fossem aplicadas as recomendações G.821 e G.826, ambas da ITU-T [21-22].

O primeiro dos canais simulados, foi escolhido com diferenças de multipercursos menores, de $0,2 \mu\text{s}$ e $0,5 \mu\text{s}$, de forma a estimar o método dos equalizadores com o uso de equalizadores de 20 tomadas e 40 tomadas, isto é, comprimentos suficientes para serem considerados, respectivamente, curto e longo, se comparados ao período do símbolo. O segundo dos canais possuía maiores retardos relativos entre os raios, de $1,2 \mu\text{s}$ e $2,0 \mu\text{s}$, e, para este, foi empregado um único equalizador de 40 tomadas.

Foram escolhidos quatro valores para o deslocamento máximo de Doppler, quais sejam: 0,1 Hz, 1 Hz, 10 Hz e 50 Hz. Para cada uma dessas frequências Doppler, foram feitas simulações com a relação entre a energia do bit e a densidade espectral de ruído aditivo gaussiano branco, E_b/N_0 , de 90 dB, 30 dB, 20 dB e 10 dB.

Com o objetivo imediato de comparação dos resultados obtidos pelos métodos, foram criados os indicadores:

- Relação entre os módulos do ganho dos canais estimados pelos dois métodos e o módulo do canal de referência;
- Média e desvio padrão das relações entre os módulos mencionados, por raio e por frequência Doppler;
- Valor de erro médio quadrático, por método.

Outros parâmetros adicionais foram definidos e utilizados com o intuito de enriquecer a análise dos resultados.

Segundo os resultados encontrados, o método STDCC indicou uma boa qualidade de estimação, desde que a amplitude do raio pesquisado não fosse pequena. Se, no entanto, não se soubesse, *a priori*, da existência do raio, este método apresentaria um ruído de correlação que poderia mascarar a real situação do canal, levando-se a identificar multipercursos onde realmente eles não existiam.

O método dos equalizadores, embora nem sempre os resultados encontrados fossem tão precisos quanto os do método STDCC, mostrou-se bastante eficaz, se empregado um equalizador de comprimento adequado.

A Tabela 6.1 apresenta, para o canal [0 2 5], os valores percentuais dos erros de estimação. São apresentados os valores para o equalizador de quarenta tomadas e para o método STDCC, no instante quarenta. Foram escolhidos os resultados para o equalizador de quarenta tomadas, pois este apresenta os melhores valores estimados, por ser um equalizador longo. Em conseqüência, para efeito de

comparação, apresentam-se os resultados do método STDCC na mesma condição. É necessário enfatizar que assim, os módulos dos raios do canal de referência, são idênticos, em ambos os casos.

CANAL [0 2 5]

Relação Eb/No	90 dB		30 dB		20 dB		10 dB	
	Equalizador 40 tomadas (%)	STDCC instante 40 (%)	Equalizador 40 tomadas (%)	STDCC instante 40 (%)	Equalizador 40 tomadas (%)	STDCC instante 40 (%)	Equalizador 40 tomadas (%)	STDCC instante 40 (%)
erro ≤ 1 %	66,67	58,33	58,33	75,00	16,66	75,00	0,00	25,00
1 % < erro ≤ 5 %	16,67	25,00	25,00	8,33	58,33	8,33	16,66	58,33
5 % < erro ≤ 10 %	0,00	0,00	0,00	0,00	8,33	0,00	41,66	0,00
erro > 10 %	16,67	16,67	16,66	16,66	16,66	16,66	41,66	16,66

Tabela 6.1 - Percentual de precisão por faixa de percentual de erro de estimação

Pela análise desta tabela constata-se que os dois métodos apresentam um percentual de precisão da estimação, com um erro menor ou igual a 1 %, acima de 58 %, para as relações Eb/No até 30 dB. Se forem considerados os percentuais de erros iguais ou menores que 5 %, e considerando-se que a precisão de 5 %, em engenharia, é bastante satisfatória, observa-se, para as relações Eb/No de 90 dB e 30 dB, que nesse intervalo se encontram 83,33 % dos resultados obtidos. Incluída a relação Eb/No de 20 dB, a situação não se altera sensivelmente, e tem-se as precisões melhores ou iguais a 5 %, para 75 % dos casos. Observa-se, ainda, que o aumento do ruído, diminuindo a relação Eb/No para 10 dB, afeta bastante os resultados, até mesmo para o método STDCC.

Por outro lado, os erros maiores que 10 % estão relacionados à pequena amplitude do terceiro raio, encontrados para o deslocamento Doppler máximo de 50 Hz. Como já mencionado anteriormente, um raio de pequena amplitude não é relevante na caracterização do canal rádio móvel. Considerada válida esta afirmativa, pode-se concluir que, ambos os métodos são capazes de avaliar adequadamente o canal rádio móvel.

Quanto aos erros de método, a Figura 6.1 apresenta os resultados obtidos, ainda para o canal [0 2 5], da sonda usando equalizador de quarenta tomadas e a sonda STDCC no instante quarenta.

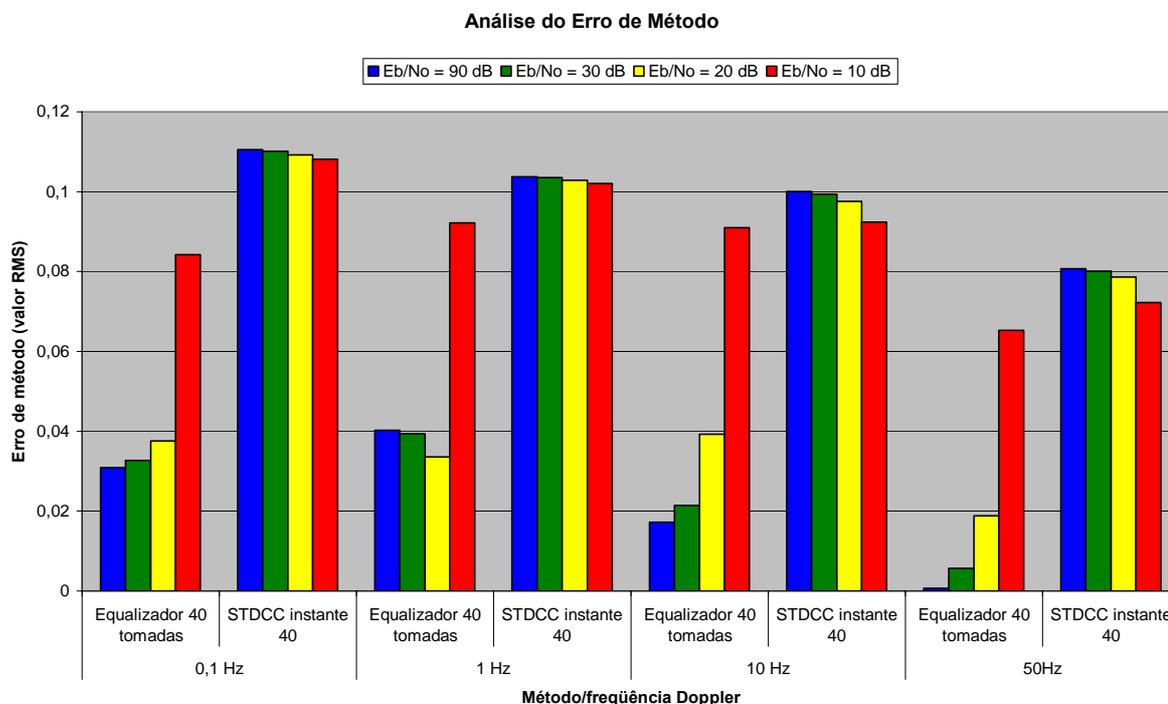


Figura 6.1 - Análise do erro de método

Observa-se que os métodos possuem comportamentos bastante diferentes, da forma como foi definido este parâmetro. A sonda STDCC apresenta-se, praticamente imune ao aumento do ruído, enquanto varia seu comportamento com os valores do deslocamento máximo de Doppler. Já, a sonda baseada em equalizador, é superior em desempenho segundo este critério, porém sensível à relação E_b/N_0 , se esta for muito pequena.

Do ponto de vista de valor percentual, se for considerado que o módulo do ganho dos raios de referência está em torno de um, o erro de método para a sonda STDCC é de, aproximadamente, dez por cento (10 %), enquanto a sonda que faz uso de equalizadores fica abaixo de quatro por cento (4 %) para relações E_b/N_0 maiores que 20 dB, porém, sendo altamente degradada para E_b/N_0 igual a 10 dB.

Assim, o método proposto, que opera com a utilização de equalizadores, mostra a possibilidade de realização da determinação do canal para cada símbolo recebido, possibilitando o levantamento do perfil de Doppler para maiores valores do deslocamento Doppler máximo. A condição implícita ao seu bom desempenho, é se

ter a garantia de que o canal se encontra bem equalizado. Isto pode ser feito pelo emprego de equalizador de comprimento compatível com os atrasos esperados para o ambiente a ser caracterizado, pela monitoração, em paralelo, do diagrama de olho, observando-se os períodos nos quais o “olho” se encontra aberto, indicando uma equalização eficaz ou ainda, pela monitoração da constelação do sinal recebido, após a equalização.

Ficam como sugestões, para futuros trabalhos, as seguintes possibilidades de continuação dos estudos, considerando-se que o tempo foi escasso para pesquisar todos esses caminhos, pois, *ars longa, vita brevis*.

- Empregar equalizadores fracionários, para que sejam estimados canais que possuam multipercursos com quaisquer retardos relativos entre seus raios, não necessariamente múltiplos inteiros do período do símbolo;
- Otimizar o passo do primeiro equalizador, de modo que sejam perseguidos adequadamente altos valores de Doppler e minimizados os erros;
- Simular o canal com desvanecimento de Rice, para analisar a qualidade de estimação deste canal, pelos dois métodos;
- Empregar outros algoritmos nos equalizadores;
- Empregar o valor do erro de estimação, disponível na saída do primeiro equalizador, para melhorar a precisão do método;
- Pesquisar os limites da relação E_b/N_0 , nas quais os métodos apresentam resultados ainda precisos;
- Analisar os resultados, comparando os raios estimados com o de referência, na forma complexa;
- Construir e testar uma sonda real usando o método proposto.

7 OBRAS CITADAS

[1] MATOS, Leni Joaquim, *Influência da vegetação na dispersão dos sinais rádio móveis*. Rio de Janeiro, 219p. Tese de Doutorado. Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. 2005.

[2] BLAHUT, Richard E., *Theory and practice of error control codes*. 1ª ed. Reading, MA: Addison-Wesley Publishing Company, 1983.

[3] BELLO, P.A., *Characterization of randomly time-variant linear channels*. IEEE Trans. On Comm. Systems, vol. 11, pp. 360-393, December 1963.

[4] LEON-GARCIA, Alberto, *Probability and random processes for electrical engineering*. Second Edition, Addison-Wesley Publishing Company, 1994.

[5] PARSONS, J.D., *The mobile radio propagation channel*. 2ª ed. New York: John Wiley & Sons, 2000.

[6] YACOUB, Michel Daoud, *Foundations of mobile radio engineering*. 1a edição, USA: CRC Press, 1993.

[7] YOUNG, W. R. e LACY, L. Y., *Echoes in transmission at 450 megacycles from land to car radio units*. Proc. IRE, 38, 255-8, 1950.

[8] TURIN, G. L. et al., *Statistical model of urban multipath propagation*. IEEE Trans., VT21, 1-9, 1972.

- [9] VAN REES, J., *Measurements of impulse response of a wideband radio channel at 910 MHz from a moving vehicle*. Electron. Lett., 22(5), 246-7, 1986.
- [10] HAYKIN, Simon, *Adaptive filter theory*. Prentice Hall Information and System Sciences Series, 1986.
- [11] MATLAB, *Communication toolbox 3*. The MathWorks, Inc., March 2007 Online only Revised for Version 3.5 (Release 2007a).
- [12] MATLAB, *Communications blockset 3 reference*. The MathWorks, Inc., March 2007 Online only Revised for Version 3.5 (Release 2007a).
- [13] MATLAB, *Signal processing toolbox 6, user's guide*. The MathWorks, Inc., March 2007 Online only Revised for Version 6.7 (Release 2007a).
- [14] MATLAB, *Signal processing blockset 6 user's guide*. The MathWorks, Inc., March 2007 Online only Version 6.5 (Release 2007a).
- [15] MATLAB, *Simulink® 6 reference*. The MathWorks, Inc., March 2007 Online only Revised for Simulink 6.6 (Release 2007a).
- [16] RAPPAPORT, Theodore S., *Wireless communication principles and practice*. Upper Saddle River: Prentice Hall PTR 1966.
- [17] JERUCHIM, M. C., BALABAN, P., SHANMUGAN, K. S., *Simulation of communication systems*, Second Edition, New York, Kluwer Academic/Plenum, 2000.
- [18] JAKES, William C., *Microwave mobile communications*. New York: IEEE Press, 1974.
- [19] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION ITU-R, Recommendation Rec. ITU-R M.1225, *Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000*, 1997.

[20] CLARK, R.H., *A statistical theory of mobile reception*. *BSJT*, Vol. 49, 957-1000. 1968.

[21] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION ITU-T, TELECOMMUNICATION STANDARDIZATION SECTOR OF ITU, Recommendation G.826, *Error performance parameters and objectives for international, constant bit rate digital paths at or above the primary rate*. 1996.

[22] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION ITU-T, TELECOMMUNICATION STANDARDIZATION SECTOR OF ITU, Recommendation G.821 *Error performance of an international digital connection operating at a bit rate below the primary rate and forming part of an integrated services digital network*. 1996.

8 OBRAS CONSULTADAS

BLAHUT, Richard E. *Theory and practice of error control codes*. 1ª ed. Reading, MA: Addison-Wesley publishing company, 1983.

LATHI, B.P., *Modern digital and analog communication systems*. 3ª ed. Oxford University Press, 1998.

XIONGWEN, Z., KIVINEN, J., VAINIKAINEN, P., *Characterization of Doppler spectra for mobile communications at 5.3 GHz*. IEEE Trans. On Vehicular Technology, vol. 52, No.1, pp.837-847, pp. 14-23, January 2003.

JERUCHIM, M. C., BALABAN, P., SHANMUGAN, K. S., *Simulation of communication systems*, Second Edition, New York, Kluwer Academic/Plenum, 2000.

PARSONS, J.D., *The mobile radio propagation channel*. 2ª ed. New York: John Wiley & Sons, 2000.

BELLO, P.A., *Characterization of randomly time-variant linear channels*. IEEE Trans. On Comm. Systems, vol. 11, pp. 360-393, December 1963.

YACOUB, Michel Daoud, *Foundations of mobile radio engineering*. 1a edição, USA: CRC Press, 1993.

RAPPAPORT, Theodore S., *Wireless communication principles and practice*. Upper Saddle River: Prentice Hall PTR 1966.

HAYKIN, Simon, *Adaptive filter theory*. Prentice Hall Information and System Sciences Series, 1986.

LEON-GARCIA, Alberto, *Probability and random processes for electrical engineering*. Second Edition, Addison-Wesley Publishing Company, 1994.

PROAKIS, John G., MANOLAKIS, Dimitris G., *Digital signal processing*. Third Edition, Prentice Hall, 1996.

MACWILLIAMS, F.J., SLOANE, N.J.A., *The theory of error correcting codes*. Ninth impression, Elsevier Science B.V. 1996.

JAKES, William C., *Microwave mobile communications*. New York: IEEE Press, 1974.

CARLSON, A.B., *Communication systems*, Third Edition, McGraw-Hill, 1986.

AULIN, Tor. *A modified model for the fading signal at a mobile radio channel*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-28, August 1979.

SKLAR, Bernard, *Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems*. IEEE Communication Magazine, 1997.

BERTONI, Henry L., *Radio propagation for modern wireless systems*. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, 2000.

MATLAB, *Communication toolbox 3*. The MathWorks, Inc., March 2007 Online only Revised for Version 3.5 (Release 2007a).

MATLAB, *Communications blockset 3 reference*. The MathWorks, Inc., March 2007 Online only Revised for Version 3.5 (Release 2007a).

MATLAB, *Signal processing toolbox 6, user's guide*. The MathWorks, Inc., March 2007 Online only Revised for Version 6.7 (Release 2007a).

MATLAB, *Signal processing blockset 6 user's guide*. The MathWorks, Inc., March 2007 Online only Version 6.5 (Release 2007a).

MATLAB, *Simulink® 6 reference*. The MathWorks, Inc., March 2007 Online only Revised for Simulink 6.6 (Release 2007a).

HANSELMAN, D., LITTLEFIELD, B., *Matlab 6, curso completo*. Pearson, 2004.

GUIMARÃES, Alberto G., PINTO, Ernesto L., *Técnicas de simulação de canais rádio móveis*. Revista Científica Periódica, 2001.

HASHEMI, Homayoun, *Simulation of the urban radio propagation channel*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. VT-28, 1979.

SUZUKI, Hirofumi, *A statistical model for urban radio propagation*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. COM-25, 1977.

TURIN, G.L., *et al.*, *A statistical model of urban multipath propagation*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. VT-21, 1972.

CAPLES, E.L., *et al.* *A UHF channel simulator for digital mobile radio*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. VT-29, 1980.

INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION ITU-R, Recommendation Rec. ITU-R M.1225, Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000, 1997.

CLARK, R.H. *A statistical theory of mobile reception*. BSJT, Vol. 49, 957-1000. 1968.

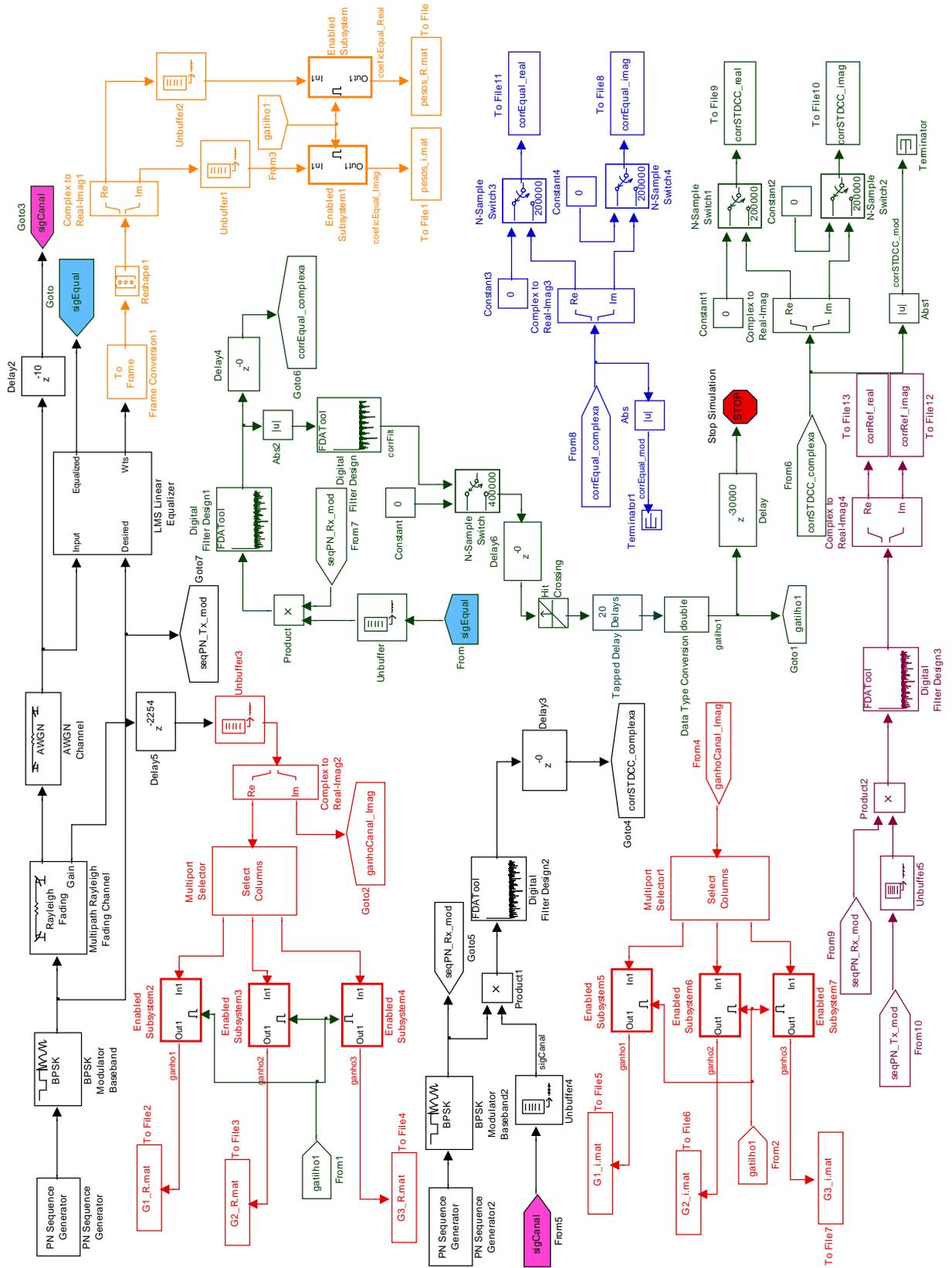
LEE, William C. Y., *Mobile communications design fundamentals*, Second Edition, New York, John Wiley & Sons, 1993.

INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION ITU-T, TELECOMMUNICATION STANDARDIZATION SECTOR OF ITU Recommendation G.826, *Error performance parameters and objectives for international, constant bit rate digital paths at or above the primary rate*. 1996.

INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION ITU-T, TELECOMMUNICATION STANDARDIZATION SECTOR OF ITU Recommendation G.821 *Error performance of an international digital connection operating at a bit rate below the primary rate and forming part of an integrated services digital network*. 1996.

9 APÉNDICES

9.1 DIAGRAMA DE BLOCOS DA SIMULAÇÃO NO SIMULINK



9.2 PROGRAMA PARA PROCESSAMENTO DOS DADOS BRUTOS

Programa para equalizadores de 20 tomadas.

```
%% PROCESSAMENTO DOS DADOS NO PICO DE CORRELAÇÃO
% usando um segundo equalizador

clear all; close all;

load pesos_R;
load G1_R;
load G2_R;
load G3_R;
load G1_i;
load G2_i;
load G3_i;
load pesos_i;
load corrSTDCC_real;
load corrSTDCC_imag;
load corrEqual_real;
load corrEqual_imag;
load corrRef_real;
load corrRef_imag;

%% Parâmetros

numTaps=20;
compGatilho=20;
numTapsEqual_2=numTaps;
alg=lms(0.001);

%% Seleção da seqüência de pesos

compSeqPesos=numTaps*compGatilho;
pesosImag=j*pesosImag(2,:);
pesosReal=pesosReal(2,:);
pesos=pesosReal+pesosImag;
Idp=find(pesos~=0+0j);
pesosSelec=pesos(Idp(1:compSeqPesos));
size(pesosSelec);
```

```

%% Reformatação dos pesos
pesosSelec=reshape(pesosSelec,numTaps,compGatilho);
size(pesosSelec);

%% Cálculo do vetor médio de pesos

vetMedioPesos=pesosSelec*ones(compGatilho,1)/compGatilho;
size(vetMedioPesos);

%% Seqüência de correlação de referência

corrRef_imag=j*corrRef_imag(2,:);
corrRef_real=corrRef_real(2,:);
corrRef=corrRef_real+corrRef_imag;
corrRef_max=max(corrRef);
I_Ref=find(corrRef==corrRef_max);

%% Seqüência de correlação STDCC

corrSTDCCimag=j*corrSTDCC_imag(2,:);
corrSTDCCreal=corrSTDCC_real(2,:);
corrSTDCC=corrSTDCCreal+corrSTDCCimag;
corrSTDCC=corrSTDCC/corrRef_max;

%% Seqüência de correlação do Equalizador

corrEqual_imag=j*corrEqual_imag(2,:);
corrEqual_real=corrEqual_real(2,:);
corrEqual=corrEqual_real+corrEqual_imag;
corrEqual_max=max(corrEqual)
modCorrEqual_max=abs(corrEqual_max)
I_Equal=find(corrEqual==corrEqual_max);
primusEqual=corrEqual_max
secundusEqual=corrEqual(I_Equal+2e3)
tertiusEqual=corrEqual(I_Equal+5e3)
modPrimusEqual=modCorrEqual_max
modSecundusEqual=abs(secundusEqual)
modTertiusEqual=abs(tertiusEqual)

%% Seleção dos valores de correlação STDCC (considerando sincronicidade)
% sincronicidade entre o pico corr Equal e o primeiro pico STDCC
primusSTDCC=corrSTDCC(I_Equal);
secundusSTDCC=corrSTDCC(I_Equal+2e3);
tertiusSTDCC=corrSTDCC(I_Equal+5e3);
modPrimus=abs(primusSTDCC);
modSecundus=abs(secundusSTDCC);
modTertius=abs(tertiusSTDCC);
residuo1=corrSTDCC(I_Equal+1.0e3);residuo2=corrSTDCC(I_Equal+2.1e3);residuo
3=corrSTDCC(I_Equal+3.2e3);residuo4=corrSTDCC(I_Equal+4.3e3);
residuo5=corrSTDCC(I_Equal+5.4e3);residuo6=corrSTDCC(I_Equal+6.5e3);residuo
7=corrSTDCC(I_Equal+7.6e3);residuo8=corrSTDCC(I_Equal+8.7e3);
residuo9=corrSTDCC(I_Equal+9.8e3);residuo10=corrSTDCC(I_Equal+10.9e3);resid
uo11=corrSTDCC(I_Equal+11.0e3);residuo12=corrSTDCC(I_Equal+12.1e3);
residuo13=corrSTDCC(I_Equal+13.2e3);residuo14=corrSTDCC(I_Equal+14.3e3);res
iduo15=corrSTDCC(I_Equal+15.4e3);
residuo16=corrSTDCC(I_Equal+16.5e3);residuo17=corrSTDCC(I_Equal+17.6e3);res
iduo18=corrSTDCC(I_Equal+18.7e3);residuo19=corrSTDCC(I_Equal+19.8e3);

```

```

canalSTDCC=[primusSTDCC;0;secundusSTDCC;0;0;tertiusSTDCC;zeros(14,1)]
canalSTDCCcompleto=[primusSTDCC;residuol1;secundusSTDCC;residuo3;residuo4;te
rtiusSTDCC;residuo6;residuo7;residuo8;residuo9;...
    residuo10;
residuol1;residuol2;residuol3;residuol4;residuol5;residuol6;residuol7;resid
uo18;residuol9];

%% Seleção de seqüência de ganhos

compSeqGanho=compGatilho;
ganho1R=ganho1R(2,:); ganho2R=ganho2R(2,:); ganho3R=ganho3R(2,:);
ganho1_i=j*ganho1_i(2,:); ganho2_i=j*ganho2_i(2,:);
ganho3_i=j*ganho3_i(2,:);
ganho1C=ganho1R+ganho1_i; ganho2C=ganho2R+ganho2_i;
ganho3C=ganho3R+ganho3_i;
Idg=find(ganho1C~=0+0j);
ganhoSelec1=ganho1C(Idg(1:compSeqGanho));
ganhoSelec2=ganho2C(Idg(1:compSeqGanho));
ganhoSelec3=ganho3C(Idg(1:compSeqGanho));
size(ganhoSelec2);size(ganhoSelec1);

%% Cálculo do valor médio dos ganhos

valorMedioGanho1=ganhoSelec1*ones(compGatilho,1)/compGatilho;
valorMedioGanho2=ganhoSelec2*ones(compGatilho,1)/compGatilho;
valorMedioGanho3=ganhoSelec3*ones(compGatilho,1)/compGatilho;
modGanho1=abs(valorMedioGanho1);
modGanho2=abs(valorMedioGanho2);
modGanho3=abs(valorMedioGanho3);

%% Vetor médio de ganho do Canal

vetorMedioGanhoCanal=[valorMedioGanho1;0;valorMedioGanho2;0;0;valorMedioGan
ho3;zeros(14,1)]
modVetorMedioGanhoCanal=[modGanho1;0;modGanho2;0;0;modGanho3;zeros(14,1)]

%% Segundo equalizador

sigTeste=randint(1,500000);
sigTeste=pskmod(sigTeste,2);
result=filter(vetMedioPesos,1,sigTeste);
eqObj=lineareq(numTapsEqual_2,alg);
eqObj.RefTap=round(numTapsEqual_2/2);
inversao=equalize(eqObj,result,sigTeste);
weights=eqObj.Weights;
weights=reshape(weights,numTapsEqual_2,1)
modWeights=abs(weights)
canalSegEqual=[weights(1);0;weights(3);0;0;weights(6);zeros(14,1)]

%% Processamento dos Resíduos

residuosSTDCC=canalSTDCCcompleto-
[primusSTDCC;corrSTDCC(I_Equal+1e3);secundusSTDCC;0;0;tertiusSTDCC;zeros(14
,1)];
quadradoVetResiduosSTDCC=residuosSTDCC.^2;
somaQuadradosVetResSTDCC=ones(1,20)*quadradoVetResiduosSTDCC;
erroSTDCC=sqrt(somaQuadradosVetResSTDCC)
modErroSTDCC=abs(erroSTDCC)

```

```
residuosSegundoEqual=[0;weights(2);0;weights(4:5);0;weights(7:20)];
quadradoVetResidosSegundoEqual=residuosSegundoEqual.^2;
somaQuadradosVetResSegEqual=ones(1,20)*quadradoVetResidosSegundoEqual;
erroSegundoEqual=sqrt(somaQuadradosVetResSegEqual)
modErroSegundoEqual=abs(erroSegundoEqual)

%% Processamento

relacaoModSTDCCModCanal=[modPrimus/modGanho1;0;modSecundus/modGanho2;0;0;mo
dTertius/modGanho3;zeros(14,1)]
relacaoSegEqualModCanal=modWeights(1:20)./modVetorMedioGanhoCanal

%% Resultados salvos

save resultados vetorMedioGanhoCanal modVetorMedioGanhoCanal
relacaoModSTDCCModCanal relacaoSegEqualModCanal...
    canalSTDCC canalSTDCCcompleto residuosSTDCC erroSTDCC modErroSTDCC
residuosSegundoEqual erroSegundoEqual...
    modErroSegundoEqual corrEqual_max modCorrEqual_max canalSegEqual
primusEqual secundusEqual tertiusEqual...
    modPrimusEqual modSecundusEqual modTertiusEqual
```

9.3 TABELAS COM OS RESULTADOS PROCESSADOS

Canal [0 2 5]Ts [0 -3 -6]dB Eb/No=90 dB												
	Relação estimado/referência											
	0,1 Hz						1 Hz					
	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40
1º raio	1,0204	1,1233	0,9978	1,0013	1,1405	0,9997	1,0356	1,1104	0,9979	1,0066	1,1353	0,9999
2º raio	0,9608	0,0232	0,9916	0,9929	0,0029	0,9995	0,9460	0,0346	0,9913	0,9887	0,0083	0,9997
3º raio	0,9156	0,0371	0,9974	0,9939	0,0083	1,0128	0,9118	0,0523	0,9982	0,9936	0,0142	1,0110
Média	0,9656		0,9956	0,9960		1,0040	0,9645		0,9958	0,9963		1,0035
Desvio Padrão	0,0526		0,0035	0,0046		0,0076	0,0639		0,0039	0,0093		0,0065
Erro do método (valor RMS)	0,1002		0,0802	0,0309		0,1105	0,1085		0,0778	0,0403		0,1038

(A)

Canal [0 2 5]Ts [0 -3 -6]dB Eb/No=90 dB												
	Relação estimado/referência											
	10 Hz						50 Hz					
	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40
1º raio	1,0197	1,1325	0,9984	1,0052	1,1423	0,9994	1,0323	1,1614	1,0013	1,0474	1,1483	0,9967
2º raio	0,9694	0,0151	0,9891	0,9900	0,0011	0,9955	1,1404	0,0061	1,1778	1,1660	0,0027	1,1590
3º raio	0,9496	0,0243	1,0110	1,0025	0,0059	1,0281	0,8467	0,0107	0,5243	3,9006	0,0052	10,0910
Média	0,9796		0,9995	0,9992		1,0077	1,0065		0,9011	2,0380		4,0822
Desvio Padrão	0,0361		0,0110	0,0081		0,0178	0,1485		0,3381	1,6141		5,2044
Erro do método (valor RMS)	0,0394		0,0679	0,0172		0,1001	0,0043		0,0349	0,0007		0,0807

(B)

Tabela 9.1 – Relação estimado/referência, valor da correlação do sinal equalizado, média e desvio padrão por Doppler. Relação Eb/No=90 dB

Canal [0 2 5] Ts [0 -3 -6] dB Eb/No=90 dB								
Média e desvio padrão, por raio								
	Equalizador 20 tomadas		STDCC instante 20		Equalizador 40 tomadas		STDCC instante 40	
	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão
1º raio	1,0270	0,0081	0,9989	0,0017	1,0151	0,0216	0,9989	0,0015
2º raio	1,0042	0,0913	1,0375	0,0936	1,0344	0,0878	1,0384	0,0804
3º raio	0,9059	0,0430	0,8827	0,2390	1,7227	1,4520	3,2857	4,5369

Tabela 9.2 – Média e desvio padrão, por raio. Canal [0 2 5]. Relação Eb/No=90 dB

Canal [0 2 5]Ts [0 -3 -6]dB Eb/No=30 dB												
	Relação estimado/referência											
	0,1 Hz						1 Hz					
	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40
1º raio	1,0213	1,1221	0,9990	1,0007	1,1394	1,0011	1,0368	1,1089	0,9992	1,0058	1,1341	1,0011
2º raio	0,9579	0,0234	0,9918	0,9928	0,0040	0,9981	0,9444	0,0348	0,9917	0,9884	0,0096	0,9979
3º raio	0,9117	0,0367	0,9954	0,9893	0,0087	1,0108	0,9070	0,0517	0,9965	0,9900	0,0150	1,0100
Média	0,9636		0,9954	0,9943		1,0033	0,9627		0,9958	0,9947		1,0030
Desvio Padrão	0,0550		0,0036	0,0058		0,0066	0,0668		0,0038	0,0096		0,0063
Erro do método (valor RMS)	0,0971		0,0807	0,0327		0,1101	0,105		0,0786	0,0394		0,1036

(A)

Canal [0 2 5]Ts [0 -3 -6]dB Eb/No=30 dB												
Relação estimado/referência												
	10 Hz						50 Hz					
	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40
1º raio	1,0195	1,1326	0,9975	1,0079	1,1402	0,9981	1,0354	1,1574	1,0011	1,0498	1,1467	0,9958
2º raio	0,9676	0,0154	0,9901	0,9901	0,0018	0,9961	1,1166	0,0074	1,1618	1,1652	0,0028	1,1597
3º raio	0,9417	0,0245	1,0078	1,0006	0,0067	1,0304	0,8360	0,0097	0,5283	4,0768	0,0055	10,1631
Média	0,9763		0,9985	0,9995		1,0082	0,9960		0,8971	2,0973		4,1062
Desvio Padrão	0,0396		0,0089	0,0089		0,0193	0,1444		0,3293	1,7153		5,2461
Erro do método (valor RMS)	0,0432		0,0685	0,0214		0,0994	0,0037		0,0356	0,0057		0,0801

(B)

Tabela 9.3 – Relação estimado/referência, valor da correlação do sinal equalizado, média e desvio padrão por Doppler. Relação Eb/No=30 dB

Canal [0 2 5] Ts [0 -3 -6] dB Eb/No=30 dB								
Média e desvio padrão, por raio								
	Equalizador 20 tomadas		STDCC instante 20		Equalizador 40 tomadas		STDCC instante 40	
	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão
1º raio	1,0283	0,0091	0,9992	0,0015	1,0161	0,0227	0,9990	0,0026
2º raio	0,9966	0,0805	1,0339	0,0853	1,0341	0,0874	1,0380	0,0812
3º raio	0,8991	0,0448	0,8820	0,2359	1,7642	1,5418	3,3036	4,5730

Tabela 9.4 – Média e desvio padrão, por raio. Canal [0 2 5]. Relação Eb/No=30 dB

Canal [0 2 5]Ts [0 -3 -6]dB Eb/No=20 dB												
	Relação estimado/referência											
	0,1 Hz						1 Hz					
	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40
1º raio	1,0322	1,1116	1,0016	1,0036	1,1273	1,0041	1,0484	1,0974	1,0020	1,0118	1,1201	1,0044
2º raio	0,9617	0,0271	0,9921	0,9837	0,0130	0,9952	0,9476	0,0385	0,9928	0,9828	0,0197	0,9942
3º raio	0,8969	0,0372	0,9912	0,9745	0,0134	1,0065	0,8957	0,0521	0,9928	0,9774	0,0212	1,0061
Média	0,9636		0,9950	0,9873		1,0019	0,9639		0,9959	0,9907		1,0016
Desvio Padrão	0,0677		0,0058	0,0149		0,0060	0,0776		0,0053	0,0185		0,0064
Erro do método (valor RMS)	0,089		0,0824	0,0376		0,1092	0,0966		0,0807	0,0336		0,1029

(A)

Canal [0 2 5]Ts [0 -3 -6]dB Eb/No=20 dB												
	Relação estimado/referência											
	10 Hz						50 Hz					
	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40
1º raio	1,0260	1,1234	0,9958	1,0203	1,1257	0,9958	1,0605	1,1246	1,0004	1,0697	1,1283	0,9936
2º raio	0,9662	0,0196	0,9918	0,9872	0,0098	0,9975	1,0592	0,0129	1,1270	1,1741	0,0069	1,1599
3º raio	0,9260	0,0257	0,9988	0,9938	0,0116	1,0334	0,8151	0,0046	0,5400	4,3534	0,0074	10,4813
Média	0,9727		0,9955	1,0004		1,0089	0,9783		0,8891	2,1991		4,2116
Desvio Padrão	0,0503		0,0035	0,0175		0,0212	0,1413		0,3089	1,8664		5,4304
Erro do método (valor RMS)	0,0508		0,0708	0,0393		0,0976	0,0064		0,0369	0,0188		0,0786

(B)

Tabela 9.5 – Relação estimado/referência, valor da correlação do sinal equalizado, média e desvio padrão por Doppler. Relação Eb/No=20 dB

Canal [0 2 5] Ts [0 -3 -6] dB Eb/No=20 dB								
Média e desvio padrão, por raio								
	Equalizador 20 tomadas		STDCC instante 20		Equalizador 40 tomadas		STDCC instante 40	
	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão
1º raio	1,0418	0,0157	1,0000	0,0028	1,0264	0,0297	0,9995	0,0056
2º raio	0,9837	0,0510	1,0259	0,0674	1,0320	0,0948	1,0367	0,0821
3º raio	0,8834	0,0477	0,8807	0,2272	1,8248	1,6858	3,3818	4,7330

Tabela 9.6 – Média e desvio padrão, por raio. Canal [0 2 5]. Relação Eb/No=20 dB

Canal [0 2 5]Ts [0 -3 -6] dB Eb/No=10 dB												
	Relação estimado/referência											
	0,1 Hz						1 Hz					
	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40
1º raio	1,1135	1,0243	1,0099	1,0709	1,0265	1,0136	1,1383	1,0038	1,0109	1,0894	1,0092	1,0146
2º raio	0,9815	0,0592	0,9939	0,9299	0,0772	0,9859	0,9697	0,0697	0,9970	0,9345	0,0846	0,9826
3º raio	0,8439	0,0488	0,9778	0,8901	0,0484	0,9929	0,8353	0,0640	0,9808	0,9058	0,0623	0,9939
Média	0,9796		0,9939	0,9636		0,9975	0,9811		0,9962	0,9766		0,9970
Desvio Padrão	0,1348		0,0161	0,0950		0,0144	0,1518		0,0151	0,0988		0,0162
Erro do método (valor RMS)	0,0613		0,0918	0,0842		0,1081	0,0456		0,0912	0,0922		0,1021

(A)

Canal [0 2 5]Ts [0 -3 -6] dB Eb/No=10 dB												
	Relação estimado/referência											
	10 Hz						50 Hz					
	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40	Equalizador 20 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 20	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC instante 40
1º raio	1,0968	1,0262	0,9896	1,0997	1,0147	0,9886	1,2948	0,8825	0,9991	1,2303	0,9628	0,9878
2º raio	0,9698	0,0525	0,9987	0,9702	0,0719	1,0022	0,8372	0,0357	1,0210	1,1738	0,0472	1,1633
3º raio	0,8737	0,0387	0,9767	0,9609	0,0466	1,0412	0,7190	0,0203	0,5833	3,8912	0,0219	11,2876
Média	0,9801		0,9883	1,0103		1,0107	0,9503		0,8678	2,0984		4,4796
Desvio Padrão	0,1119		0,0111	0,0776		0,0273	0,3041		0,2466	1,5528		5,8966
Erro do método (valor RMS)	0,0688		0,072	0,091		0,0924	0,0249		0,0456	0,0653		0,0723

(B)

Tabela 9.7 – Relação estimado/referência, valor da correlação do sinal equalizado, média e desvio padrão por Doppler. Relação Eb/No=10 dB

Canal [0 2 5]Ts [0 -3 -6] dB Eb/No=10 dB								
Média e desvio padrão, por raio								
	Equalizador 20 tomadas		STDCC instante 20		Equalizador 40 tomadas		STDCC instante 40	
	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão
1º raio	1,1609	0,0909	1,0024	0,0101	1,1226	0,0728	1,0012	0,0150
2º raio	0,9396	0,0685	1,0027	0,0124	1,0021	0,1159	1,0335	0,0870
3º raio	0,8180	0,0680	0,8797	0,1976	1,6620	1,4864	3,5789	5,1392

Tabela 9.8 – Média e desvio padrão, por raio. Canal [0 2 5]. Relação Eb/No=10 dB

Canal [0 12 20]Ts [0 -6 -13] dB Eb/No=90 dB																
	Relação estimado/referência												Média e desvio padrão por raio			
	0,1 Hz			1 Hz			10 Hz			50 Hz			Equalizador		STDCC	
	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão
1º raio	0,9928	1,1219	0,9989	0,9970	1,1190	0,9991	1,0079	1,1287	0,9987	1,0489	1,1468	0,9972	1,0117	0,0256	0,9985	0,0009
2º raio	0,8956	0,0478	0,9831	0,8702	0,0512	0,9807	0,9064	0,0327	0,9599	1,1290	0,0222	2,1540	0,9503	0,1201	1,2694	0,5898
3º raio	0,7194	0,0346	1,0189	0,7187	0,0424	1,0182	0,8253	0,0259	1,0843	3,5927	0,0197	40,3284	1,4640	1,4200	10,8625	19,6440
Média	0,8693		1,0003	0,8620		0,9993	0,9132		1,0143	1,9235		14,4932				
Desvio Padrão	0,1386		0,0179	0,1393		0,0188	0,0915		0,0637	1,4461		22,3814				
Erro do método (valor RMS)	0,1591		0,2002	0,1466		0,2113	0,1175		0,1807	0,0208		0,1352				

Tabela 9.9 – Relação estimado/referência, valor da correlação do sinal equalizado, media e desvio padrão por raio e por Doppler. Relação Eb/No=90 dB

Canal [0 12 20]Ts [0 -6 -13] dB Eb/No=30 dB																
	Relação estimado/referência												Média e desvio padrão por raio			
	0,1 Hz			1 Hz			10 Hz			50 Hz			Equalizador		STDCC	
	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão
1º raio	0,9902	1,1212	1,0001	0,9944	1,1184	1,0003	1,0082	1,1279	0,9978	1,0511	1,1457	0,9963	1,0110	0,0278	0,9986	0,0019
2º raio	0,8918	0,0477	0,9804	0,8632	0,0512	0,9777	0,9050	0,0332	0,9622	1,1326	0,0222	2,1472	0,9482	0,1242	1,2669	0,5869
3º raio	0,6898	0,0352	1,0189	0,6851	0,0429	1,0182	0,8172	0,0257	1,0774	3,8591	0,0190	40,2543	1,5128	1,5654	10,8422	19,6081
Média	0,8573		0,9998	0,8476		0,9987	0,9101		1,0125	2,0143		14,4659				
Desvio Padrão	0,1531		0,0193	0,1552		0,0203	0,0956		0,0590	1,5982		22,3408				
Erro do método (valor RMS)	0,1588		0,1997	0,1425		0,2106	0,1187		0,1787	0,0217		0,1339				

Tabela 9.10 – Relação estimado/referência, valor da correlação do sinal equalizado, media e desvio padrão por raio e por Doppler. Relação Eb/No=30 dB

Canal [0 12 20]Ts [0 -6 -13] dB Eb/No=20 dB																
	Relação estimado/referência												Média e desvio padrão por raio			
	0,1 Hz			1 Hz			10 Hz			50 Hz			Equalizador		STDCC	
	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão
1º raio	0,9923	1,1148	1,0027	1,0004	1,1115	1,0031	1,0126	1,1210	0,9958	1,0662	1,1327	0,9945	1,0179	0,0333	0,9990	0,0045
2º raio	0,8939	0,0492	0,9746	0,8771	0,0527	0,9711	0,9008	0,0363	0,9673	1,1385	0,0241	2,1352	0,9526	0,1243	1,2621	0,5821
3º raio	0,6438	0,0372	1,0188	0,6700	0,0449	1,0182	0,7981	0,0260	1,0626	5,4188	0,0180	39,5518	1,8827	2,3584	10,6629	19,2593
Média	0,8433		0,9987	0,8492		0,9975	0,9038		1,0086	2,5412		14,2272				
Desvio Padrão	0,1797		0,0224	0,1670		0,0241	0,1073		0,0489	2,4924		21,9392				
Erro do método (valor RMS)	0,1619		0,1988	0,1491		0,2094	0,1173		0,1684	0,0297		0,1314				

Tabela 9.11 – Relação estimado/referência, valor da correlação do sinal equalizado, media e desvio padrão por raio e por Doppler. Relação Eb/No=20 dB

Canal [0 12 20]Ts [0 -6 -13] dB Eb/No=10 dB																
	Relação estimado/referência												Média e desvio padrão por raio			
	0,1 Hz			1 Hz			10 Hz			50 Hz			Equalizador		STDCC	
	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Equalizador 40 tomadas	Valor correlação sinal equalizado	STDCC	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão
1º raio	1,0200	1,0568	1,0109	1,0393	1,0477	1,0119	1,0698	1,0545	0,9895	1,1713	1,0076	0,9895	1,0751	0,0673	1,0005	0,0127
2º raio	0,9236	0,0670	0,9564	0,9204	0,0713	0,9505	0,9560	0,0611	0,9835	1,1703	0,0435	2,1010	0,9926	0,1196	1,2479	0,5689
3º raio	0,5064	0,0468	1,0201	0,5550	0,0557	1,0192	0,7246	0,0329	1,0159	14,0715	0,0177	37,1118	3,9644	6,7387	10,0418	18,0467
Média	0,8167		0,9958	0,8382		0,9939	0,9168		0,9963	5,4710		13,4008				
Desvio Padrão	0,2730		0,0344	0,2524		0,0377	0,1759		0,0172	7,4482		20,5419				
Erro do método (valor RMS)	0,2116		0,1983	0,1883		0,2076	0,1353		0,1619	0,0711		0,1263				

Tabela 9.12 – Relação estimado/referência, valor da correlação do sinal equalizado, media e desvio padrão por raio e por Doppler. Relação Eb/No=10 dB