

MARIA ALZIRA DE ARAÚJO NUNES

**UMA METODOLOGIA PARA QUANTIFICAÇÃO DA
CONTRIBUIÇÃO SONORA DE FONTES DE RUÍDO
INDUSTRIAL NO MEIO AMBIENTE**



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA**

2006

Livros Grátis

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

Milhares de livros grátis para download.

MARIA ALZIRA DE ARAÚJO NUNES

**UMA METODOLOGIA PARA QUANTIFICAÇÃO DA CONTRIBUIÇÃO
SONORA DE FONTES DE RUÍDO INDUSTRIAL NO MEIO AMBIENTE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos para a obtenção do título de **MESTRE EM ENGENHARIA MECÂNICA.**

Área de Concentração: Mecânica dos Sólidos e Vibrações.

Orientador: Prof. Dr. Marcus Antônio V. Duarte

UBERLÂNDIA - MG

2006

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pelo Sistema de Bibliotecas da UFU / Setor de Catalogação e Classificação

N972m Nunes, Maria Alzira de Araújo, 1981-
Uma metodologia para quantificação da contribuição sonora de fontes de ruído industrial no meio ambiente / Maria Alzira de Araújo Nunes. - Uberlândia, 2006.
153f. : il.
Orientador: Marcus Antônio V. Duarte.
Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.
Inclui bibliografia.
1. Engenharia mecânica - Teses. 2. Ruído industrial - Controle - Teses. I. Duarte, Marcus Antônio Viana. II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica. III. Título.

621



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
 FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
 PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA
 Av. João Naves de Ávila, 2121 - 38400-902 Fone: 0XX(34)32394149 Ramal 42
 FAX: 0XX(34)32394282 - Campus Santa Mônica - Uberlândia MG



ALUNO: Maria Alzira de Araújo Nunes

NÚMERO DE MATRÍCULA: 5041209-1

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Mecânica dos Sólidos e Vibrações

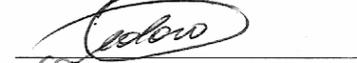
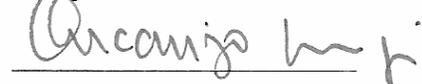
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA: NÍVEL MESTRADO

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO:

“Uma Metodologia para Quantificação da Contribuição Sonora de Fontes de Ruído Industrial no Meio Ambiente”

ORIENTADOR: Prof. Dr. Marcus Antonio Viana Duarte

A Dissertação foi **APROVADA** em reunião pública, realizada na Sala 218, Bloco “1M”, Campus Santa Mônica, em 13 de janeiro de 2006, às 09:00 horas, com a seguinte Banca Examinadora:

NOME		ASSINATURA
Prof. Dr. Marcus Antonio Viana Duarte	UFU	
Prof. Dr. Elias Bitencourt Teodoro	UFU	
Prof. Dr. Arcanjo Lenzi	UFSC	

Uberlândia, 13 de janeiro de 2006.

A meus pais, Welington e Marileide,
e à minha irmã, Roberta.

AGRADECIMENTOS

À Deus, por tudo.

À Universidade Federal de Uberlândia e à Faculdade de Engenharia Mecânica pela oportunidade de realizar este Curso.

Ao Programa de Pós-Graduação pela estrutura fornecida para realização deste trabalho.

Ao CNPq (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico) e FAPEMIG (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais) pelo apoio financeiro.

Ao meu amigo e orientador, Prof. Dr. Marcus Antônio Viana Duarte, pelas contribuições valiosas ao longo dos anos de ensino, e ainda pelo interesse e apoio a esta linha de pesquisa.

A meus pais, Welington e Marileide. A ambos, pela presença constante e inesgotável estímulo.

À minha irmã, Roberta, pelo apoio afetivo.

À minha família, por acreditarem no meu esforço.

À família Duarte (Marcus, Isabel, Ricardo, André e Júlia), pelo apoio, convivência e lições de vida.

À Tatiana Meola (Tati), pelo companheirismo e inestimável amizade. Ao colega Ricardo (Alemão) pelo apoio prestado.

Ao meu namorado, Thiago, pelo companheirismo, apoio e por me fazer acreditar que seria capaz de superar os momentos difíceis.

Ao professor Dr. Marcos Morais de Sousa, pelo suporte e ajudas prestadas.

Ao professor Elias Bitencourt Teodoro, Ph.D., pelas informações transmitidas e valiosas revisões.

Aos professores, técnicos e funcionários do departamento de Engenharia Mecânica (FEMEC) que de alguma forma contribuíram para realização deste trabalho.

A todos aqueles que contribuíram para a finalização deste trabalho.

NUNES, M. A. A. **Uma Metodologia para Quantificação da Contribuição Sonora de Fontes de Ruído Industrial no Meio Ambiente**. 2006. 153 f. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia - MG.

Resumo

Nas últimas duas décadas, os estudos sobre os efeitos do ruído na audição e conseqüente melhoria da qualidade de vida do ser humano ganharam grande impulso, uma vez que o ruído pode causar distúrbios no sono e na saúde em geral do ser humano. Uma das grandes vertentes destes estudos trata-se de analisar a influência do ruído industrial na qualidade do ambiente exterior onde as pessoas circulam ou permanecem, sendo este tipo de ruído uma das maiores causas de reclamações das comunidades no órgão competente de sua cidade. Uma vez que simulações numérico-computacionais para controle de ruído ambiental geram erros da ordem de 5 dB, propõe-se neste trabalho uma metodologia que consiste na determinação da Função Transferência (FT) entre a fonte sonora de interesse e o ponto receptor, utilizando filtro adaptativo LMS (*Least Mean Square*) e uma fonte sonora de referência (gerador de varredura senoidal, ou *sine sweep*). Uma vez estimada a FT e o sinal (pressão sonora) obtido próximo à fonte sonora que se quer quantificar, é possível então estimar o nível de ruído proveniente desta fonte no ponto receptor localizado externamente à planta industrial. Simulações numéricas e experimentos comprovaram os excelentes resultados obtidos. No entanto, a capacidade de filtragem do filtro (LMS) é comprometida à medida que o nível de energia da fonte de referência é reduzido se comparado com a energia gerada pelas outras fontes no ponto receptor.

Palavras chave: Quantificação sonora. Ruído ambiental. Filtro adaptativo LMS. Varredura Senoidal.

NUNES, M. A. A. **A Methodology for Quantification of the Sonorous Contribution of Sources of Industrial Noise in the Environment.** 2006. M. Sc. Dissertation, Federal University of Uberlândia, MG.

Abstract

In the last twenty years, studies about the effect of the noise in the hearing and in the quality of life of the human being had gotten a great impulse, considering that the noise can cause disturbances during the sleep and in the health of the human being. One of the biggest sources of these studies, aims to analyze the influence of the industrial noise in the quality of the exterior environment where the people circulate or remain, being this type of noise one of the biggest causes of claims of the communities in the competent agency of its city. Once numerical-computational simulations for control of ambient noise generate errors of the order of 5 dB, a methodology consisting of the determination of Transfer Function (FT) between the noise source of interest and the receiving point, using adaptive filter LMS (Least Mean Square) and a reference source (generating of sine sweep). With the FT estimated and the acquired signal (acoustic pressure) next to the noise source, which we want to quantify, it is possible to estimate the level of noise proceeding from this source in the receiving point, which is located externally to the industrial plant. Excellent results were obtained with numerical simulations that agreed reasonably with experiments. However, the capacity of filtering of the filter is compromised when the level of energy of the reference source is reduced if compared with the energy generated for the other sources in the receiving point.

Keywords: Noise sources quantification. Environmental noise. LMS Adaptive filter. Sine Sweep.

LISTA DE SÍMBOLOS

Letras Latinas

A	Amplitude do sinal.
B_k	Vetor dos coeficientes do filtro LMS.
b_n	n -ésimo coeficientes do filtro LMS.
C	Velocidade do som [m/s].
d	Distância [m] .
D	Comprimento do caminho de transmissão sonora [m].
$d(n)$	Resposta desejada do filtro de Wiener no n -ésimo instante.
DI	Índice de Diretividade.
E	Esperança matemática.
$e(n)$	Erro entre a n -ésima amostra do vetor do sinal desejado do filtro de Wiener e da n -ésima amostra do vetor de saída do filtro de Wiener.
$FA(v, \tau)$	Função de Ambigüidade Simétrica.
f	Frequência [Hz].
$(G_{ij,klm})$	Auto-espectro residual ou densidade espectral cruzada residual.
h	Concentração molar de vapor d'água [%].
$H(f)$	Função Transferência de um sistema SISO (<i>Single Input / Single Output</i> - SISO): uma entrada/ uma saída.
$H_k(Z)$	Função transferência do filtro adaptativo.
I	Intensidade Sonora [Watt/m ²].
I_o	Intensidade Sonora de referência [Watt/m ²].
\tilde{I}	Parte imaginária do espectro cruzado.
J	Função objetivo do procedimento de otimização.
K_o	Número de ondas.
L	Tamanho do vetor de coeficientes do filtro adaptativo (número de pesos do filtro).
$v(k)$	Vetor de ruído do modelo com k amostras.
$o(n)$	Saída do filtro de Wiener no n -ésimo instante.

P	Pressão Sonora [Pa].
p_a	Pressão atmosférica ambiente [kPa].
P_o	Pressão Sonora de referência [Pa].
p_r	Pressão atmosférica de referência [kPa].
Q	Velocidade de volume [m ³ /seg].
Q_θ	Fator de Diretividade .
r	Raio de uma fonte sonora esférica [m].
R	Matriz quadrada de auto-correlação do vetor de entrada do filtro de Wiener.
$R(t, \tau)$	Função de auto-correlação instantânea.
\tilde{R}	Parte real do espectro cruzado.
$S(t)$	Varredura senoidal, ou <i>Sine Sweep</i> linear.
T	Temperatura [°C ou Kelvin].
t	Tempo [s].
T_o	Temperatura de referência [K].
tr	Diagonal de uma matriz.
$u(k)$	k -ésima amostra do vetor de entrada do filtro de Kalman.
U_c	Velocidade de convecção.
V_o	Amplitude de velocidade em uma superfície esférica (fonte pulsante) [m]
W	Potência Sonora [Watt].
$W(L)$	Vetor constituído por L coeficientes do filtro de Wiener.
w_L	L -ésimo coeficiente do filtro de Wiener.
\bar{x}^2	Média exponencial .
$(\hat{x}(k k))$	Vetor com os valores estimados do sistema para o filtro de Kalman.
X_k	Vetor de entrada do filtro adaptativo com k amostras.
Y_k	k -ésima saída do filtro adaptativo.

Letras Gregas

ε^2	Erro médio quadrático.
θ	Vetor de parâmetros virtuais do modelo da formulação de estado do filtro de Kalman.
ΔN_{div}	Atenuação sonora devido à distância [dB].
ΔN_b	Atenuação sonora devido à barreira [dB].
ΔN_v	Atenuação sonora devido à vegetação [dB].
ΔN_g	Atenuação sonora devido ao solo.
ΔN_a	Atenuação devido à absorção atmosférica [dB].
∇	Vetor gradiente .
μ	Taxa de convergência do filtro adaptativo .
σ^2	Potência do sinal de entrada do filtro adaptativo.
σ	Fator de escala da distribuição de Choi-Williams.
α_a	Coefficiente de atenuação atmosférica.
α	Fator de esquecimento (<i>forgetting factor</i>) do filtro adaptativo.
$(\Sigma \Delta N)_{mj}$	Função Transferência para o m -ésimo caminho de transmissão da j -ésima fonte sonora.
ρ	Densidade do meio de propagação [Kg/m ³].
τ	Atraso (<i>delay</i>) de um sinal.
$\Phi(\nu, \tau)$	Função núcleo bidimensional.
ν	Frequência discreta no domínio da ambigüidade.
$\gamma^2_{ij.klm}$	Função de Coerência Parcial.
ω	Frequência [radianos].

Abreviaturas

CWD	Distribuição de Choi-Williams.
DEP	Densidade Espectral de Potência.
FFT	Transformada rápida de Fourier.

FT	Função Transferência.
LMS	Algoritmo de Mínimos Quadrados (<i>Least Mean Square</i>).
MISO	Sistema de Múltiplas Entradas e uma Saída (<i>Multiple Input / Single Output</i>).
NI	Nível de Intensidade Sonora [dB].
NLMS	Filtro LMS normalizado.
NPS	Nível de Pressão Sonora [dB].
NWS	Nível de Potência Sonora [dB].
PCF	Função de Coerência Parcial (<i>Partial Coherence Function</i>).
RLS	Algoritmo de Mínimos Quadrados Recursivo (<i>Recursive Least Square</i>).
rms	Raíz média quadrática (<i>Root Mean Square</i>).
STFT	Transformada curta de Fourier (Short Time Fourier Transform).
TFD	Distribuição Tempo-Freqüência.

SUMÁRIO

Capítulo I – Introdução	1
1.1 – Objetivos do trabalho	8
1.2 – Estrutura da Dissertação	9
Capítulo II – Acústica Básica	11
2.1 – Ondas Acústicas	12
2.1.1 <i>Velocidade do som</i>	12
2.1.2 <i>Nível de Pressão Sonora e Intensidade Sonora</i>	13
2.1.3 <i>Nível de Potência Sonora</i>	14
2.2 - Propagação sonora em campo livre	14
2.2.1 <i>Fonte sonora</i>	15
2.2.2 <i>Caminho de Transmissão</i>	17
2.2.3 <i>Receptor</i>	19
2.3 - Ruído Ambiental	20
2.3.1 <i>Avaliação do Ruído Ambiental</i>	21
2.3.2 <i>Avaliação da Perturbação da Comunidade</i>	23
Capítulo III – Processamento Digital de Sinais - Sistemas Adaptativos	24
3.1-Introdução	24
3.2 Filtragem Adaptativa	25
3.2.1 <i>Filtro de Wiener</i>	27
3.2.2 <i>Filtro de Kalman</i>	30
3.2.2.1 <i>Abordagem Generalizada da atuação do filtro de Kalman</i>	31
3.2.3 <i>Filtro Adaptativo Básico</i>	37
3.2.3.1 <i>Algoritmo de Mínimos Quadrados (LMS - Least Mean Square)</i>	38
3.2.3.2 <i>Algoritmo de Mínimos Quadrados Normalizado (NLMS - Normalized Least Mean Square)</i>	42

3.2.3.3 <i>Cancelamento Adaptativo de Ruído</i>	43
3.3 Aplicação do Filtro LMS na Quantificação de Fontes Sonoras	44
Capítulo IV – Simulações Numéricas	47
4.1 Introdução	47
4.2 Análise de sensibilidade	49
4.3 Simulação 1 - Uma fonte sonora irradiando tom puro	55
4.4 Simulação 2 - Uma fonte sonora irradiando tom puro e ruído branco	64
4.5 Simulação 3 - Uma fonte sonora irradiando um sinal composto por ruído branco e um seno com um harmônico	68
4.6 Simulação 4 - Duas fontes sonoras	72
4.7 Simulação 5 - Três fontes sonoras	76
4.8 Simulação 6 - Três fontes sonoras e fonte de referência com amplitude variável	86
4.9 Simulação 7 - Três fontes sonoras e presença de uma barreira	89
Capítulo V – Procedimento Experimental	93
5.1 Introdução	94
5.2 Procedimentos Experimentais	94
5.2.1 <i>Ajuste dos Parâmetros do Filtro Adaptativo</i>	94
5.2.2 <i>Campo Reverberante</i>	98
5.2.2.1 <i>Configuração 1 – Varredura Senoidal com maior energia em relação às fontes, Exaustor e Ruído Rosa, no ponto receptor</i>	103
5.2.2.2 <i>Configuração 2 – Varredura Senoidal com menor energia em relação às fontes, Exaustor e Ruído Rosa, no ponto receptor</i>	105
5.2.2.3 <i>Procedimento para obtenção da Varredura Senoidal média</i>	106
5.2.3 <i>Campo Livre</i>	116
Capítulo VI – Conclusões	127
6.1 Conclusões deste Trabalho	127

6.2 Trabalhos Futuros	129
Referências Bibliográficas	130
ANEXO I – Técnica da Correlação Polar (PCT - <i>Polar Correlation Technique</i>)	136
ANEXO II - Método da Função de Coerência Parcial (PCF)	141
ANEXO III - A Varredura Senoidal (<i>Sine Sweep</i>)	143
ANEXO IV - Distribuições Tempo-Frequência (TFD)	146

CAPÍTULO I

Introdução

A exposição da população ao Ruído Ambiente, particularmente nas zonas urbanas, tem merecido uma atenção crescente por parte da comunidade. Uma das grandes preocupações, se trata de analisar a influência do ruído industrial, na qualidade do ambiente exterior onde as pessoas circulam ou permanecem, sendo este tipo de ruído uma das maiores causas de reclamações das comunidades no órgão competente de sua cidade (HANDLEY, 1995).

Nos últimos vinte anos, foram revistos na literatura científica, tópicos tais como distúrbios do sono e da saúde em geral no cidadão urbano, devidos direta ou indiretamente ao ruído, através do estresse ou perturbação do ritmo biológico (SOUZA, 1992).

Concluiu-se que em vigília, o ruído de até 50 dB(A) provoca estresse leve, excitante, causando dependência, e levando a durável desconforto. O estresse degradativo do organismo começa a cerca de 65 dB(A) com desequilíbrio bioquímico, aumentando o risco de infarto, derrame cerebral, infecções, osteoporose, entre outros riscos para a saúde. Provavelmente o ruído a 80 dB(A) já provoca liberação de morfina biológica no corpo, provocando prazer e completando o quadro de dependência. Em torno de 100 dB(A) pode haver perda imediata da audição. Por outro lado, o sono, a partir de 35 dB(A), vai ficando superficial, a 75 dB(A) atinge uma perda de 70% dos estágios profundos (SOUZA, 1992).

Com os dados citados pode-se ter um breve conhecimento de quanto o ruído é maléfico para o ser humano, seja dormindo, seja acordado.

Com o acelerado crescimento das cidades, está ocorrendo com frequência a invasão de residências nas áreas industriais. No entanto, as fábricas que antes eram localizadas afastadas dos grandes centros, agora são cercadas por domicílios, escolas, comércio e até hospitais. Estas fábricas, geralmente, são antigas, e com processos de fabricação ruidosos, ou seja, não

possuem nenhum tipo de tratamento acústico, pois até então, a única preocupação que o engenheiro de segurança do trabalho devia ter era com o ruído que atinge os trabalhadores desta.

Atualmente, problemas com ruído no interior e no exterior da fábrica têm sido uma constante. No entanto, procura-se direcionar este trabalho para ruído com propagação externa à indústria.

Hoje em dia, é muito comum, a indústria receber uma notificação da prefeitura pedindo que avalie o ruído nas proximidades da fábrica, pois, encontram-se em algumas cidades, leis que permitem um nível máximo de ruído na comunidade. É neste ponto que entra a atuação do profissional qualificado para solução do problema acústico nas comunidades próximas a indústrias.

O principal desafio encontrado no controle de ruído ambiental consiste em identificar quais fontes de potência sonora deverão ser tratadas para que os níveis de ruído medidos em pontos de controle atendam aos valores exigidos pela legislação vigente. O grande problema a ser contornado reside no fato de que uma planta industrial de porte médio é composta por milhares de fontes de ruído que contribuem para os níveis de ruído total medidos na comunidade circunvizinha. Este tipo de problema é caracterizado como propagação de ruído externo.

A predição de níveis de pressão sonora em áreas externas adjacentes a fontes de ruído requer a análise da propagação de som ao ar livre. Esta propagação é afetada pela atenuação ao longo do caminho de transmissão e é estimada através de correções aditivas para divergência esférica, absorção no ar, reflexões, efeito da vegetação, efeito da topografia do solo, efeito de barreiras e espalhamento nas próprias instalações. A propagação externa também é afetada por variações nas condições atmosféricas tais como: umidade relativa do ar e temperatura (BARRON, 2003).

Na análise acústica em comunidade é importante desenvolver relações entre a potência sonora das fontes, os níveis de pressão sonora no receptor e a influência de vários caminhos de propagação (GERGES, 2000).

A redução do ruído pode ser conseguida tanto por isolamento ou remoção da fonte, ou até mesmo alterando o caminho de transmissão entre esta e o receptor (WANG; CROCKER, 1983).

Em engenharia de controle de ruído é importante estar hábil a identificar diferentes fontes sonoras e determinar suas contribuições no ponto de controle. Várias metodologias já

foram ou estão sendo desenvolvidas para identificação e quantificação das fontes sonoras que chegam até o receptor em meio externo, juntamente com avançadas técnicas de instrumentação e análise avançada de sinais.

A metodologia de redução do ruído se inicia através de métodos efetivos de identificação das propriedades acústica do ambiente e das fontes sonoras. Para tal metodologia, a fonte de ruído deve ser primeiramente identificada, seguida pela identificação do caminho de transmissão. O espectro do sinal acústico é também muito útil para identificação da fonte sonora (BELL; BELL, 1993). Esta informação é então analisada e utilizada a fim de propor uma solução efetiva para a redução do ruído (BARBER, 1993).

Quando se diz identificação da fonte de ruído, entende-se que serão determinadas a localização e o Nível de Potência Sonora (NWS) da mesma, além de estimar as propriedades acústicas, tais como intensidade e frequências que compõe o espectro da fonte.

No entanto, somente a análise do espectro não é suficiente, uma vez que em plantas e ambientes industriais é muito comum a existência de fontes sonoras coerentes (diferentes fontes de ruído possuem determinada quantidade de energia acústica em uma mesma frequência). Daí a necessidade de desenvolver novas técnicas de identificação e quantificação do ruído no ponto receptor que consiga eliminar este problema.

Uma das principais características dos ambientes industriais é que as fontes sonoras necessitam operar simultaneamente, não podendo ser desligadas ou removidas para estudo de sua contribuição acústica no campo sonoro analisado.

Neste contexto, pesquisas vêm sido desenvolvidas desde meados dos anos 70, no que diz respeito à identificação e quantificação da contribuição de fontes.

Trabalhos iniciais neste contexto envolveram fontes sonoras em aeronaves (*jet noise*). Na década de 70 foi desenvolvida a Técnica da Correlação Polar (*Polar Correlation Technique - PCT*) (FISHER; BOURNE; GLEGG, 1977), método que utiliza a transformada de Fourier para investigar a relação que existe entre a distribuição de energia das fontes sonoras e o espectro cruzado medido entre microfones localizados em um arco polar no campo afastado. No entanto, o método levou a uma resolução de imagem limitada da verdadeira distribuição das fontes.

Já no início da década de 80, uma Aproximação Paramétrica (*Parametric Approach - PA*) foi desenvolvida por Tester and Fisher (1981) com base nos dados obtidos na referência anterior (FISHER; BOURNE; GLEGG, 1977). Neste, assume-se que as posições das fontes são conhecidas e então se aplica um procedimento de ajuste via mínimos quadrados para

calcular a energia de um conjunto de fontes, o qual fornece um erro mínimo com respeito aos espectros cruzados medidos.

Contudo, a maior restrição destas duas técnicas (*PCT* e *PA*) é que todas as fontes devem ser incoerentes acusticamente.

No entanto, para suprir as deficiências dos resultados obtidos em Fisher; Bourne; Glegg (1977) e Tester and Fisher (1981), um novo trabalho foi desenvolvido por Fisher and Holland (1997), onde agregando as idéias já anteriormente estudadas à potencialidade tecnológica do mundo atual, eles demonstraram que a restrição descrita no parágrafo anterior pode ser desnecessária, desde que um processamento de dados mais complexo (ou seja, mais caro) seja utilizado.

Estes pesquisadores exploraram a viabilidade e as limitações do método de ajuste via mínimos quadrados para a determinação das amplitudes e da coerência múltipla para um conjunto de fontes do tipo monopolo. Eles demonstraram, analiticamente e numericamente, como o método pode ser generalizado para um conjunto de fontes coerentes.

Concluíram que para um conjunto de fontes incoerentes a obtenção do espectro cruzado entre um microfone de referência e outros microfones próximos às fontes é suficiente. Já para fontes coerentes, um número maior de microfones de referência é necessário. Várias simulações foram feitas variando a quantidade de microfones e posições dos mesmos em função das frequências das fontes, obtendo então resultados satisfatórios diante de uma gama de restrições para os parâmetros a serem utilizados.

Uma breve descrição sobre as técnicas utilizadas por Fisher em seus trabalhos (FISHER; BOURNE; GLEGG, 1977; TESTER AND FISHER, 1981; FISHER AND HOLLAND,1997), Técnica da Correlação Polar juntamente com a técnica de ajuste via mínimos quadrados, encontra-se no ANEXO I.

No início da década de 80, a técnica da função de coerência múltipla (*Multiple Coherence Function Technique - MCFT*) vinha ganhando destaque no campo de identificação de fontes. Esta técnica é largamente conhecida nos dias atuais como técnica *MISO* (*Multiple Input – Single Output* ou Múltiplas entradas – Uma saída), onde se utiliza um sistema linear de múltiplas entradas para modelar um sistema acústico ou vibratório com várias fontes (BENDAT; PIERSOL, 1986).

Alguns trabalhos visando identificar e quantificar fontes sonoras utilizando a técnica da função de coerência múltipla foram desenvolvidos utilizando um sistema composto por um motor a diesel. Este tipo de motor é constituído de várias fontes de ruído, as quais não podem

funcionar separadamente, gerando então um campo sonoro altamente complexo do ponto de vista da identificação. A conclusão obtida com estes trabalhos foi que as fontes coerentes não foram totalmente identificadas no ponto receptor (ponto afastado do motor). Desta maneira, para obtenção de melhores resultados, aproximações e ajustes polinomiais de quinta ordem foram usados para determinação da Função Resposta em Frequência (FRF) entre as fontes e o receptor. Desta maneira, utilizando as duas técnicas (Função de coerência múltipla e FRF) foi possível obter melhor precisão nos resultados obtidos (CHUNG, 1974; CHUNG et al., 1975; SEYBERT; CROCKER, 1976).

No entanto, Koss and Alfredson (1974) foram os primeiros a utilizarem a técnica da função de coerência parcial (*Partial Coherence Function* - PCF) para identificação de fontes sonora em uma prensa, assumindo o sistema como de múltiplas entradas, ou seja, um sistema *MISO*.

As entradas do sistema estudado eram os sinais de acelerações medidos por três acelerômetros fixados na prensa. A saída do sistema era a pressão sonora produzida pelo sistema medido com um microfone afastado. A função de coerência parcial para cada fonte sonora foi estimada a fim de se obter as relações entre as fontes e o receptor. A função de coerência múltipla também foi utilizada para melhorar a precisão dos resultados obtidos, pois se concluiu que, a PCF como uma técnica isolada não é uma boa ferramenta para identificação de fontes sonoras.

Para um melhor entendimento das conclusões de Koss and Alfredson (1974), Wang and Crocker (1983) decidiram investigar melhor a aplicabilidade da técnica de coerências parciais (PCF). Para tal investigação, a técnica foi aplicada em um sistema de fontes sonoras controláveis (três alto-falantes com grau de coerência ajustável para cada um, podendo estes ser desligados e funcionarem separadamente), ao invés de um sistema complexo como no caso de uma prensa. Um experimento foi realizado com o intuito de determinar sobre quais condições a técnica da PCF pode ser usada para identificação de fontes sonoras.

Para tal estudo, duas técnicas, baseadas na teoria de sistema de múltiplas entradas, foram analisadas. Uma delas utiliza a técnica da Função Resposta em Frequência (FRF) e a outra emprega os conceitos de densidade espectral residual coerente e funções de coerência parcial e múltipla (PCF).

Os resultados experimentais mostraram que o fator determinante para a aplicabilidade destas técnicas em identificação de fontes sonoras é a quantidade de coerência entre as fontes (podendo variar entre zero e um, onde um significa coerência total), ou seja, a coerência entre

as entradas do sistema. Quando as fontes sonoras são pouco coerentes, ambas as técnicas fornecem boas estimativas do espectro das fontes sonoras. No entanto, a técnica da PCF forneceu valores de Níveis de Ruído (estimados no espectro) abaixo dos valores reais, porém com um bom grau de confiança. Contudo, em casos onde havia forte coerência entre as fontes, nenhuma das técnicas apresentaram bons resultados.

Homer (2003), em sua dissertação de mestrado, estudou e avaliou cinco técnicas de identificação de fontes sonoras em um sistema composto por uma correia transportadora. Entre as técnicas avaliadas, estão as duas técnicas utilizadas na referência anterior (WANG; CROCKER, 1983), além das técnicas de pressão e intensidade sonora e vibração (BERANEK; VÉR, 1992).

As principais conclusões obtidas por Homer (2003) são:

- a) Com a técnica da pressão e intensidade sonora é possível localizar as principais fontes de ruído; com a técnica de vibração (*tap testing*), combinada às duas citadas anteriormente (pressão e intensidade sonora), foi possível determinar as principais frequências de radiação estrutural.
- b) Com as técnicas PCF e FRF trabalhando em conjunto concluiu-se que é possível estimar as contribuições sonoras e o caminho de transmissão de cada fonte no ponto receptor (ponto afastado do sistema).
- c) O método da FRF produziu bons resultados para fontes com baixas coerências e quando usados em ambientes com baixo nível de ruído de fundo.
- d) O método PCF mostrou-se apto a determinar as contribuições de uma única fonte em um sistema bem definido. Quando se diz que o sistema é bem definido, se quer dizer que as fontes do sistema são pouco coerentes ou incoerentes.

Como a técnica de funções de coerências parciais (PCF) não é trivial, ou seja, são pouco conhecidas, no ANEXO II encontra-se uma descrição sobre estas.

Diante dos trabalhos apresentados, pode-se observar que a grande dificuldade no que diz respeito à identificação e quantificação de fontes está em trabalhar com sistemas que possuem fontes coerentes.

Visando os problemas já encontrados na área, aliado ao desenvolvimento acelerado da tecnologia, juntamente com a finalidade de se reduzir o tempo gasto na identificação de fontes, introduziu-se o conceito de grades de sensores (*array*), onde se obtém uma grande quantidade de medições em um curto intervalo de tempo.

Atualmente esta técnica tem sido utilizada em uma grande faixa de aplicações de engenharia. O principal propósito de uma rede de sensores é monitorar uma área, onde se inclui detecção, identificação e localização de um ou mais fontes de interesse.

Limitando a aplicação desta técnica (rede de sensores) à acústica, temos as redes de microfones (conhecido como *microphones array*), as quais são capazes de processar sinais de áudio sobre determinada condição de ruído a fim de melhorar a inteligibilidade e a identificação. Recentemente, inúmeras metodologias utilizando esta técnica têm sido apresentadas (NISHIURA et al., 2003; NISHIURA et al., 2000; JUHL et al., 2002).

Uma técnica de identificação de fontes em campo afastado utilizando múltiplos microfones distribuídos linearmente ao longo do campo de medição (conhecida também como *Beamforming*) e se baseia no princípio da atraso-e-soma, ou seja, primeiramente corrige os atrasos (delays) entre os microfones e posteriormente soma-se os sinais em determinado ângulo de direção, vem sendo desenvolvida e amplamente divulgada. Um microfone direcional é utilizado ajustando os atrasos entre uma rede de microfones linear antes de se fazer a soma dos sinais. Porém, a precisão desta técnica possui problemas devido a vazamento (*leakage*) e frequências fantasmas (*aliasing*) espaciais. No entanto, esta metodologia vem sendo aprimorada rapidamente (CHEN; HUDSON, 2002).

Os pesquisadores Mass et al. (1996) utilizaram o princípio de rede de microfones para estudar um método de identificação de fontes sonoras de banda-larga em um determinado espaço, onde esta metodologia possibilita uma imagem da distribuição das fontes. Esta imagem é baseada em princípios probabilísticos e estatísticos, derivados de um pequeno número de funções de correlação.

As funções de correlação são medidas entre os microfones de uma rede circular. Assim, fontes pontuais, bem como, fontes distribuídas podem ser localizadas.

A precisão do método é proporcional à metade do comprimento de onda da frequência central do sinal da fonte. No entanto, para fontes coerentes e de banda estreita, deve-se levar em conta a característica harmônica do sinal e a distribuição das fontes.

Recentemente, um novo algoritmo para identificação de fontes móveis com aplicação em robôs, foi apresentado por Bourennane and Bendjama (2005). Neste trabalho os pesquisadores desenvolveram um algoritmo para identificar fontes correlacionadas emitindo ruído em um ambiente com múltiplos caminhos de propagação. O algoritmo combina vários métodos, os quais tem como objetivo determinar as direções de chegada (DOA – *Direction of Arrival*) dos raios emitidos pela fonte. Entre os métodos utilizados estão o método “Cego”

(*Blind algorithm*), o qual é utilizado para determinar os vetores de intensidade que são emitidos pela fonte, um algoritmo de Newton é utilizado posteriormente para determinar uma matriz de projeção do subespaço onde o ruído propaga, e finalmente um filtro de Kalman é utilizado para caracterizar as fontes. Os resultados obtidos foram altamente satisfatórios, conseguindo identificar fontes de pequenas dimensões (como exemplo um cilindro de raio 0,2 m de raio e 0,10 m de comprimento) com alta precisão.

Com base nos trabalhos citados e tendo em vista a quantidade de novas tecnologias atuantes no mercado, as quais possuem um custo elevado, como exemplo, as grades de microfones (*arrays*), pretende-se neste trabalho, desenvolver uma metodologia a qual seja capaz de quantificar fontes sonoras em meio externo.

Pretende-se ainda desenvolver uma metodologia com custo acessível, ou seja, utilização de pequena quantidade de sensores, e que acima de tudo seja eficiente em ambientes onde possuam fontes coerentes.

1.1 Objetivos do Trabalho

Este trabalho visa o desenvolvimento de uma metodologia para quantificar a contribuição de fontes sonoras, provindas de um ambiente industrial, em pontos específicos utilizados para controle de ruído ambiental. Desta maneira é possível estimar a influência que uma fonte sonora tem sobre os níveis de ruído total medidos em pontos de controle pré-determinados. A importância desta estimativa decorre da necessidade de identificar quais fontes de ruído de uma planta industrial deverão ser tratadas para que os níveis de pressão sonora medidos em um local pré-definido fiquem abaixo dos valores permitidos pela legislação vigente.

Em geral, são características de uma planta industrial:

- Existência de inúmeras fontes sonoras, as quais contribuem para o NPS total medido em um ponto receptor externo;
- As fontes não podem ser desligadas devido ao processo de produção contínuo;
- Presença de fontes coerentes;

- O caminho de transmissão sonora entre as fontes e o ponto receptor externo é complexo, ou seja, com presença de reflexões de raios acústicos.

Tendo em vista as características citadas, este trabalho tem como objetivo a determinação (estimativa) da Função Transferência entre a fonte sonora que se quer quantificar e o ponto receptor localizado externamente à planta industrial.

Para estimativa desta Função Transferência, utiliza-se um filtro adaptativo LMS (*Least Mean Square*) e ainda uma fonte de referência, a qual gera um sinal do tipo varredura senoidal (*sine sweep*). A utilização da varredura senoidal se justifica pelo fato deste sinal não estar correlacionado com nenhuma fonte presente no sistema e por varrer toda a faixa de frequência de interesse.

1.2 Estrutura da Dissertação:

O trabalho é dividido em capítulos de tal forma que possibilite uma melhor compreensão dos itens necessários no desenvolvimento da dissertação, assim como para uma abordagem direta e modularizada de cada parte do problema.

No capítulo 1 é apresentada a revisão bibliográfica e tem como objetivo mostrar quais os principais problemas e obstáculos encontrados na área de identificação e quantificação de fontes, e como as novas tecnologias desenvolvidas nesta área estão se expandindo. Ainda neste capítulo é apresentada a proposta de trabalho e um sumário dos capítulos.

No capítulo 2 são abordados alguns conceitos sobre acústica básica e propagação de ruído em ambiente externo. Assim como os principais caminhos de transmissão e os agentes de atenuação do ruído neste tipo de ambiente (atenuação atmosférica, vegetação, barreiras, gradiente de temperatura). São citadas também normas e resoluções que regem o controle de ruído ambiental, bem como os níveis de ruído aceitáveis em diversos ambientes e regiões.

No capítulo 3 é feita uma breve abordagem sobre filtragem adaptativa, dando ênfase ao algoritmo LMS (*Least Mean Square*), o qual é utilizado nesta dissertação.

No capítulo 4 são apresentadas simulações numéricas a partir do desenvolvimento teórico do problema proposto, para posterior validação do modelo e aplicação experimental.

No capítulo 5 é apresentada a bancada experimental constituída de fontes sonoras representadas por alto-falantes e um receptor (microfone). A parte experimental é constituída de dois tipos de ambiente: fechado (campo reverberante) e aberto (campo livre). Então, no ambiente testado, é colocado fontes de ruído (alto-falantes com ruído característico de uma máquina industrial) e o sistema de aquisição de dados. Os resultados, juntamente com análise dos mesmos, são apresentados neste capítulo.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões sobre os resultados obtidos e propostas para trabalhos futuros.

CAPÍTULO II

Acústica Básica

Uma onda sonora se caracteriza por uma perturbação a qual se propaga em um meio elástico, ou compressível, o qual pode ser um gás, um líquido ou um sólido (BERANEK; VER, 1992). No entanto, estas perturbações causam flutuações de pressão no meio, as quais produzem a sensação de audição quando atingem o ouvido humano. A sensação de som só ocorrerá quando a amplitude destas flutuações ($20 \mu\text{Pa}$ a 2000 Pa) e a frequência com que elas se repetem estiverem dentro de determinada faixa de valores (20 Hz a 20.000 Hz). Ressalta-se que na faixa de frequência auditiva o ouvido não é igualmente sensível, ou seja, nas baixas frequências o ouvido atenua mais o som do que nas altas frequências, sendo que na frequência de 1000 Hz nenhuma atenuação ocorre.

O som é parte da vida diária e apresenta-se, por exemplo, como: música, canto dos pássaros, uma batida na porta, as ondas do mar, entre outros. Entretanto, na sociedade moderna, muitos sons são desagradáveis e alguns indesejados, e esses são definidos como ruído.

Neste capítulo são apresentados alguns conceitos físicos de interesse em acústica, tais como velocidade do som, pressão e intensidade sonora, bem como o conceito de propagação de ruído em meio externo (campo livre). São apresentadas também normas e resoluções que regem a avaliação de ruído ambiental, assim como os níveis sonoros aceitáveis pelas legislações vigentes.

2.1 Ondas acústicas

Na prática, a geração do ruído é causada pela variação da pressão ou da velocidade das moléculas do meio. Desta maneira, o som é uma forma de energia que é transmitida pela oscilação das moléculas do meio de propagação. Portanto, o som pode ser representado por uma série de compressões e rarefações do meio em que se propaga, a partir da fonte sonora.

Ressalta-se que não há deslocamento permanente de moléculas, ou seja, não há transferência de matéria, apenas de energia (com exceção, por exemplo, nas proximidades de grandes explosões ou muito próximos das fontes sonoras).

Na faixa de frequência de 20 Hz a 20 kHz as ondas de pressão no meio são audíveis. Sendo a sensibilidade do ouvido tal que, uma pressão de 20×10^{-6} Pa pode ser detectada, caso a frequência esteja na faixa mais sensível de audição, que é aproximadamente 1 kHz a 4 kHz. Na Fig. 2.1 está mostrada a curva de audibilidade humana.

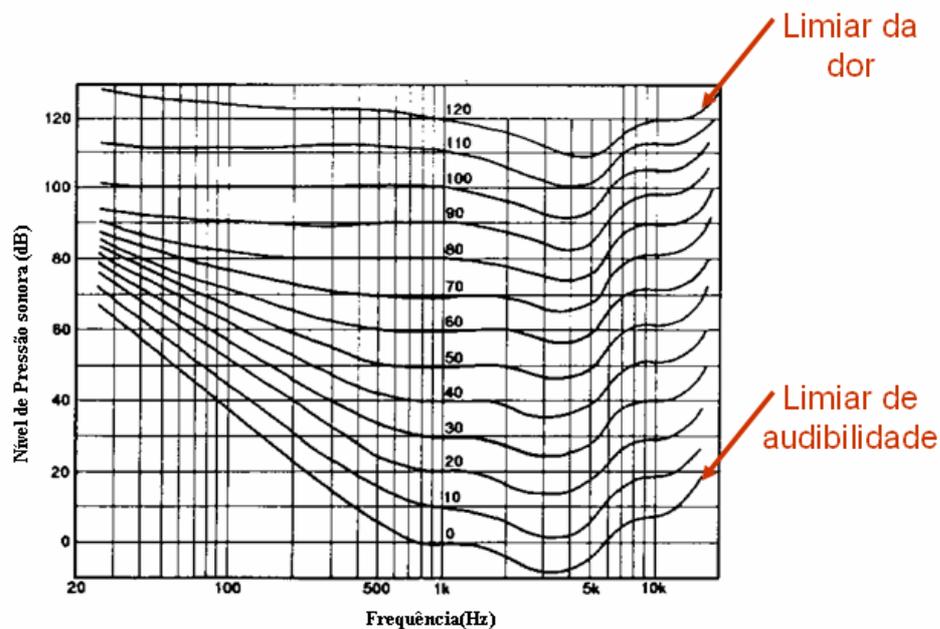


Figura 2.1 – Contornos padrão de audibilidade para tons puros.

2.1.1 Velocidade do som

A velocidade com que a variação de pressão se propaga no meio é dependente da elasticidade e da densidade do meio de propagação (BERANEK; VÉR, 1992). No entanto, há outros fatores aos quais a velocidade de propagação do som é dependente, tais como a

freqüência de propagação e a umidade do meio, bem como a altitude e temperatura [BIES AND HANSEN, 2003].

Segundo Beranek and Vér (1992), assumindo um modelo simplificado, o som se propaga a uma velocidade que depende apenas da temperatura do meio. Por exemplo, para o ar a 25°C, a velocidade do som C é de 346,4 m/s. Uma fórmula aproximada para determinação da velocidade do som no ar, C em m/s, dentro de um intervalo razoável de temperatura T (em °C) é dada pela Eq.(2.1):

$$C = 331 + 0,6T \quad (2.1)$$

2.1.2 Nível de Pressão Sonora e Intensidade Sonora

O ouvido humano responde a uma larga faixa de pressão sonora, desde o limiar de audição até o limiar da dor, como mostrado na Fig. 2.1. Por exemplo, a 1 kHz, a intensidade acústica capaz de causar a sensação de dor é 10^{12} vezes a intensidade acústica capaz de causar a sensação de audição.

É visível a dificuldade de se expressar números de ordem de grandeza tão diferentes numa mesma escala linear, portanto usa-se a escala logarítmica.

Portanto, um decibel corresponde a $10^{1/10} = 1,26$, ou seja, é igual a variação na intensidade de 1,26 vezes. Então, uma mudança de 3 dB corresponde a $10^{3/10} = 2$, ou seja, dobrando-se a intensidade sonora resulta em um acréscimo de 3 dB.

O Nível de intensidade acústica NI é dado por:

$$NI = 10 \log_{10} \left(\frac{I}{I_o} \right) \quad [\text{dB}] \quad (2.2)$$

onde I é a intensidade acústica em Watt/m² e I_o é a intensidade acústica de referência = 10^{-12} Watt/m².

Num campo livre, a intensidade acústica é proporcional ao quadrado da pressão acústica, então o nível de pressão sonora é dado por:

$$NPS = 10 \log_{10} \left(\frac{P^2}{P_o^2} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{P}{P_o} \right) \quad [\text{dB}] \quad (2.3)$$

onde P_o é a pressão de referência (= 20 μ Pa) e corresponde ao limiar da audição em 1 kHz.

Outro aspecto importante da escala dB é que ela apresenta uma correlação com a audibilidade humana muito melhor do que a escala absoluta (N/m^2). Um (1) dB é a menor variação que o ouvido humano pode perceber.

2.1.3 Nível de Potência Sonora

Uma importante propriedade de qualquer fonte é a potência sonora, W ou energia acústica total emitida pela mesma na unidade de tempo. A potência sonora é apenas dependente da própria fonte e independe do meio onde a fonte se encontra.

É, portanto, importante a medição da potência sonora emitida por qualquer máquina. A partir dos dados obtidos é possível calcular a pressão acústica em qualquer ambiente de tamanho, forma e absorção das paredes conhecidas.

Em campo livre, o nível de potência sonora, NWS , para fonte omnidirecional é dado pela Eq. 2.4.

$$NWS = NPS + 20\log_{10}(d) + 11 \quad [\text{dB}] \quad (2.4)$$

onde NPS é o Nível de Pressão sonora em dB, medido em pontos específicos próximo à fonte, e d é a distância entre a fonte e o microfone utilizado.

A potência sonora pode ser determinada em câmaras anecóicas, câmara reverberante ou usando o medidor de intensidade sonora (técnica de dois microfones). A potência sonora pode também ser determinada em campo através do método de comparação usando uma fonte calibrada.

2.2 Propagação sonora em campo livre

A predição de níveis de pressão sonora em áreas externas adjacentes a fontes de ruído requer a análise da propagação do som ao ar livre.

Para um modelo de fonte pontual esférica, teoricamente o som se propaga em forma de ondas esféricas a partir desta fonte. No entanto, a energia gerada por fontes sonoras sofre atenuação ao se propagar ao ar livre. Os fatores causadores desta atenuação são: distância

percorrida, barreiras, absorção atmosférica, vegetação e efeitos causados por ventos e/ou gradientes de temperatura.

Na análise do campo acústico em comunidade é importante desenvolver relações entre a potência sonora das fontes, os níveis de pressão sonora no receptor e a influência dos vários caminhos de propagação, ou seja, no controle de ruído em campo livre há três elementos básicos que precisam ser considerados: a fonte de ruído, o caminho de propagação do som e o receptor (local onde se obtém o Nível de pressão Sonora total), como mostrado na Fig. 2.2.

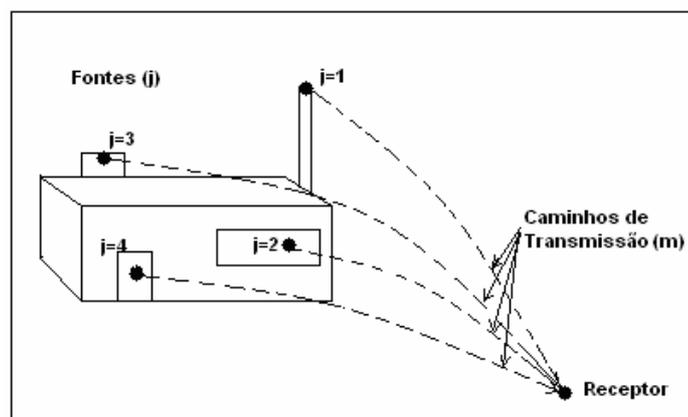


Figura 2.2 – Modelo para predição de ruído em comunidade.

Outro fator que deve ser levado em consideração no que diz respeito à predição de ruído em campo livre é a precisão dos resultados obtidos. Sugere-se uma precisão de ± 5 (cinco) dB (MARSH, 1976), porém esta pode ser refinada até ± 3 (três) dB, devido à precisão dos aparelhos de medições acústicas disponíveis e da avançada tecnologia computacional existente atualmente (BIES; HANSEN, 2003).

2.2.1 Fonte sonora

Máquinas industriais possuem formas geométricas complicadas, com distribuição de níveis de vibração variáveis no espaço (ao longo da superfície), no tempo e na frequência. Como nestes casos a avaliação da potência sonora irradiada torna-se difícil, considera-se então que a máquina é composta de corpos rígidos pulsantes e/ou vibrantes como vigas, barras, placas e cascas, a fim de simplificar o modelo estudado.

Do ponto de vista teórico, a fonte mais simples é a esfera pulsante, isto é, uma esfera cujo raio varia senoidalmente com o tempo, gerando ondas esféricas harmônicas

unidirecionais. Portanto, neste trabalho, utilizam-se nas simulações teóricas, fontes pontuais (ou monopolos) do tipo esferas pulsantes.

A pressão acústica irradiada por este tipo de fonte (esfera pulsante pontual) é dada pela Eq. (2.5).

$$\underline{P}(r, t) \cong \frac{i \rho C K_o Q}{4 \pi r} e^{i(\omega t - K r)} \quad (2.5)$$

onde ρ é a densidade do meio de propagação em kg/m^3 , C é velocidade do som no meio em m/s , ω é a frequência em radianos, K_o é o número de onda ($K_o = \omega/C$), r é o raio da esfera em metros, t é o tempo em segundos, i é o número complexo igual a $\sqrt{-1}$ e Q é a velocidade de volume (m^3/seg) dado por:

$$Q = 4 \pi r^2 V_o \quad (2.6)$$

onde r é o raio da esfera em metros e V_o é a amplitude de velocidade na superfície da esfera.

A potência sonora irradiada pode ser calculada pela integral da intensidade acústica sobre qualquer superfície fechada contendo a fonte, isto é:

$$W \cong \frac{\rho c K_o^2 Q^2}{8 \pi} \quad (2.7)$$

Ressalta-se que a pressão acústica irradiada é inversamente proporcional à distância como pode ser observado na Eq. (2.8), a qual é aplicada para radiação sonora de fonte pontual.

$$NPS = NWS + DI - 20 \log_{10}(d) - 11 \quad (2.8)$$

onde NWS é o Nível de Potência Sonora, DI é o índice de diretividade da fonte e d é a distância entre a fonte e o receptor.

Se a distância entre a fonte e o receptor for duplicada, têm-se:

$$NPS = NWS + DI - 20 \log_{10}(d) - 6 - 11 \quad (2.9)$$

Assim, tem-se um caimento de 6 dB a cada duplicação da distância em se tratando de fonte pontual.

Assim, para simplificações de modelos acústicos, considera-se que cada fonte é representada pelo seu monopolo equivalente. Este é definido como uma fonte pontual hipotética que, ao substituir a fonte real, gera o mesmo nível de pressão sonora. Porém no caso de fontes distribuídas, a representação é feita por vários monopolos, correspondente cada um a uma parte da fonte. Esta mesma simplificação pode ser feita assumindo fontes dipolos, quadripolos, combinação destas em linhas ou superfícies (GERGES, 2000).

2.2.2 Caminho de Transmissão

Durante a propagação do som desde a fonte até o receptor, a onda acústica sofre atenuações devido a vários fatores tais como: divergente acústico (atenuação do NPS com a distância), absorção atmosférica, efeito das condições meteorológicas, vegetação e barreiras.

A fim de simplificar o modelo teórico deste trabalho e reduzir custos computacionais, a propagação do som no modelo considerado sofrerá atenuação devida somente ao divergente (distância) e à absorção atmosférica.

O divergente acústico, ou melhor, atenuação devido à distância em dB, é expresso por:

$$\Delta N_{div} = 10 \log_{10} \left(\frac{Q_{\theta}}{4\pi d^2} \right) \quad (2.10)$$

onde Q_{θ} é o fator de diretividade da fonte e é igual a um (1) para fonte monopolo unidirecional propagando em campo livre; d é distância entre a fonte e o receptor em metros.

O efeito da absorção atmosférica ocorre devido a dois processos de relaxamento molecular. O primeiro ocorre devido à dissipação de energia durante o processo de relaxamento vibratório das moléculas de oxigênio. O segundo é devido à relaxação das moléculas de nitrogênio.

Segundo a norma ISO 9613/1-1993 a frequência característica, em Hz, dos efeitos: relaxação das moléculas de oxigênio e de nitrogênio, é dada respectivamente por:

$$f_{ro} = \beta \left[24 + 4,04 \cdot 10^4 h \left(\frac{0,02 + h}{0,391 + h} \right) \right] \quad (2.11)$$

$$f_{rn} = \beta (\varphi)^{1/2} \left[9 + 280 h \exp \left\{ -4,170 \left[(\varphi)^{1/3} - 1 \right] \right\} \right] \quad (2.12)$$

onde h é a concentração molar de vapor d'água em porcentagem e as variáveis β e φ são dadas pelas Eq. (2.13) e (2.14).

$$\beta = \frac{P_a}{P_r} \quad (2.13)$$

$$\varphi = \frac{T}{T_o} \quad (2.14)$$

onde p_a é a pressão atmosférica ambiente em kPa, p_r é a pressão atmosférica de referência (para a Eq. (2.11) e (2.12) é igual a 101,325 kPa), T é a temperatura ambiente em Kelvins, T_o é a temperatura de referência em Kelvin (293,15K).

A partir das Eq. (2.11) e (2.12), o coeficiente de atenuação atmosférica, α_a , é calculado por:

$$\alpha_a = 8,686 f^2 \left(\text{Parc1} + (\varphi)^{-5/2} \left[\text{Parc2} + \text{Parc3} \right] \right) \quad (2.15)$$

onde Parc1 representa a absorção clássica causada pelo processo de transporte das moléculas do ar e também a absorção causada pela relaxação rotacional, e é dada pela Eq. (2.16):

$$\text{Parc1} = 1,84 \times 10^{11} (\beta)^{-1} (\varphi)^{1/2} \quad (2.16)$$

a Parc2 representa a absorção causada pela relaxação vibracional das moléculas de oxigênio, e é dada pela Eq. (2.17):

$$Parc2 = 0,01275 \exp\left(\frac{-2239,1}{T}\right) \left[f_{r,o} + \left(\frac{f^2}{f_{r,o}}\right) \right]^{-1} \quad (2.17)$$

e a *Parc3* representa a absorção causada pela relaxação vibracional das moléculas de nitrogênio, e é dada pela Eq. (2.18).

$$Parc3 = 0,106 \exp\left(\frac{-3352}{T}\right) \left[f_{r,n} + \left(\frac{f^2}{f_{r,n}}\right) \right]^{-1} \quad (2.18)$$

Observa-se nas Eq. (2.11), (2.15), (2.17) e (2.18) a dependência do coeficiente de absorção em relação à temperatura e à umidade relativa do ar.

A partir do coeficiente de absorção atmosférica, dado pela Eq. (2.15), a atenuação atmosférica é dada por:

$$\Delta N_a = \alpha_a D \quad [\text{dB}] \quad (2.19)$$

onde *D* é o comprimento do caminho de transmissão sonoro em metros.

Mais informações envolvendo caminho de transmissão, bem como influências de obstáculos tais como barreiras, vegetações, entre outros, podem ser encontradas em Bies and Hansen, 2003 e Beranek and Vér, 1992.

2.2.3 Receptor

As contribuições de energia sonora que chegam no ponto receptor são calculadas adicionando cada nível de potência sonora (a qual está relacionada com a *j*-ésima fonte do sistema) e correspondente valor da função transferência do caminho de propagação, como expresso na Eq. (2.20).

$$NPS_{mj} = NWS_{mj} - (\Sigma \Delta N)_{mj} \quad (2.20)$$

onde NPS_{mj} é o nível de pressão sonora no ponto receptor referente ao *m*-ésimo caminho de transmissão da *j*-ésima fonte; NWS_{mj} é o nível de potência sonora da *j*-ésima fonte referente ao

m -ésimo caminho de transmissão; $(\Sigma\Delta N)_{mj}$ é o valor da função transferência para o m -ésimo caminho de transmissão e o ponto receptor.

A função transferência do m -ésimo caminho de transmissão, referente a j -ésima fonte, é determinada pela soma dos números de correções consideradas, como mostrada na Eq. (2.21).

$$\Sigma\Delta N = \Delta N_{div} + \Delta N_a + \Delta N_b + \Delta N_v + \Delta N_g \quad [\text{dB}] \quad (2.21)$$

onde ΔN_{div} é a atenuação devido à distância (divergente), como mostrado na Eq. (2.10), ΔN_a é a atenuação devido à absorção atmosférica (2.19), ΔN_b é a atenuação devido às barreiras, ΔN_v é a atenuação devido à vegetação, ΔN_g é a atenuação devido a outros mecanismos tais como espalhamento interno, efeitos do solo.

Então, o nível de pressão sonora total no ponto receptor é dado por:

$$NPS_r = 10 \log_{10} \sum_{m=1}^{Nc} \sum_{j=1}^{Nf} 10^{\frac{NPS_{mj}}{10}} \quad (2.22)$$

onde NPS_r é o nível de pressão sonora total no ponto receptor, calculado pelos somatórios das contribuições através dos caminhos de transmissão $m=1, 2, \dots, p$ das fontes $j=1, 2, \dots, n$; Nf é o número total das fontes contribuintes para NPS_i ; Nc é o número total dos caminhos de transmissão da fonte j ao ponto receptor.

2.3 Ruído Ambiental

Os altos níveis de ruído urbano têm se transformado, nas últimas décadas, em uma das formas de poluição que mais tem preocupado os urbanistas e arquitetos. Os valores registrados acusam níveis de desconforto tão altos (variando entre 60 até 89 dB) que a poluição sonora urbana passou a ser considerada como a forma de poluição que atinge o maior número de pessoas. Assim, desde o congresso mundial sobre poluição sonora em 1989, na Suécia, o assunto passou a ser considerado como questão de saúde pública. Entretanto, a

preocupação com os níveis de ruído ambiental já existia desde 1981, pois no Congresso Mundial de Acústica, na Austrália, as cidades de São Paulo e do Rio de Janeiro passaram a ser consideradas as de maiores níveis de ruído do mundo. Nas cidades médias brasileiras, onde a qualidade de vida ainda é preservada, o ruído já tem apresentado níveis preocupantes, fazendo com que várias delas possuam leis que disciplinem a emissão de sons urbanos (AIDAR, 1997).

Numa visão mais ampla, os níveis sonoros aceitáveis não devem ser encarados apenas como um fator determinante no conforto ambiental, mas deve ser visto como um direito do cidadão e dever do estado. O bem estar da população não deve ser tratado apenas com projetos de isolamentos acústicos tecnicamente perfeitos, mas, além disso, exige uma visão crítica de todo o ambiente que vai receber a nova edificação.

Outro conceito importante a ser discutido se refere às comunidades já assentadas ameaçadas pela poluição sonora de novas obras públicas. A transformação de uma tranqüila rua em avenida, a construção de um aeroporto ou de uma auto-estrada, construção de fábricas próximas às comunidades, ou uma via elevada, podem elevar o ruído a níveis insuportáveis.

2.3.1 Avaliação do Ruído Ambiental

No Brasil, os critérios para medição e avaliação do ruído são fixados pelas Normas Brasileiras da Associação Brasileira de Normas Técnicas. As principais são:

- NBR 7731 - Guia para execução de serviços de medição de ruído aéreo e avaliação dos seus efeitos sobre o homem.
- NBR 10.151 - Avaliação do ruído em áreas habitadas visando o conforto da comunidade.
- NBR 10.152 (NB-95) - Níveis de ruído para conforto acústico.

A Norma Brasileira NBR 10.151, estabelece níveis permissíveis de ruído em ambientes externos, ou seja, ruído no meio ambiente, estabelecendo então uma tabela (Tab. 2.1) com estes limites.

Na Tab. 2.1 o período diurno compreende os horários das 6:00 hs às 22:00 hs, e o período noturno compreende os horários entre 22:00 hs e 6:00 hs. Os horários destes períodos podem variar dependendo do plano diretor do município, podendo estes períodos ser divididos em sub-períodos (tais como, matutino, vespertino, noturno) e para cada um destes um novo limite é estabelecido.

Deve ser ressaltado que para utilização dos níveis de NPS (dB(A)) expressos na Tab. 2.1 devem-se levar em conta o tempo de exposição do indivíduo ao ruído, o tempo de

funcionamento da fonte, a diretividade da mesma e a presença de tons puros no espectro da fonte.

Tabela 2.1 – Nível Critério de Avaliação (NCA) para ambientes externos, em dB(A), segundo a Norma NBR 10.151.

Tipos de áreas	NPS (dB(A))	
	Diurno	Noturno
Áreas de sítios e fazendas.	40	35
Vizinhanças de hospitais (200 m além divisa).	45	40
Área estritamente residencial urbana.	50	45
Área mista, predominantemente residencial, sem corredores de trânsito.	55	50
Área mista, com vocação comercial e administrativa, sem corredores de trânsito.	60	55
Área mista, com vocação recreacional, sem corredores de trânsito.	65	55
Área mista até 40 m ao longo das laterais de um corredor de trânsito.	70	55
Área predominantemente industrial.	70	60

Trabalhos científicos relacionados com o ruído ambiental demonstram que uma pessoa só consegue relaxar totalmente durante o sono, em níveis de ruído abaixo de 39 dB(A), enquanto a Organização Mundial de Saúde estabelece 55 dB(A) como nível médio de ruído diário para uma pessoa viver bem. Portanto, os ambientes localizados onde o ruído esteja acima dos níveis recomendados necessitam de um isolamento acústico. Acima de 75 dB(A), começa a acontecer o desconforto acústico, ou seja, para qualquer situação ou atividade, o ruído passa a ser um agente de desconforto. Nessas condições há uma perda da inteligibilidade da linguagem, a comunicação fica prejudicada, passando a ocorrer distrações, irritabilidade e diminuição da produtividade no trabalho. Acima de 80 dB(A), as pessoas mais sensíveis podem sofrer perda de audição, o que se generaliza para níveis acima de 85 dB(A).

Para que haja o controle dos níveis aceitáveis de ruído na comunidade é necessário que haja órgãos competentes para este fim, tais como secretarias de meio ambiente, e também que sejam aprovadas leis e resoluções que ampare este tipo de problema. É necessário que cada município tenha o seu próprio órgão de competência, caso contrário, a responsabilidade é do estado, devendo então ser cumprida a lei estadual que diz respeito aos níveis aceitáveis de ruído, bem como as normas já elaboradas. Caso não existam leis municipais ou estaduais, devem valer as leis federais (NBR's).

2.3.2 Avaliação da Perturbação da Comunidade

Para a avaliação dos níveis de ruído aceitáveis em comunidades, existem três instrumentos legais que devem ser seguidos:

_ **A Resolução CONAMA N.º 001** - É a Resolução do Conselho Nacional do Meio Ambiente que visa controlar a poluição sonora. Fixa que são prejudiciais à saúde e ao sossego público os níveis de ruído superiores aos estabelecidos na Norma NBR 10.151; para edificações, os limites são estabelecidos pela NBR 10.152.

_ **A Norma NBR 10.151** – que fixa as condições exigíveis para a avaliação da aceitabilidade do ruído em comunidades assim como o método de medição.

_ **As Leis Municipais** – que devem ser criadas pela Câmara de Vereadores de cada município, compatíveis com a Resolução CONAMA N.º 001. Por exemplo, a lei que rege a avaliação de aceitabilidade de ruídos na cidade de São Paulo, visando o conforto da comunidade, é a Lei N.º 11.804 criada em 19 de junho de 1995. Já na cidade de Uberlândia-MG, a Lei Municipal que estabelecem os limites aceitáveis de ruído na comunidade é a Lei Complementar 017 de 1991.

No entanto estas normas e resoluções estão em constante revisão, sendo necessária informação da última atualização existente quando da utilização das mesmas. A título de exemplo, na revista *Acústica e Vibrações*/ Julho de 2000, Souza (2000) informa sobre a revisão da norma NBR 10.151 onde se estabelece níveis mais rigorosos quando ao conforto acústico além de especificar novo método para medição do ruído. Ressalta-se que para a norma NBR 10.152 também há revisão.

Portanto, neste trabalho será tratado de propagação de ruído externo, ou seja, propagação sonora ao ar livre, seja em área urbana (com presença de barreiras tais como prédios, outdoors), área rural ou até mesmo área mista (urbana e rural). Este tipo de propagação sonora é característica de propagação de ruído em comunidade.

CAPÍTULO III

Processamento Digital de Sinais - Sistemas Adaptativos

3.1 Introdução

Um sistema adaptativo é aquele cuja estrutura é alterável ou ajustável, de tal forma que seu comportamento ou desempenho melhore, de acordo com algum critério desejado, através da exposição ao ambiente no qual está inserido.

O processamento adaptativo de sinais digitais é meramente uma imitação da natureza (FRANCO; DE CASTRO; DE CASTRO, 2002). Os exemplos de processos naturais adaptativos nos cercam de forma abundante e estão presentes em múltiplas funções, em nosso próprio organismo. Apesar de sermos organismos biológicos – em muitos sentidos – adaptativos, inseridos em um ecossistema essencialmente adaptativo e submetidos a processos sociais que resultam em alterações individuais e coletivas ajustadas a mudanças no ambiente cultural que nos cerca, demoramos até 1960 para começar a aplicar tal heurística a nossos problemas de engenharia.

Modelar um sistema adaptativo, por exemplo, nada mais é, por exemplo, do que imitar o comportamento da pupila face a variações de luz incidente, ou imitar um simples organismo biológico cuja estrutura se torna melhor ajustada a sobreviver e a se multiplicar em um ambiente variável.

As aplicações de sistemas adaptativos à engenharia abrangem uma ampla gama de campos, entre eles estão: aplicações em comunicações, radar, sonar, sismologia, projeto mecânico, sistemas de navegação, engenharia biomédica, economia e logística.

Os sistemas adaptativos costumam apresentar as seguintes características:

1. Adaptação automática (auto-otimizada) em face à ambientes e sistemas que variam com o tempo (não-estacionários);

2. Podem ser treinados para desempenhar tarefas específicas, tais como filtragem e tomada de decisões; ou seja, podem sintetizar sistemas responsáveis por estas tarefas através de um processo de treinamento;
3. Podem extrapolar um modelo de comportamento para lidar com novas situações, após terem sido treinados com um finito e frequentemente pequeno número de sinais (ou padrões) de treino;
4. Dentro de certos limites, podem se auto-restaurar, ou seja, podem se adaptar “ao redor” de certos tipos de defeitos internos;
5. Em geral, são mais complexos e difíceis de analisar do que sistemas não-adaptativos, mas oferecem a possibilidade de apresentar um desempenho substancialmente melhor quando as características dos sinais de entrada são desconhecidas ou variantes no tempo.

Na maioria dos problemas práticos, não é conhecido o intervalo completo das condições de entrada (nem mesmo estatisticamente) ou as condições podem mudar ao longo do tempo. Em tais circunstâncias, um sistema adaptativo pode buscar continuamente o ponto ótimo dentre um conjunto de possibilidades, usando um processo de busca ordenado, assim, obtendo um desempenho superior comparativamente ao desempenho do sistema não-adaptativo.

Os filtros adaptativos originaram do trabalho pioneiro de Wiener (1949), o qual posteriormente foi estendido e melhorado com o trabalho de Kalman (1960). Outra contribuição grandiosa no desenvolvimento dos algoritmos adaptativos é devido grandemente ao clássico trabalho de Widrow and Hoff (1960), no qual foi apresentado pela primeira vez o algoritmo dos Mínimos Quadrados (LMS - *Least Mean Square*), o qual será descrito posteriormente e utilizado neste trabalho.

Dentro da vasta área abrangida pelos sistemas adaptativos, estão os filtros adaptativos, os quais são os objetos de estudo deste capítulo. Ainda neste, será exposto a aplicabilidade destes filtros no que diz respeito à acústica previsional.

3.2 Filtragem Adaptativa

O tema ‘filtragem adaptativa’ constitui atualmente uma ferramenta imprescindível no processamento estatístico de sinais. Sempre que exista a necessidade de processar sinais

resultantes de ambientes com estatísticas desconhecidas, a utilização de um filtro adaptativo constitui uma solução atrativa quando confrontada com os resultados permitidos pela utilização de um sistema desenhado pelos métodos convencionais.

A filtragem adaptativa, historicamente, é baseada em técnicas desenvolvidas para capacitar o controle adaptativo de sistemas variantes no tempo. Durante os anos 60, a sua utilização em processamento de sinais foi limitada, sendo que nos anos 70, as técnicas adaptativas experimentaram um grande aumento de popularidade entre os pesquisadores, em grande parte devido aos avanços da tecnologia digital, que levou ao aumento da capacidade de processamento computacional (STEARNS AND DAVID, 1996).

Segundo Marques (2003), a filtragem adaptativa tem sua aplicação considerada vantajosa em relação aos filtros tradicionais quando há a necessidade de processar sinais cujas propriedades estatísticas do seu ambiente são inicialmente desconhecidas. Desta forma, estes filtros se adaptam de forma recursiva ao fenômeno que dá origem ao sinal mediante a variação de parâmetros da sua função de transferência a cada iteração, acompanhando as variações estatísticas dos sinais e permitindo uma filtragem eficaz em casos em que as técnicas do processamento digital de sinais tradicional são deficitárias.

No caso de ambientes estacionários em relação às suas propriedades estatísticas, utiliza-se comumente o filtro de Wiener, cujos parâmetros da sua função de transferência são constantes e definidos sob a regra da minimização do erro médio quadrático entre a sua saída e uma resposta definida como desejada. Primeiramente, são definidas condições iniciais, devido ao desconhecimento das propriedades estatísticas do sinal e, segundo Marques (2003), após um número de iterações, os parâmetros do filtro convergem para um conjunto conhecido como solução ótima de Wiener.

Os filtros adaptativos também se destinam a extrair informação de interesse de um ambiente contaminado por uma interferência (ou ruído), e estes, segundo Marques (2003), são lineares no sentido de que a saída oferecida é uma função linear das observações apresentadas à sua entrada.

Neste contexto, a seguir são apresentados, primeiramente os filtros de Wiener e Kalman (ambos são filtros fixos), pois os algoritmos utilizados nos filtros adaptativos (LMS (*Least Mean Square*) e RLS (*Recursive Least Square*)) foram desenvolvidos a partir destes, e posteriormente, serão apresentados os filtros adaptativos com adaptação baseada no algoritmo LMS e aplicação deste no cancelamento adaptativo de ruído.

3.2.1 Filtro de Wiener

Segundo Marques (2003), o problema de filtragem estatística pode ser representado como mostrado na Fig. 3.1.

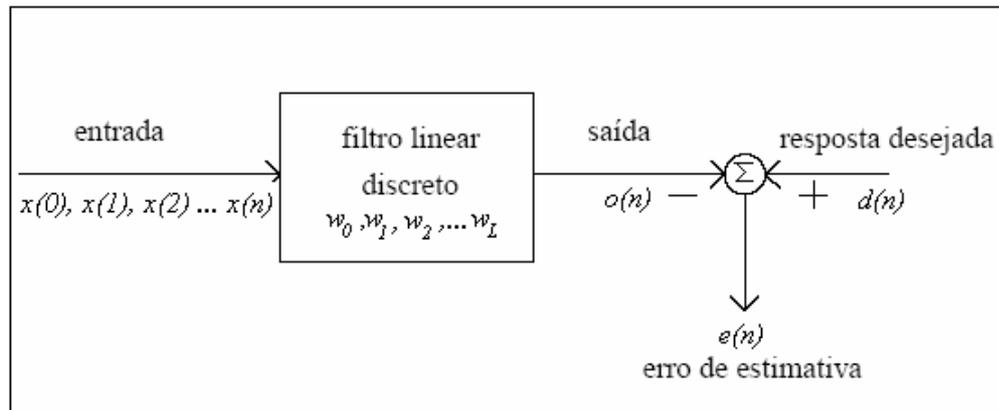


Figura 3.1 - Diagrama de blocos representando o problema de filtragem estatística.

Na Fig. 3.1, a entrada do filtro é o sinal desejado contaminado com ruído branco, o qual é não correlacionado com o primeiro, constituindo a seqüência $\{x(0), x(1), x(2) \dots x(n)\}$. O filtro é caracterizado pela resposta impulsional $\{w_0, w_1, w_2, \dots, w_L\}$. Num determinado instante n , o filtro produz a saída $o(n)$, onde esta é usada como estimativa da resposta desejada $d(n)$. Sendo os dois sinais, realizações de processos estocásticos, a estimativa produz o sinal de erro $e(n)$ com características estatísticas próprias. O objetivo é minimizar o erro de estimativa segundo algum critério estatístico (MARQUES, 2003).

De acordo com Stearns and David (1996), a representação vista na Fig. 3.1 tem um significado ilustrativo (devido ao termo “resposta desejada”), pois não faz sentido a busca de uma saída desejada se a mesma já é conhecida.

O sinal de entrada do filtro é definido como:

$$X(n) = \begin{bmatrix} x(n) \\ x(n-1) \\ \vdots \\ x(n-L+1) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

onde L é o número de coeficientes do filtro.

Designando por R , a matriz quadrada de autocorrelação do vetor de entrada (Eq. (3.1)), temos (MARQUES, 2003):

$$R = E[X(n)X^T(n)] = E \begin{bmatrix} x^2(n) & x(n)x(n-1) & \vdots & x(n)x(n-L+1) \\ x(n-1)x(n) & x^2(n-1) & \vdots & x(n-1)x(n-L+1) \\ \dots & \dots & \vdots & \dots \\ x(n-L+1)x(n) & x(n-L+1)x(n-1) & \vdots & x^2(n-L+1) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

onde E é a esperança matemática (valor médio) e T é a operação de transposição da matriz considerada.

Sendo P o vetor de correlação cruzada entre o sinal observado e o desejado:

$$P = E[d(n)X(n)] = E \begin{bmatrix} d(n)x(n) \\ d(n-1)x(n-1) \\ \vdots \\ d(n-L+1)x(n-L+1) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

E considerando ainda que o filtro possua uma estrutura transversal com L elementos de atraso, como mostrado na Fig. (3.2), a saída $o(n)$ é obtida pela expressão:

$$o(n) = \sum_{n=0}^{L-1} w_L x(n-L) \quad (3.4)$$

onde w_L são os coeficientes do filtro.

Tal como na Eq. (3.1), pode-se considerar um vetor W constituído pelos coeficientes do filtro.

$$W = \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_{L-1} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

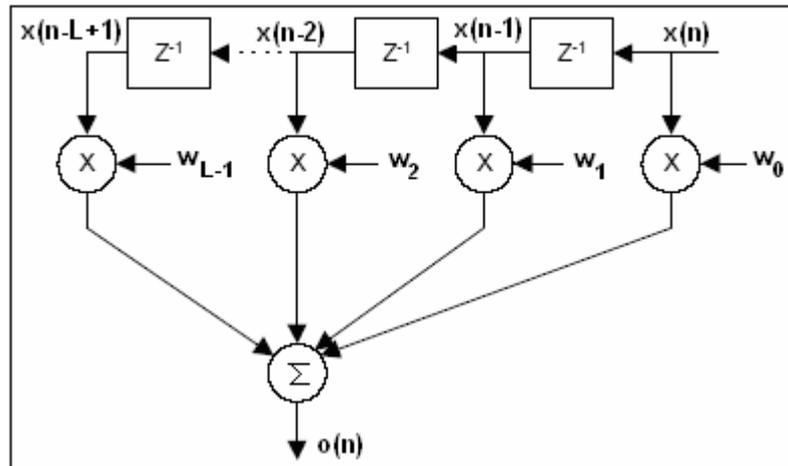


Figura 3.2 - Filtro transversal com L elementos de atraso.

Assim, a Eq. (3.4) pode ser escrita em notação matricial:

$$o(n) = X^T(n) W \quad (3.6)$$

No entanto, é necessário definir um critério estatístico para reduzir os efeitos do ruído na saída do filtro. Segundo Marques (2003), um critério simples e eficaz é minimizar o valor médio quadrático do sinal de erro entre o sinal desejado e o obtido com o filtro.

Definindo sinal de erro como a diferença entre a resposta desejada e o resultado obtido, tem-se:

$$e(n) = d(n) - o(n) \quad (3.7)$$

onde $d(n)$ é o sinal desejado e $o(n)$ é a saída do filtro.

Em notação matricial, a Eq. (3.7) fica:

$$e(n) = d(n) - X^T(n) W \quad (3.8)$$

Então, o erro médio quadrático será (MARQUES, 2003):

$$E [e^2(n)] = E [d^2(n)] + W^T R W - 2 P^T W \quad (3.9)$$

A superfície da função erro é um parabolóide multidimensional orientada no sentido positivo, ou seja, uma superfície com um único mínimo. Para determinar este mínimo, calcula-se o gradiente da função erro médio quadrático:

$$\nabla [e^2(n)] = \frac{\partial E [e^2(n)]}{\partial W} = 2 R W - 2 P^T \quad (3.10)$$

O vetor de coeficientes ótimos W^* é aquele para o qual se anula o gradiente do erro médio quadrático:

$$\nabla [e^2(n)] = \frac{\partial E [e^2(n)]}{\partial W} = 0 \quad (3.11)$$

Portanto, o vetor ótimo de coeficientes do filtro de Wiener obedece à seguinte expressão:

$$W^* = R^{-1} P^T \quad (3.12)$$

No entanto, sem o conhecimento prévio dos parâmetros estatísticos a processar, a utilização do filtro de Wiener é inadequada. Se o ambiente não for estacionário, segundo Marques (2003), este processo de filtragem fatalmente não levará ao conjunto de parâmetros ótimo, pois ele não tem a capacidade de acompanhar, ou se adaptar, às variações das características do fenômeno. Para estes casos, é mais eficaz o uso de filtros conhecidos como adaptativos.

3.2.2 Filtro de Kalman

O filtro de Kalman foi introduzido em 1960 por R. Kalman com o propósito de calcular o estado de um sistema de medidas que contém erros aleatórios, sendo, portanto, considerado um estimador de parâmetros de sistemas estocásticos (BECERRA; ROBERTS; GRIFFITHS, 2001).

Segundo Maybeck (1979), este filtro pode ser conceituado como um estimador linear ótimo e recursivo de parâmetros de um sistema dinâmico. Ótimo no sentido que incorpora todas as informações que podem ser fornecidas para a estimação, como medidas obtidas do

sistema, bem como grandezas estatísticas do ruído envolvido e outras relacionadas às suas condições iniciais. Recursivo no sentido de que não requer que todos os dados prévios sejam armazenados e reprocessados a todo o instante no momento em que uma nova medição é feita.

Ainda de acordo com Maybeck (1979), em outras palavras, um filtro de Kalman combina todas as medidas disponíveis, associadas a um conhecimento anterior acerca do sistema e do dispositivo de medição, para produzir uma estimativa dos parâmetros de interesse de uma forma tal que o erro é minimizado estatisticamente.

3.2.2.1 Abordagem Generalizada da atuação do filtro de Kalman

Sendo os parâmetros do sistema e do ruído variantes no tempo, segundo Bozic (1979), o filtro de Kalman tem por objetivo projetar um estimador que dê como respostas estimativas do seu estado, usando para isso conhecimentos provenientes tanto da sua modelagem matemática quanto das medições, podendo ser sintetizada pela Fig. 3.3.

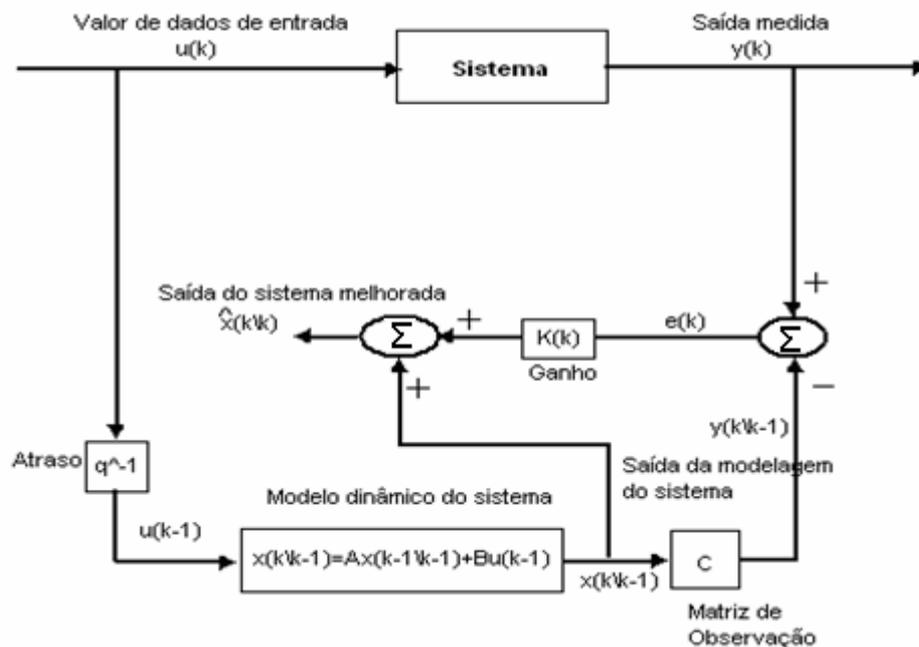


Figura 3.3 - Diagrama ilustrativo da atuação do filtro de Kalman.

Segundo a Fig 3.3, o vetor de entrada do sistema ($u(k)$) sofre um atraso ao alimentar o modelo dinâmico do sistema, para que este se valha de informações anteriores do seu estado na busca da estimativa dos parâmetros (algoritmo recursivo), além de fazer com que os

componentes de ruído da modelagem e do processo em si, (devido a imprecisões do sensor) não sejam correlacionados (STEARNS, 1996).

Através da passagem pelas etapas da modelagem matemática do sistema, obtém-se o vetor de saída do modelo ($y(k|k-1)$), o qual é a estimativa do sinal no tempo k utilizando as informações do estado no instante anterior ($k-1$) (o símbolo $|$ representa apenas uma indicação de que o termo à esquerda do símbolo é obtido a partir de informações contidas no termo à direita deste mesmo símbolo). Esta saída estimada ($y(k|k-1)$), será comparado com a saída medida ($y(k)$), dando origem ao sinal de erro que, mediante a minimização do seu valor médio quadrático, ajustará os valores do ganho de Kalman que, aliado à saída do modelo dinâmico do sistema na sua primeira etapa, produzirá a melhor estimativa do estado do sistema ($\hat{x}(k|k)$). A variável ($\hat{x}(k|k)$) representa a melhor estimativa obtida com o filtro de Kalman. Assim, o ganho de Kalman age como uma espécie de ponderador dos valores fornecidos pela modelagem dinâmica do sistema, usando para tanto informações provenientes da medição do sistema a fim de atingir uma saída ótima global.

A forma como o Filtro de Kalman produz esta estimativa ótima do estado do sistema, assim como as implicações matemáticas de todo o processo de filtragem, será mostrada a seguir.

Segundo Bozic (1979), um sistema dinâmico linear com presença de ruído pode ser descrito pelas seguintes relações:

$$x(k+1) = A x(k) + B u(k) + G w(k) \quad (3.13a)$$

$$y(k) = C x(k) + v(k) \quad (3.13b)$$

onde A , B , G e C são matrizes que definem o estado modelado do sistema, as quais influenciam tanto as entradas do mesmo quanto a parcela de ruído ($w(k)$), vetor este que é admitido como sendo um ruído branco gaussiano com média zero e matriz de covariância Q , assim como $v(k)$, que também é uma parcela de ruído o qual possui matriz de covariância denominada por M .

Quanto ao estado inicial do sistema (x_0), segundo a abordagem de Bozic (1979), são conhecidas a sua média (\bar{x}_0) e a covariância (P), além do fato de que ele é independente das duas parcelas de ruído. De acordo com o mesmo autor, \bar{x} , o valor médio do estado do

sistema, se comporta segundo as seguintes relações, as quais evidenciam comportamento determinístico da média do vetor de estados do sistema:

$$\bar{x}(k+1) = A \bar{x}(k) + B \bar{u}(k) + G \bar{w}(k) \quad (3.14a)$$

$$\bar{x}(0) = \bar{x}_o \quad (3.14b)$$

Por outro lado, a sua matriz de covariância, P , é definida como (BROWN AND HWANG, 1992):

$$P_{x(k+1)} = E [[x(k+1) - \bar{x}(k+1)][x(k+1) - \bar{x}(k+1)]^T] \quad (3.15)$$

Substituindo as expressões (3.13b) e (3.14b) em (3.15), juntamente com alguns arranjos matemáticos, chega-se a uma relação final para expressar a matriz de covariância, P , do estado do sistema (BROWN AND HWANG, 1992).

$$P_{x(k+1)} = A P_{x(k)} A^T + G Q G^T \quad (3.16)$$

Por sua vez, o valor médio da saída, que será comparado com os valores medidos do processo, para uso do filtro, é segundo Bozic (1979),

$$\bar{y}(k) = C \bar{x}(k) \quad (3.17)$$

A matriz de covariância cruzada entre a variável de estado (x) e a saída (y) é expressa por:

$$P_{x(k),y(k)} = E \{ [x(k) - \bar{x}(k)][y(k) - \bar{y}(k)]^T \} \quad (3.18)$$

Fazendo uso da equação (3.17) em (3.18), aliado ao emprego de arranjos matemáticos, chega-se à seguinte relação:

$$P_{x(k),y(k)} = P_{x(k)} C^T \quad (3.19)$$

Por sua vez, a matriz de covariância da saída da modelagem da medição é definida por:

$$P_{y(k)} = E \{ [y(k) - \bar{y}(k)][y(k) - \bar{y}(k)]^T \} \quad (3.20)$$

Que, valendo-se das equações (3.14c) e (3.19), é redefinida como:

$$P_{y(k)} = C P_{x(k)} C^T + M \quad (3.21)$$

A partir deste ponto, é necessário definir a forma como o filtro de Kalman define o valor do seu ganho de forma a alcançar a estimativa linear ótima do estado x . Segundo Bozic (1979), isto é conseguido através da minimização do erro médio quadrático entre a estimativa do estado do sistema ($\hat{x}(k|k)$), conseguida através da aplicação do ganho de Kalman ao sinal de erro ($e(k)$) entre o modelo e a medição e o próprio estado modelado ($x(k|k-1)$).

Desta forma é assumido, primeiramente, que a estimativa ótima do estado do sistema é definida da seguinte forma:

$$\hat{x}(k|k) = F y(k) + g \quad (3.22)$$

onde F é uma matriz e g , um vetor, que definem o sistema e são alvo de ajustes que são consequência do processo de otimização do estado.

A tarefa então, segundo Bozic (1979), é encontrar as matrizes F e g que levam ao $\hat{x}(k|k)$ ótimo.

Definindo $\hat{x}(k|k-1)$ como a estimativa de $x(k)$ dada informação dele no tempo imediatamente anterior $k-1$, a função objetivo (J) do processo de otimização é dada por:

$$J = E\{\tilde{x}(k)^T \tilde{x}(k)\} \quad (3.23)$$

Sendo que $\tilde{x}(k)$ representa a diferença entre os estado do sistema fornecido pela modelagem dinâmica e sua estimativa. Desta forma, a Eq. (3.21) pode ser reescrita como:

$$J = E \{ [x(k) - \hat{x}(k)]^T [x(k) - \hat{x}(k)] \} \quad (3.24)$$

Fazendo uso das Eqs. (3.17), (3.21) e (3.22) na Eq. (3.24), aliado a alguns artifícios algébricos, chega-se à seguinte expressão geral:

$$J = \text{diag} \{ \text{parc1} + \text{parc2} + \text{parc3} \} \quad (3.25)$$

onde *diag* representa a diagonal da matriz considerada e os termos *parc1*, *parc2* e *parc3* são dadas pelas expressões:

$$\text{Parc1} = P(k \setminus k-1) + F (P_{y(k)} + \bar{y}(k) \bar{y}(k)^T) F^T \quad (3.25a)$$

$$\text{Parc2} = [g - \bar{x}(k \setminus k-1)] [g - \bar{x}(k \setminus k-1)]^T \quad (3.25b)$$

$$\text{Parc3} = 2 F \bar{y}(k) [g - \bar{x}(k \setminus k-1)]^T - 2 F P_{y(k)x(k)} \quad (3.25c)$$

onde $P(k \setminus k-1)$ a covariância do estado do sistema dada informação sobre ele no instante anterior.

Neste ponto, é necessário usar a seguinte definição (BOZIC,1979):

$$P(k \setminus k-1) = E \{ [x(k) - \hat{x}(k \setminus k-1)] [x(k) - \hat{x}(k \setminus k-1)]^T \} \quad (3.26)$$

Que, aliada às Eqs. (3.17) e (3.18), e conhecimento de informações do estado do sistema no instante anterior e às seguintes identidades matriciais, Eq. (3.27a) e Eq. (3.27b), (para quaisquer matrizes D , S e F):

$$\frac{d}{dF} \{ \text{tr} [F S F^T] \} = 2 S F \quad (3.27a)$$

$$\frac{d}{dF} \{tr [D S H]\} = D^T S^T \quad (3.27b)$$

Leva às seguintes expressões, para a minimização de funções de uma variável:

$$\frac{\partial J}{\partial g} = 2 [g - \hat{x}(k \setminus k - 1)] + 2 F \hat{y}(k) = 0 \quad (3.28a)$$

$$\frac{\partial J}{\partial F} = 2 F [P_{y(k)} + \bar{y}(k)\bar{y}(k)^T] - 2 P_{x(k)y(k)} + 2 [g - \hat{x}(k \setminus k - 1)] \bar{y}(k)^T = 0 \quad (3.28b)$$

Tendo em vista que $P_{x(k)y(k)} = P_{y(k)x(k)}^T$.

Desta forma, a matriz F e o vetor g que levam a um valor ótimo da estimativa do estado do sistema obedecem às seguintes relações:

$$g = \hat{x}(k \setminus k - 1) - F \bar{y}(k) \quad (3.29a)$$

$$F = P_{x(k)y(k)} P_{y(k)}^{-1} \quad (3.29b)$$

Que finalmente resulta, após substituições apropriadas, em:

$$\hat{x}(k \setminus k) = \hat{x}(k \setminus k - 1) + P(k \setminus k - 1) C^T [C P(k \setminus k - 1) C^T + M]^{-1} [y(k) - C \hat{x}(k \setminus k - 1)] \quad (3.30)$$

A qual é a melhor estimativa do sistema.

Quanto à covariância envolvida nesta estimativa, ela reflete o quão preciso é o estado definido pela Eq. (3.30) e pode ser definida, segundo Bozic (1979), como:

$$P(k \setminus k) = E \{ [x(k) - \hat{x}(k \setminus k)][x(k) - \hat{x}(k \setminus k)]^T \} \quad (3.31)$$

Que, após a aplicação das Eqs. (3.30), (3.31), (3.19) e (3.21), na equação (3.31), resulta em:

$$P(k \setminus k) = P(k \setminus k - 1) - P_{x(k) y(k)} P_{y(k)}^{-1} P_{y(k) x(k)} \quad (3.32)$$

Portanto, segundo Bozic (1979), a aplicação do filtro de Kalman para estimação de parâmetros de um sistema corrompido por incertezas é marcada, primeiramente, pela definição do estado inicial, da matriz de covariância e pelo passo no tempo. A partir daí, faz-se necessária a obtenção do estado do sistema previsto pelo modelo matemático e sua covariância associada, mediante a aplicação das Eqs. (3.13a), (3.13b) e (3.16). Posteriormente, após obtenção do valor medido $y(k)$, é definido o seu efeito, para fins de comparação, que resultará no valor da estimativa otimizado, mediante a aplicação das seguintes equações:

$$K(k) = P(k \setminus k - 1) C^T [C P(k \setminus k - 1) C^T + M]^{-1} \quad (3.33a)$$

$$P(k \setminus k) = (I - K(k) C) P(k \setminus k - 1) \quad (3.33b)$$

$$\hat{x}(k \setminus k) = \hat{x}(k \setminus k - 1) + K(k) [y(k) - C \hat{x}(k \setminus k - 1)] \quad (3.33c)$$

Este procedimento é feito a cada iteração, havendo, portanto, a atualização do instante de tempo e retorno ao primeiro passo.

3.2.3 Filtro Adaptativo Básico

Na Fig. 3.4 está mostrado um diagrama no qual está representado um filtro adaptativo com seus componentes.

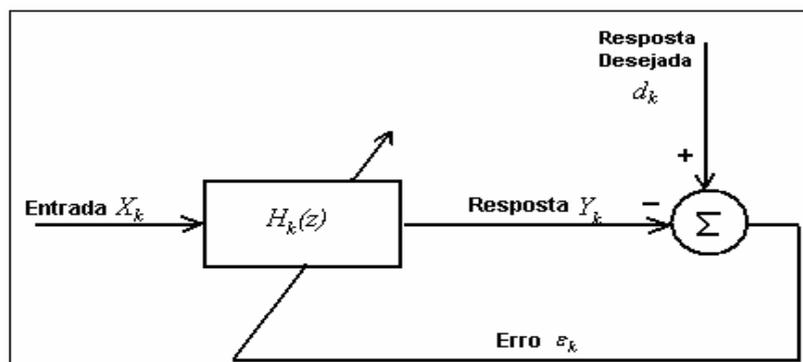


Figura 3.4 - Diagrama representativo de um filtro adaptativo.

onde X_k é o sinal de entrada do filtro, Y_k é a saída do filtro, d_k é a saída desejada e $H_k(Z)$ é a Função Transferência do filtro que sofrerá modificações em seus parâmetros através de um algoritmo adaptativo, até que o erro seja minimizado. O erro é dado pela seguinte expressão:

$$\varepsilon_k = d_k - y_k \quad (3.40)$$

A mudança (ou adaptação) dos parâmetros do filtro e a busca pelo ótimo (erro mínimo) ficam a cargo dos algoritmos de adaptação. De acordo com Marques (2003), existem muitos tipos descritos na literatura recente e a sua escolha para cada caso depende de alguns fatores, como a velocidade de convergência (número de iterações para alcançar o objetivo), precisão, complexidade numérica (relacionada com o número de operações matemáticas em uma iteração) e a estabilidade da estrutura (possibilidade ou não de instabilidade numérica do algoritmo, motivada pelo acúmulo de erros provenientes da precisão finita do mesmo).

Embora sejam vários, os algoritmos de adaptação dividem-se em duas grandes classes: aqueles que se baseiam no gradiente e os que são norteados pelos mínimos quadrados do sinal do erro. Os algoritmos de gradiente baseiam-se no filtro de Wiener, estimando o gradiente da superfície das funções de custo. Já os algoritmos de mínimos quadrados são baseados no filtro de Kalman, onde de forma determinística minimizam a soma dos quadrados dos erros parciais.

Portanto, para utilizar estes algoritmos, é necessário avaliar as vantagens e desvantagens oferecidas por eles em cada caso de aplicação.

Para aplicação da técnica de cancelamento adaptativo de ruído, técnica a qual será descrita posteriormente e a qual também será utilizada neste trabalho, é vantajoso o uso do algoritmo do gradiente, mais conhecido como LMS - *Least Mean Square*, devido ao seu baixo custo computacional e ao melhor comportamento que este exhibe no seguimento das não estacionaridades (HAYKIN, 1991). Na realidade, este algoritmo (LMS) continua a ser atualmente o mais utilizado devido ao baixo número de cálculos exigidos para cada coeficiente do filtro.

3.2.3.1 Algoritmo de Mínimos Quadrados (LMS - *Least Mean Square*)

A maioria dos algoritmos adaptativos busca os coeficientes ótimos através do método do gradiente descendente (*Gradient Descent*) ou método da máxima descida (*Steepest Descent*) segundo a direção oposta do gradiente do erro. Quando esta superfície corresponde ao erro

quadrático instantâneo e se utiliza um filtro FIR (Resposta Finita ao Impulso), o algoritmo em questão se denomina LMS (*Least Mean Square*). Este é o algoritmo mais usado na implementação de filtros adaptativos, pois além de ser simples de implementar, é eficiente (BEZERRA, 2004).

Supondo que cada entrada do filtro possui dados que ocorre em tempos amostrais k e que o vetor de pesos seja um filtro linear do tipo FIR, a relação entre o sinal de entrada e o sinal de saída é dada por:

$$y_k = \sum_{n=0}^L b_n(k) x_{k-n} \quad (3.41)$$

onde $b_n(k)$ são os coeficientes do filtro que irão variar através da aplicação do algoritmo adaptativo e L é o número de coeficientes do filtro LMS.

Quando o filtro adaptativo é projetado utilizando a forma direta da estrutura FIR, a superfície do erro médio quadrático é uma função quadrática dos coeficientes do filtro e então possui um único ponto de mínimo.

Como o algoritmo adaptativo está relacionado diretamente com a minimização do valor do erro médio quadrático $E(\varepsilon^2)$ e observando-se a Eq. (3.41), verifica-se que os parâmetros do filtro estão relacionados com o erro, já que a saída y_k depende dos parâmetros $b_n(k)$. Portanto, há uma relação quadrática entre o erro e os parâmetros $b_n(k)$ no algoritmo adaptativo.

A título de ilustração, considerando-se somente um coeficiente do filtro ($L=0$) tem-se um valor $b_o(0)$ que é a condição inicial do parâmetro, conforme Fig. 3.5. À medida que o algoritmo vai sendo processado, o parâmetro tende para um ponto de mínimo b_o^* , obtendo-se o ponto de mínimo do erro. Desta forma, o sinal de saída y_z está próximo do sinal de saída desejada d_k .

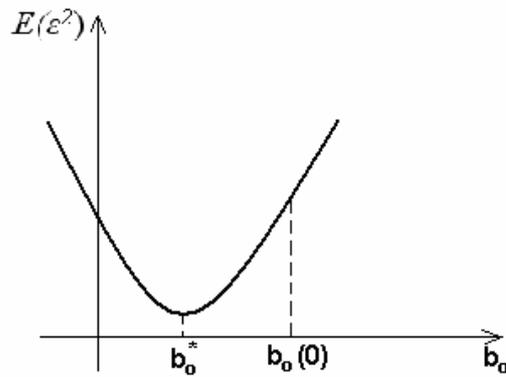


Figura 3.5 – Superfície do erro médio quadrático para o filtro contendo um coeficiente.

A técnica utilizada pelo algoritmo LMS é baseada no método do passo descendente dado pela seguinte equação:

$$B_{k+1} = B_k - \mu \nabla(\varepsilon_k^2) \quad (3.42)$$

onde B_k é o vetor dos coeficientes do filtro, que pode ser expresso da seguinte forma:

$$B_k = \begin{bmatrix} b_0(k) \\ \vdots \\ b_L(k) \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

e $\nabla(\varepsilon_k^2)$ é o vetor gradiente da superfície da função erro médio quadrático, dado pela seguinte expressão:

$$\nabla(\varepsilon_k^2) = \frac{\partial E[\varepsilon_k^2]}{\partial B_k} = \begin{bmatrix} \frac{\partial E[\varepsilon_k^2]}{\partial b_0(k)} \\ \vdots \\ \frac{\partial E[\varepsilon_k^2]}{\partial b_L(k)} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Na Eq.(3.42), μ é a taxa de convergência que está diretamente relacionada à velocidade de convergência do algoritmo e $-\nabla(\varepsilon_k^2)$ é o gradiente negativo da superfície gerada

pelos coeficientes. Ao final do processamento $-\nabla(\varepsilon_k^2)$ tende para zero. Na Eq. (3.44), $E[\varepsilon_k^2]$ é o erro médio quadrático.

Na prática, a maior dificuldade encontrada no processo é estimar o gradiente da superfície, pois não se tem um conhecimento prévio da mesma. Esta dificuldade pode ser resolvida usando um gradiente que é estimado baseando-se no erro instantâneo quadrático.

$$\hat{\nabla}(\varepsilon_k^2) = \frac{\partial \varepsilon_k^2}{\partial B_k} = 2 \varepsilon_k \frac{\partial (d_k - y_k)}{\partial B_k} \quad (3.45)$$

Como d_k independe dos coeficientes do filtro e y_k pode ser expressa em termos da entrada do filtro, a Eq. (3.45) pode ser reescrita como:

$$\hat{\nabla}(\varepsilon_k^2) = -2 \varepsilon_k X_k \quad (3.46)$$

onde X_k é um vetor de valores do sinal de entrada:

$$X_k = \begin{bmatrix} x_k \\ x_{k-1} \\ \vdots \\ x_{k-L} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Então, a Eq. (3.42) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$B_{k+1} = B_k - 2 \mu \varepsilon_k X_k \quad (3.48)$$

Outra dificuldade encontrada nesta técnica é a determinação do melhor valor para o parâmetro μ , o qual leva ao melhor desempenho do filtro adaptativo. Encontra-se na literatura (WIDROW, 1985; HAYKIN, 1991) que a existência de estabilidade do algoritmo é alcançada desde que o valor do passo de adaptação (μ) obedeça à seguinte desigualdade:

$$0 < \mu < \frac{1}{(L+1)\sigma^2} \quad (3.49)$$

onde $L + 1$ é o número de coeficientes do filtro e σ^2 é a potência do sinal de entrada do filtro.

Na Eq. (3.49), o termo σ^2 (potência do sinal de entrada), em algumas aplicações, não é conhecido ou varia com o tempo em um ambiente não-estacionário. Então, para tais situações, este termo é substituído por uma estimativa que varie no tempo, como na Eq. (3.50).

$$\hat{\sigma}_k^2 = \alpha x_k^2 + (1 - \alpha) \hat{\sigma}_{k-1}^2 \quad (3.50)$$

onde x_k é a k -ésima amostra temporal do vetor de entrada do sistema e α é o fator de esquecimento (*forgetting factor*), o qual é um parâmetro que deve estar dentro da faixa $0 < \alpha \ll 1$. Desta maneira, α assume um valor de acordo com a necessidade do usuário do filtro. Caso se aproxime de zero, a cada passo do filtro este não se recordará dos valores passados do sinal de entrada. Porém, se determinar para este um valor que se distancie de zero, se estará reduzindo a influência das amostras temporais passadas na rotina do filtro. Esta última condição é utilizada em estimativas de ambientes não-estacionários.

3.2.3.2 Algoritmo de Mínimos Quadrados Normalizado (NLMS - Normalized Least Mean Square)

Para aumentar a velocidade de convergência do algoritmo LMS, propõe-se na bibliografia (MARQUES, 2003) uma versão modificada deste, o algoritmo de Mínimos Quadrados Normalizado (NLMS).

O algoritmo modificado continua a ser pouco exigente em termos computacionais, incluindo agora um passo de adaptação variável e obtido pela expressão:

$$\mu(k) = \frac{\xi}{\sigma^2(k)} \quad (3.51)$$

onde ξ é uma constante positiva de valor inferior à unidade e $\sigma^2(k)$ a estimativa da potência do sinal de referência. Determina-se assim o passo de adaptação como função inversa da potência do sinal de entrada do filtro.

O algoritmo de adaptação para os coeficientes do filtro, B_k , passa a depender do instante considerado, reescrevendo-os da seguinte forma, para cada coeficiente:

$$B_{k+1} = B_k - 2 \mu(k) \varepsilon(k) X_k \quad (3.52)$$

Esta versão apresenta melhor comportamento que o LMS simples por adaptar o passo em função da potência do sinal de entrada do filtro. Esta variação do algoritmo LMS (o NLMS) é muito utilizada na presença de sinais de voz, onde este tipo de sinal apresenta uma grande variação de potência ao longo do tempo, tornando difícil a escolha de um valor fixo para o passo de adaptação μ .

A Eq. (3.51) introduz, contudo, um novo problema. Se o vetor de entrada (X_k) possuir valores muito baixos, será feita divisão por valor muito pequeno originando problemas numéricos. Para contornar este problema propõe-se que o cálculo de adaptação seja determinado pela expressão (HAYKIN, 1991):

$$\mu(k) = \frac{\xi}{a + \sigma^2(k)} \quad (3.53)$$

onde a é uma constante ($a > 0$) escolhida de forma a evitar o *overflow* quando a potência do sinal de entrada tomar valor inferior a um dado limiar.

Diante das várias aplicações práticas em que pode ser utilizada a filtragem adaptativa (Identificação de sistemas, cancelamento de interferências, predição), neste trabalho o algoritmo LMS normalizado será aplicado ao cancelamento adaptativo de ruído (ou cancelamento de interferência) devido ao propósito do trabalho. Esta aplicação específica é descrita no item a seguir.

3.2.3.3 Cancelamento Adaptativo de Ruído

O cancelamento de ruído fundamenta-se no processo de subtração de ruído do sinal pretendido, como ilustrado na Fig. 3.6. O termo ruído neste caso é usado para expressar todas as formas de interferências, assim como determinísticas ou estocásticas.

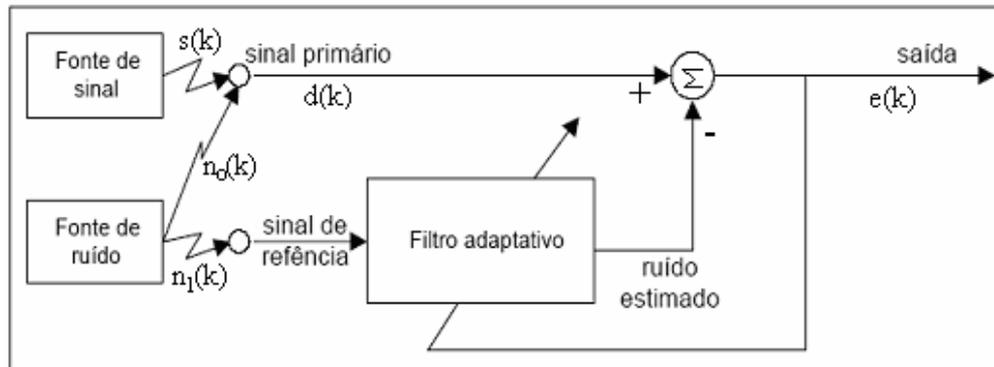


Figura 3.6 - Filtro adaptativo em cancelamento de ruído.

Um sistema adaptativo de cancelamento de ruído é um sistema de malha fechada com duas entradas: o sinal primário e o sinal de referência.

O sinal primário, $d(k)$, consiste no sinal pretendido, $s(k)$, corrompido com ruído aditivo $n_o(k)$, conforme a Eq. (3.51).

$$d(k) = s(k) + n_o(k) \quad (3.51)$$

O sensor que recebe o sinal de referência está posicionado de forma a receber apenas uma versão do sinal produzido pela fonte de ruído, $n_1(k)$, sendo negligenciável o sinal recebido pela fonte de sinal. O sinal de referência não é correlacionado com $s(k)$, mas tem correlação com $n_o(k)$.

O sinal de erro $e(k)$ é utilizado para ajuste dos coeficientes do filtro e como saída do sistema. O filtro adaptativo tenta minimizar a potência média de $e(k)$, mas como apenas $n_o(k)$ e $n_1(k)$ são correlacionados, o sinal $s(k)$ não é afetado. O filtro consegue apenas sintetizar uma versão do ruído. Desta forma, após a convergência do sistema, o sinal de erro, $e(k)$ consistirá apenas de $s(k)$, ou seja, o sinal pretendido.

3.3 Aplicação do Filtro LMS na Quantificação de Fontes Sonoras

Como já citado no capítulo I, propõe-se nesta dissertação o desenvolvimento de uma metodologia para quantificação de fontes sonoras. Então, para desenvolvimento desta

metodologia, propõe-se a aplicação de filtragem adaptativa como o meio para a estimativa da Função Transferência entre a fonte sonora de interesse e o receptor.

Para melhor entendimento da metodologia a ser utilizada e como o filtro adaptativo LMS será utilizado, a Fig. 3.7 é apresentada.

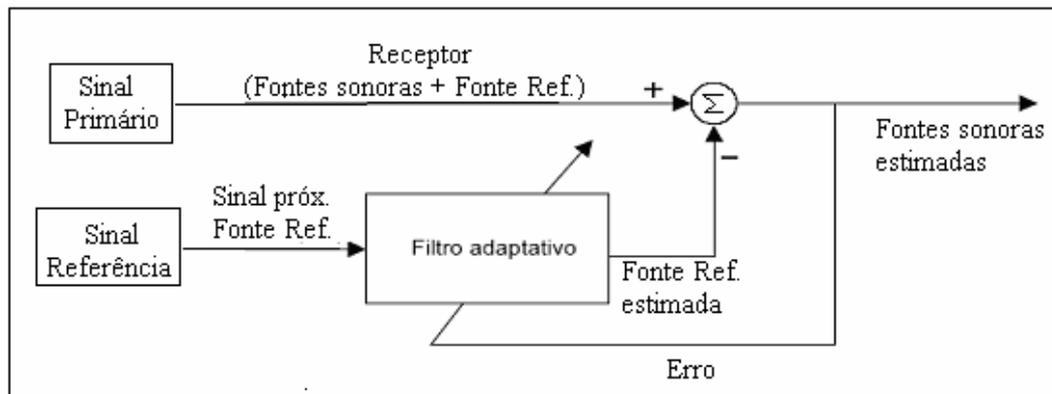


Figura 3.7 – Esquema do filtro adaptativo utilizado neste trabalho.

Analisando a Fig. 3.7, temos que: o sinal primário é constituído do sinal obtido no ponto receptor (um ponto pré-determinado) com a contribuição sonora de todas as fontes do sistema (ou da área em estudo), inclusive a contribuição sonora de uma fonte de referência, a qual será adicionada ao sistema e posicionada próxima à fonte de interesse (que se quer identificar). O sinal de referência é o sinal obtido próximo (aproximadamente a 1 m) à fonte de referência, ou seja, o sinal possui contribuição sonora apenas desta fonte.

A partir da teoria explicitada sobre filtro adaptativo LMS neste capítulo, temos que o sinal estimado pelo filtro (na Fig. 3.7 corresponde a ‘Fonte Ref. estimada’) será o sinal proveniente da fonte de referência no ponto receptor. De posse deste sinal e do sinal estimado próximo à fonte de referência, será possível estimar a função de transferência entre a fonte que se quer quantificar (uma vez que esta está próxima à fonte de referência) e o ponto receptor.

A fonte de referência gera um sinal do tipo varredura senoidal (*sine sweep*), o qual é caracterizado por sua variação de frequência ao longo do tempo, por isso a utilização de um filtro adaptativo, visto que este tem a capacidade de se adaptar às variações sofridas pelo sinal ao longo do tempo.

Quanto à escolha do algoritmo (LMS ou RLS), esta se fez analisando as vantagens e desvantagens de acordo com a aplicação destes. Uma vez que o RLS exibe velocidade de

convergência superior em relação ao LMS, ele somente consegue este desempenho à custa de complexidade computacional muito superior. Já o LMS possui melhor comportamento na presença de ambiente não estacionário, a ainda utiliza baixo número de cálculos computacionais.

No entanto, como a fonte de referência possui um sinal com potência variável ao longo do tempo, utiliza-se então o algoritmo LMS normalizado, já que este tem maior capacidade de adaptação do passo adaptativo.

Desta maneira, a metodologia proposta utilizará a o algoritmo LMS normalizado como será descrito no capítulo IV.

CAPÍTULO IV

Simulações Numéricas

4.1 Introdução

As simulações numéricas, as quais compõem este capítulo, têm como objetivo avaliar o desempenho do filtro LMS em várias situações propostas para um campo acústico, podendo então verificar a potencialidade desta técnica na quantificação de fontes sonoras, a qual é o escopo deste trabalho.

O modelo numérico é constituído de fontes sonoras propagando em campo livre, onde se leva em consideração apenas os efeitos da divergência acústica (atenuação devido à distância) e da absorção atmosférica. Dos princípios da acústica básica, descrito no capítulo I desta dissertação, pode-se então estimar o som que atinge um ponto receptor devido à contribuição das fontes especificadas.

De posse dos sinais estimados numericamente a um metro de distância das fontes e também do sinal estimado no receptor, calcula-se a função transferência entre cada fonte e o receptor, que segundo Bendat and Piersol (1980), é dada pela Eq. (4.1).

$$H(f,T) = Y(f,T) / X(f,T) \tag{4.1}$$

onde $X(f,T)$ é o sinal de entrada do sistema no domínio da frequência, $Y(f,T)$ é o sinal de saída do sistema no domínio da frequência, f é a frequência (Hz) e T é o período de amostragem (s).

Calculando a FFT (Transformada Rápida de Fourier) inversa da parte real da função transferência H , obtém-se então a função resposta ao impulso referente a cada Função Transferência obtida.

Então o modelo numérico estima o sinal temporal que atinge o ponto receptor, devido a um caminho de transmissão, da seguinte maneira: faz-se a convolução entre o sinal estimado a um metro de distância da fonte em questão e a função resposta ao impulso correspondente.

Com o procedimento descrito acima, o modelo numérico é capaz de fornecer:

1. A função transferência teórica entre cada ponto emissor (fonte de ruído) e o ponto receptor, a qual é estimada pela Eq. 4.1, sendo que nesta equação, a entrada do sistema é o ruído estimado próxima à fonte e a saída é o sinal estimado no ponto receptor devido à fonte da entrada do sistema.
2. Os sinais estimados a um metro de distância de cada fonte.
3. Os sinais estimados no ponto receptor devido à contribuição de cada fonte.
4. O sinal total no ponto receptor, o qual é a contribuição de todas as fontes neste ponto.

Com os sinais citados acima, será possível realizar comparações entre estes e os sinais estimados com a metodologia proposta no trabalho (filtragem adaptativa).

Como o propósito do trabalho é quantificar a contribuição de uma determinada fonte no ponto receptor sem a necessidade de desativar (desligar) as fontes próximas, então o objetivo destas simulações numéricas é encontrar a função transferência entre uma fonte de interesse e o ponto receptor, a partir de sinais medidos no receptor com contribuição conjunta de todas as fontes.

Desta maneira, de posse da função transferência e do sinal medido próximo a esta fonte, tem-se uma estimativa da quantidade de ruído que atinge o ponto receptor proveniente somente da fonte de interesse.

Para estimar a função transferência de acordo com o objetivo do trabalho, ou seja, utilizando filtragem adaptativa, um gerador de sinal do tipo varredura senoidal (*sine sweep*) é colocado próximo à fonte de interesse, e mede-se no ponto receptor o ruído proveniente de todas as fontes presentes no ambiente inclusive a fonte de referência (varredura senoidal). Assim, utilizando uma técnica de filtragem adaptativa, se consegue retirar do sinal obtido no ponto receptor somente o sinal de varredura senoidal.

No Anexo III deste trabalho encontra-se uma descrição teórica sobre a varredura senoidal, ou *sine sweep*.

Finalmente, com os dois sinais: Varredura Senoidal estimado próximo ao seu gerador (a 1 metro deste), e a varredura senoidal obtida no ponto receptor (estimado através de

filtragem adaptativa), pode-se calcular a função transferência entre os dois pontos (emissor e receptor).

Uma comparação entre a função transferência estimada com a utilização do filtro e a função transferência teórica (Eq. (4.1)) pode ser realizada.

Utilizando a função transferência estimada por meio do filtro, tem-se condição de quantificar a contribuição sonora da fonte no ponto receptor, desde que esta esteja localizada nas proximidades do mesmo ponto emissor (gerador de varredura senoidal) usado na estimativa da função transferência.

Neste capítulo, primeiramente é realizada uma análise de sensibilidade, onde se procura avaliar o comportamento do filtro, sua capacidade de filtragem e a qualidade do sinal filtrado em função da quantidade de energia dos sinais que compõe o sinal primário e o sinal de referência, ambos sinais de entrada do algoritmo LMS. Posteriormente, várias simulações são realizadas variando os modelos numéricos em função da quantidade de fontes e dos sinais característicos destas. O nível de complexidade dos modelos aumenta gradativamente a fim de que o modelo se aproxime de uma situação real.

Todas as rotinas utilizadas nestas simulações são programadas em ambiente Matlab[®] versão 7.0.

Para simplificar, a partir do item 4.2 deste trabalho, será utilizado o termo ‘varredura’ em substituição ao termo completo ‘varredura senoidal’.

4.2 Análise de sensibilidade

Primeiramente, foram realizadas simulações visando uma análise de sensibilidade do filtro LMS quanto à composição do sinal primário e do sinal de referência do filtro.

Na Fig. 4.1 é mostrado o diagrama do filtro adaptativo LMS utilizado nesta análise de sensibilidade.

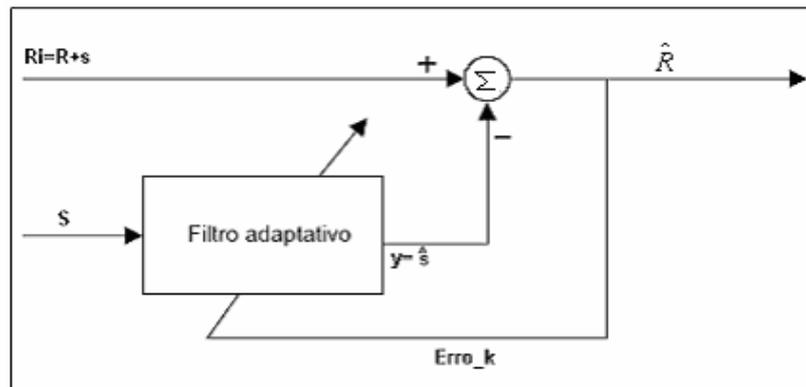


Figura 4.1 - Diagrama do filtro adaptativo utilizado na análise de sensibilidade.

onde R_i é o sinal primário do filtro obtido no ponto receptor, o qual é composto pela soma de dois sinais: R e s , sendo R o sinal de uma fonte arbitrária a qual faz parte do modelo e s um sinal de varredura senoidal; S é o sinal de referência, o qual é obtido próximo à fonte de referência, e está correlacionado com s , sendo este um sinal de varredura senoidal; $y = \hat{s}$ é o sinal de saída do filtro, o qual é uma estimativa de s , e \hat{R} é o sinal filtrado, ou seja, uma estimativa somente de R .

Os parâmetros utilizados no algoritmo LMS foram definidos após uma otimização randômica a partir de valores iniciais que pertencem às faixas especificadas para cada parâmetro no item 3.2.3.1 do capítulo III. A função custo é o erro absoluto entre a varredura estimada pelo filtro e a varredura calculada teoricamente. A varredura utilizada nesta etapa tem como características: duração de 10 segundos na faixa de frequência 50 Hz a 2.000 Hz.

Os melhores valores estimados dos parâmetros do filtro para utilização com varredura especificada acima foram:

- N° de pesos do filtro: $L=20$
- μ (razão de convergência): 8×10^{-3} , onde $0 < \mu < 1$.
- α (fator de esquecimento, ou *forgetting factor*): 0,01, onde $0 < \alpha < 1$.

Na Fig. 4.2 está mostrada a Densidade Espectral de Potência (DEP) do sinal estimado a um metro da fonte R .

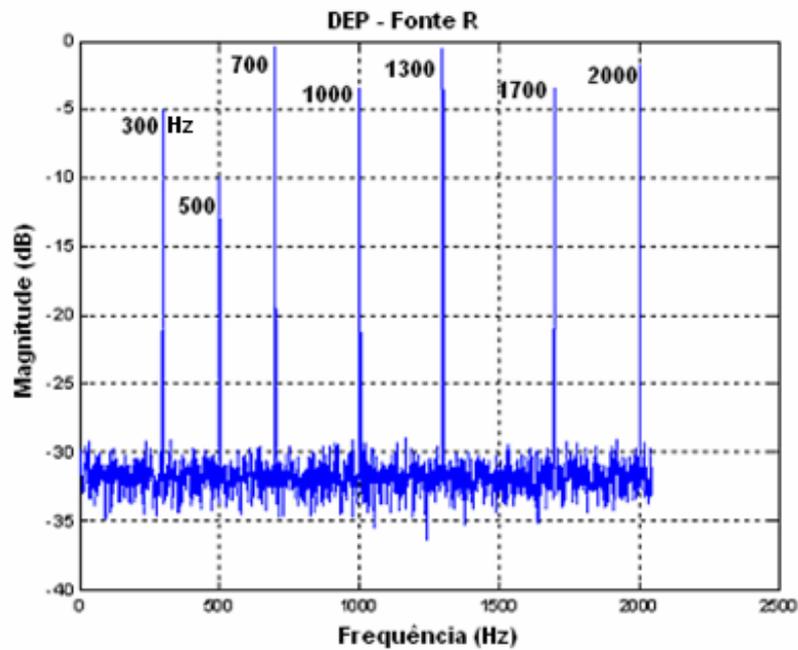


Figura 4.2 - Densidade Espectral de Potência para a fonte R.

Observa-se na Fig. 4.2 que o sinal da Fonte R é composto por vários harmônicos e ainda um ruído branco presente em toda a faixa de frequência analisada (50 a 2000 Hz) na faixa de magnitude -29 a 37. A frequência correspondente a cada harmônico está indicada na Fig 4.2.

Na Fig. 4.3 está mostrado o espectrograma (Transformada Curta de Fourier, ou *Short Fourier Transform - SFT*) do sinal s . Os espectrogramas exibidos nesta dissertação são estimados através da função *specgram* do Matlab[®].

O sinal s , o qual é uma varredura senoidal, é gerado pela função *chirp* do Matlab[®], onde os dados de entrada para esta função são: tempo de duração igual a 10 segundos na faixa de frequência de 50 a 2000 Hz, linear e fase igual a zero. A codificação de cor na lateral da Fig. 4.3 indica amplitude do sinal em dB.

O objetivo desta análise de sensibilidade é avaliar a capacidade de filtragem do filtro bem como a qualidade do sinal filtrado, em função das amplitudes dos sinais que compõem o sinal de referência juntamente com variações na amplitude do sinal de entrada do filtro.

Do ponto de vista acústico, esta análise de sensibilidade irá avaliar o desempenho do filtro em função do nível sonoro que atinge o ponto receptor devido somente ao gerador da varredura, sendo este nível menor ou maior do que o nível sonoro emitido pelas outras fontes do sistema neste mesmo ponto.

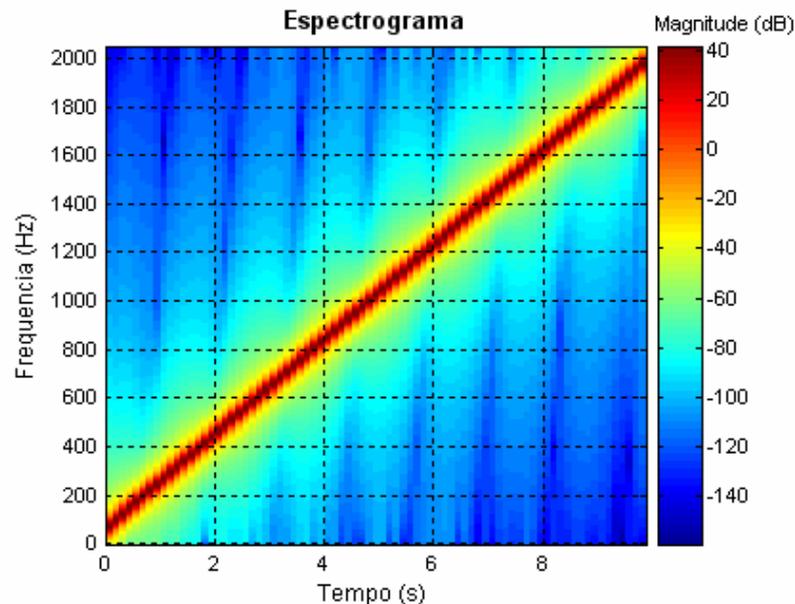


Figura 4.3 - Espectrograma do sinal s .

Outro objetivo é avaliar se a quantidade de energia presente no sinal de referência tem influência no desempenho do filtro se comparado com a energia dos sinais que compõem o sinal primário.

Para estas análises simularam-se cinco configurações do sinal primário em função de nove configurações do sinal de referência do filtro. Em cada simulação obteve-se o erro máximo entre a magnitude da DEP da varredura estimada com o filtro (\hat{s}) e a da varredura teórico (s), como mostrado na Tab. 4.1.

Na Tab. 4.1 as colunas s/R correspondem à amplitude, em porcentagem, de s em relação a R , por exemplo: na configuração SR1, a amplitude de s é 40% maior que a amplitude de R , ou seja, $s=1,4R$, na configuração SR2 temos que $s=R$, ou seja, a amplitude de s é igual a amplitude de R e finalmente na configuração SR3 temos que $s=0,7R$, ou seja, a amplitude de s é 30% menor que a amplitude de R .

Já a primeira coluna (S/s) da Tab. 4.1 corresponde à amplitude, também em porcentagem, de S relativa à s . Assim temos que, para a primeira configuração da coluna, $S=0,2s$, a amplitude de S é 80% menor que a amplitude de s . Já para a quinta configuração, $S=1,2s$, a amplitude de S é 20% maior que a amplitude de s .

A última linha da Tab. 4.1 nos fornece a máxima variação entre o erro obtido com as configurações de S/s para uma dada configuração SR1, SR2, SR3, SR4 e SR5. Observa-se que

as variações dos erros máximos não são significativas, uma vez que não possuem um aumento gradativo, ou seguem uma determinada evolução.

Tabela 4.1 – Análise de sensibilidade: Erro máximo entre \hat{s} e s .

	Erro (dB)				
	Amplitude de s Relativa ao sinal R (s/R)				
Amplitude de S relativa a s (S/s)	SR1 (1,40)	SR2 (1,00)	SR3 (0,70)	SR4 (0,40)	SR5 (0,12)
0,20	0,43	0,76	1,28	1,74	5,57
0,50	0,40	0,74	1,16	1,90	5,64
0,80	0,46	0,79	1,22	1,62	5,53
1,00	0,46	0,62	1,07	1,87	5,52
1,20	0,38	0,78	1,14	1,86	5,59
1,50	0,44	0,65	1,21	1,69	5,59
1,80	0,38	0,58	1,28	1,76	5,65
2,00	0,36	0,72	1,17	1,92	5,59
10,00	0,44	0,77	1,25	1,80	5,53
Máx. variação (dB)	0,10	0,21	0,21	0,30	0,13

Para melhor visualização e compreensão dos resultados obtidos, os dados expressos na Tab. 4.1 estão mostrados em forma de gráfico na Fig. 4.4.

Analisando a Fig. 4.4, conclui-se que quanto maior a amplitude (ou energia) de s em relação a R , no sinal primário (R_i), menor será o erro obtido entre o sinal estimado com o filtro \hat{s} e o sinal teórico s .

Já a variação da amplitude do sinal S (sinal de referência) não fornece variação significativa nos resultados obtidos com o filtro.

Uma conclusão semelhante a esta foi obtida pelos pesquisadores Huertas and Antelis (2005), onde os autores afirmam que a qualidade do sinal filtrado (\hat{R}) diminui à medida que se reduz o sinal de interferência (s) do sinal primário (R_i).

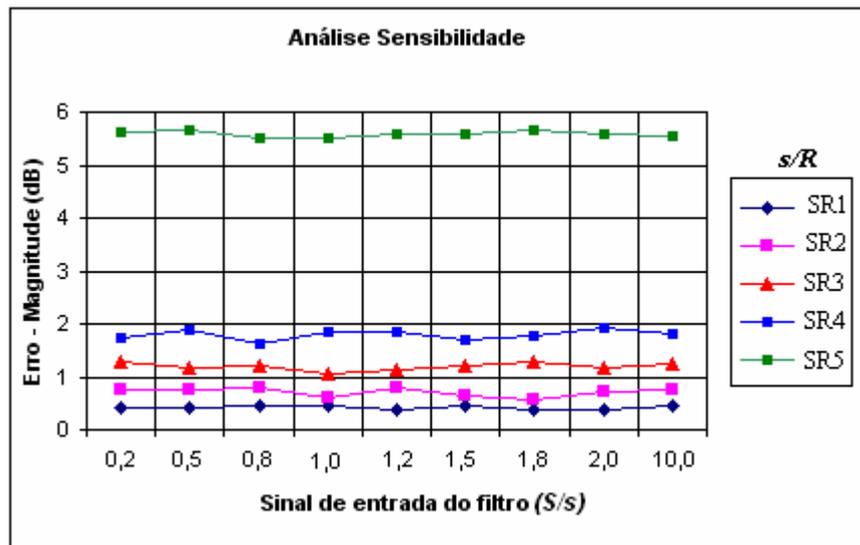


Figura 4.4 - Resultado da análise de sensibilidade.

Adaptando estas conclusões para o objetivo do trabalho proposto tem-se que quanto maior o nível de pressão sonora (NPS) medido no ponto receptor devido somente à contribuição do gerador de varredura senoidal, em relação ao nível de pressão sonora medido neste mesmo ponto (ou seja, nível devido às fontes presentes sem influência do gerador de varredura senoidal), melhor será o resultado obtido com o filtro, ou seja, mais precisa será a função transferência estimada entre o receptor e o emissor.

Já a amplitude do sinal de referência, o qual é a pressão sonora medida próximo ao gerador de varredura, não tem influência significativa nos resultados obtidos.

A seguir são mostrados os resultados obtidos com as simulações numéricas, onde o modelo representa a propagação sonora de fontes de ruído em campo livre. A descrição das simulações numéricas está mostrada na Tab. 4.2.

Tabela 4.2 – Descrição das simulações numéricas

Simulação	Descrição
1	Modelo com uma fonte sonora irradiando tom puro.
2	Modelo com uma fonte sonora irradiando tom puro e ruído branco.
3	Modelo com uma fonte sonora irradiando um sinal composto por ruído branco e um seno com um harmônico.
4	Modelo com duas fontes sonoras.
5	Modelo com três fontes sonoras.
6	Modelo com três fontes sonoras e fonte de referência com amplitude variável.
7	Modelo com três fontes sonoras simulando presença de uma barreira.

Ressalta-se que o objetivo das simulações numéricas é estimar a função transferência entre a fonte denominada ‘Fonte1’ e o ‘Receptor’.

4.3 Simulação 1 - Uma fonte sonora irradiando tom puro

Na Fig. 4.5 é mostrado o modelo utilizado na simulação 1.

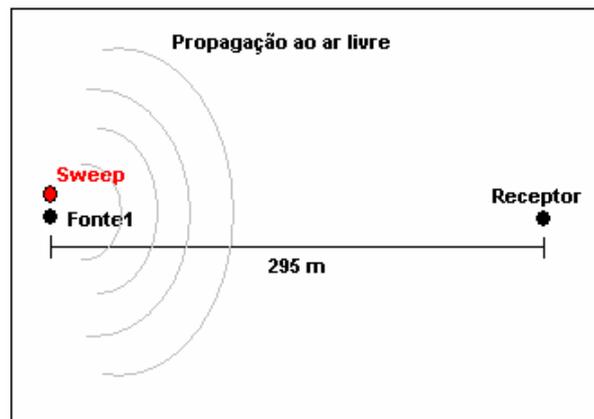


Figura 4.5 - Modelo utilizado na simulação 1.

Observa-se na Figura 4.5 que este é o modelo de menor complexidade que se consegue obter para tal avaliação, o qual é composto de duas fontes: Fonte1, simulando um tom puro (um seno com uma frequência fundamental em 1000 Hz) e uma segunda fonte, o Sweep (50 –

8192 Hz), o qual é o gerador de varredura senoidal colocado próximo (aproximadamente a um metro) à fonte que se quer quantificar no ponto receptor.

Na Fig. 4.6 é mostrada a densidade espectral de potência (DEP) somente do sinal estimado próximo à Fonte1, sem interferência de outras fontes.

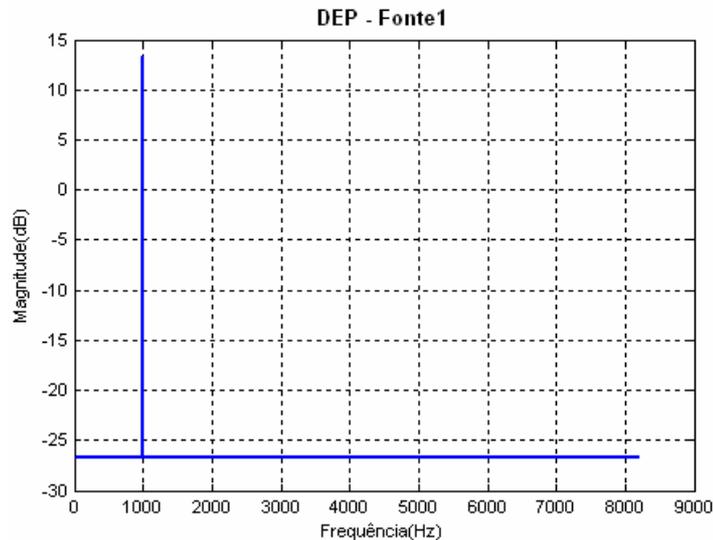


Figura 4.6 - DEP do sinal estimado próximo à Fonte1.

Com a metodologia descrita no início deste capítulo no item 4.1 (convolução entre a função resposta ao impulso e o sinal estimado próximos à fonte) obtém-se o sinal que chega ao receptor devido às duas fontes. Para utilização da técnica de filtragem adaptativa, além do sinal estimado no receptor, o sinal estimado próximo ao gerador de varredura senoidal também é requerido.

Para as simulações teóricas, o sinal estimado próximo ao gerador é estimado através da função *chirp* do Matlab[®]. Este sinal é composto de uma varredura senoidal linear com faixa de frequência entre 50 - 8192 Hz, amplitude constante, e duração de 10 segundos. O espectrograma (*STF*) deste sinal (varredura senoidal ou sinal emitido pela fonte ‘Sweep’) é mostrado na Fig. 4.7.

Uma análise tempo-frequência do sinal obtido próximo ao gerador de varredura senoidal pode ser feita observando a Fig. 4.7. A barra de cores (legenda) presente ao lado desta figura representa a magnitude em dB da Transformada Curta de Fourier do sinal, e no diagrama, esta magnitude corresponde ao eixo perpendicular ao plano do papel.

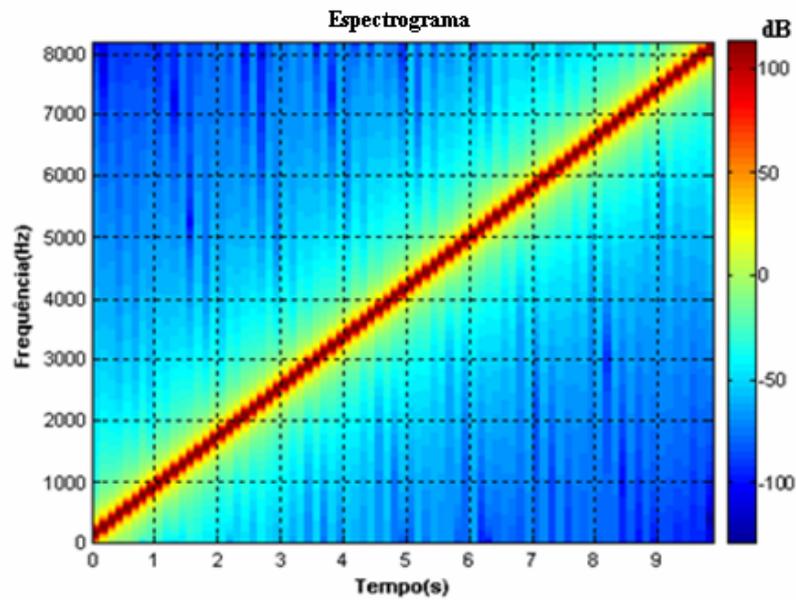


Figura 4.7 - Espectrograma da varredura estimada próximo ao gerador.

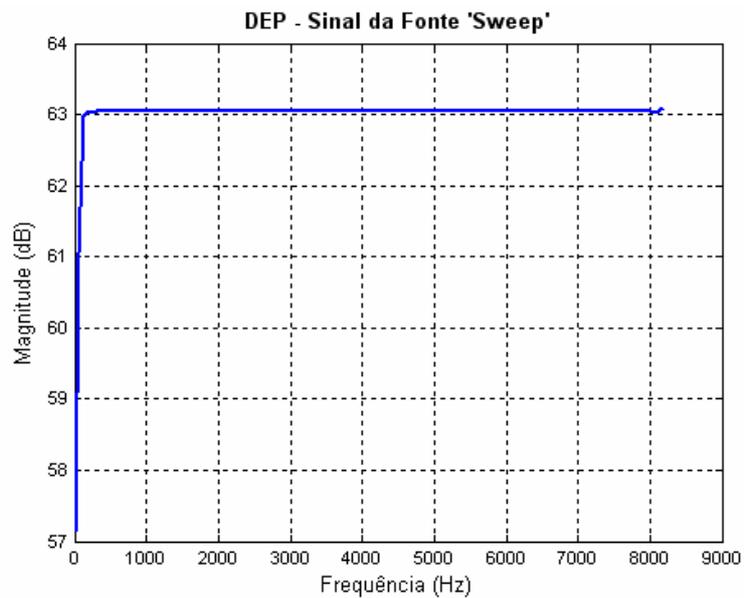


Figura 4.8 – Densidade Espectral de Potência (DEP) do sinal obtido próximo (1m) à fonte ‘Sweep’.

Em complementação à Fig. 4.7, na Fig. 4.8 pode ser vista a densidade espectral de potência (DEP) do sinal obtido próximo (aproximadamente à 1m) à fonte ‘Sweep’ sem interferência de outras fontes.

Após estimativa do sinal que chega no receptor, aplica-se a técnica da filtragem adaptativa, pois, utilizando um filtro adaptativo com algoritmo LMS normalizado, pode-se

obter somente a varredura senoidal que chega no receptor a partir do sinal total estimado neste mesmo ponto. Na Fig. 4.9 está mostrado o diagrama da metodologia de filtragem adaptativa utilizado nesta simulação.

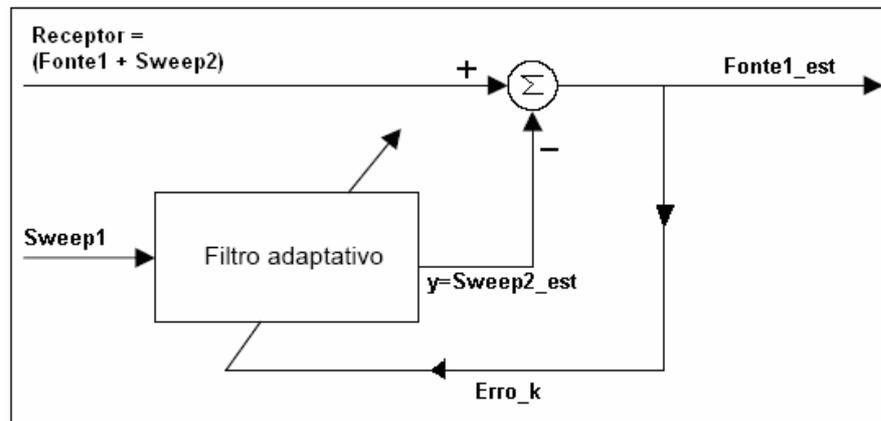


Figura 4.9 - Diagrama da técnica da filtragem adaptativa.

onde: - *Receptor* é o sinal obtido no ponto receptor, o qual é a soma dos sinais Fonte1(sinal emitido pela Fonte1 que atinge o receptor) e Sweep2 (sinal emitido pelo gerador de varredura senoidal ,localizado próximo à Fonte1, obtido no ponto receptor).

- Sweep1 é o sinal obtido próximo ao gerador de varredura.

- Fonte1_est é a estimativa do sinal proveniente da Fonte1 que atinge o ponto receptor, estimado pelo filtro.

- $y=Sweep2_est$ é o sinal emitido pelo gerador de varredura obtido no ponto receptor, estimado pelo filtro.

Para a varredura senoidal a ser utilizada no filtro, os parâmetros do filtro LMS são:

- Número de pesos do filtro (L) = 20;
- Razão de convergência (μ) = 8×10^{-3} ;
- Fator de esquecimento (α) = 0,01;
- Potência do sinal de entrada (σ) = 1.

Os sinais utilizados como entrada do diagrama da Fig. 4.9 estão mostrados na Fig. 4.10.

Na Fig. 4.10-a é mostrado o sinal primário no domínio do tempo, o qual é o sinal estimado no receptor, com a contribuição de todas as fontes (Fonte1 e gerador de varredura – ‘Sweep2’), e sua respectiva densidade espectral de potência (DEP) está representada na Fig. 4.10-b. O sinal de referência, no domínio do tempo, (sinal estimado próximo (≈ 1 metro) ao

gerador de varredura), está mostrado na Fig. 4.10-c, o qual corresponde ao sinal ‘Sweep1’ na Fig. 4.9, e sua respectiva densidade espectral de potência está mostrada na Fig. 4.10-d.

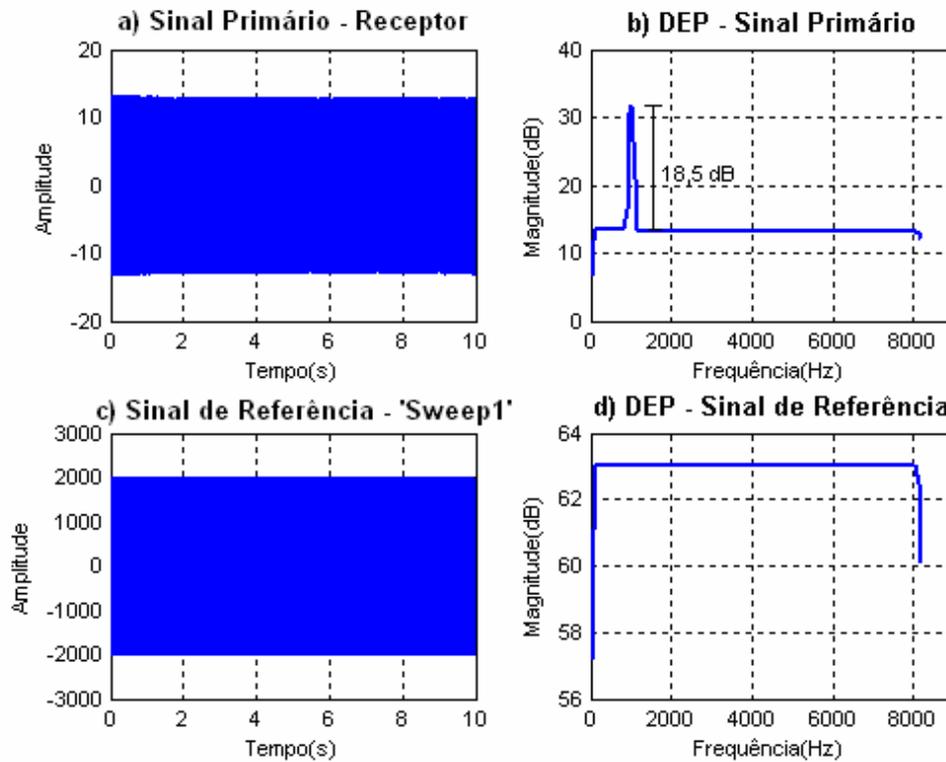


Figura 4.10 - Simulação 1: a) Sinal estimado no receptor, ou sinal primário. b) DEP – Densidade espectral de potência do sinal primário. c) Sinal próximo ao gerador de varredura, ou sinal de Referência. d) DEP do sinal de Referência.

Observa-se na Fig. 4.10 que o sinal primário e o sinal de referência apresentam-se como uma faixa, isto deve à alta frequência de amostragem do sinal. Para uma melhor visualização destes dois sinais no domínio do tempo e melhor avaliação destes no domínio da frequência, na Fig. 4.11 está apresentado um zoom de ambos os sinais no domínio do tempo.

Na Fig. 4.12 está mostrado o resultado obtido com o filtro no domínio do tempo, ou seja, a varredura que chega até o receptor estimado com o filtro LMS (Fig. 4.12-a), e juntamente neste mesmo gráfico, a varredura teórica (Fig. 4.12-b) para fins de comparação.

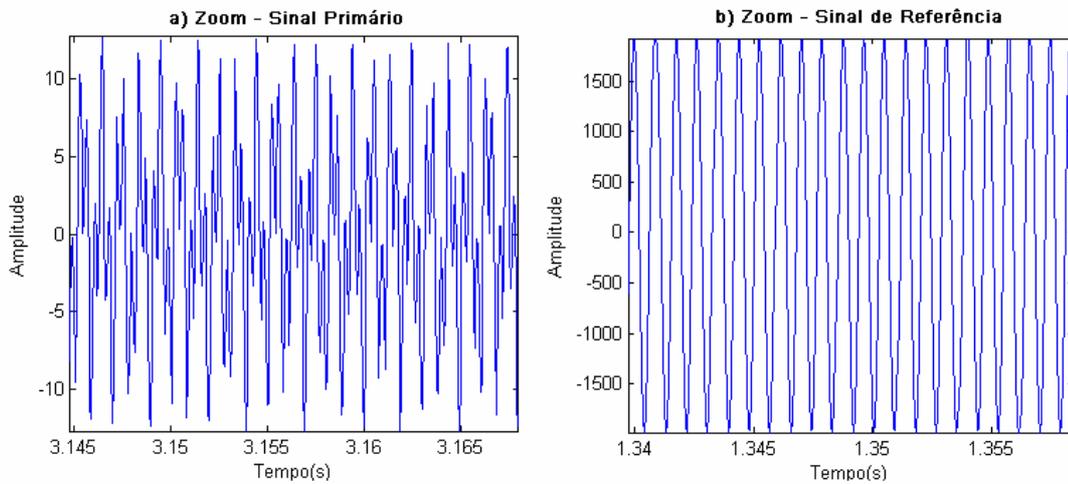


Figura 4.11 - Zoom: a) sinal primário e b) sinal de referência

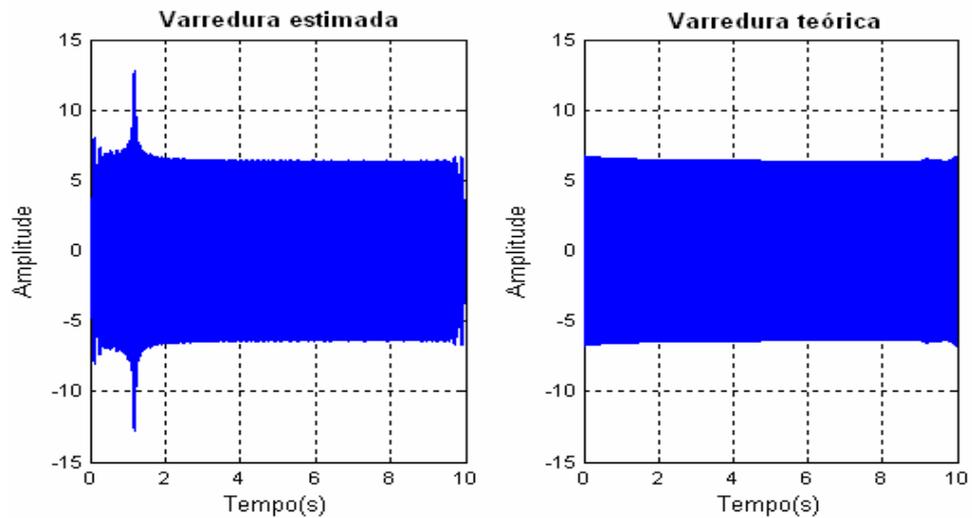


Figura 4.12: a) Varredura estimada com o filtro. b) Varredura teórica.

As densidades espectrais de potência dos sinais mostrados na Fig. 4.12 encontram-se na Fig. 4.13.

Observa-se claramente na Fig. 4.13 que varredura estimada possui um pico de energia na frequência de 1000 Hz, tal frequência é característica da Fonte1, ou seja, não foi possível estimar somente a varredura que chega ao ponto receptor, restando ainda neste sinal um resíduo da Fonte1. Tal resíduo é da ordem de mais ou menos 3 dB na frequência de 1000 Hz, correspondendo a uma relação sinal ruído de -17 dB, ou seja, o harmônico da Fontes1 tem uma magnitude de 20 dB maior do que a da varredura. No restante da faixa de frequência de trabalho (50 a 8192 Hz) a varredura estimada consegue aproximar-se da varredura teórica, tendo uma magnitude constante de aproximadamente 13 dB.

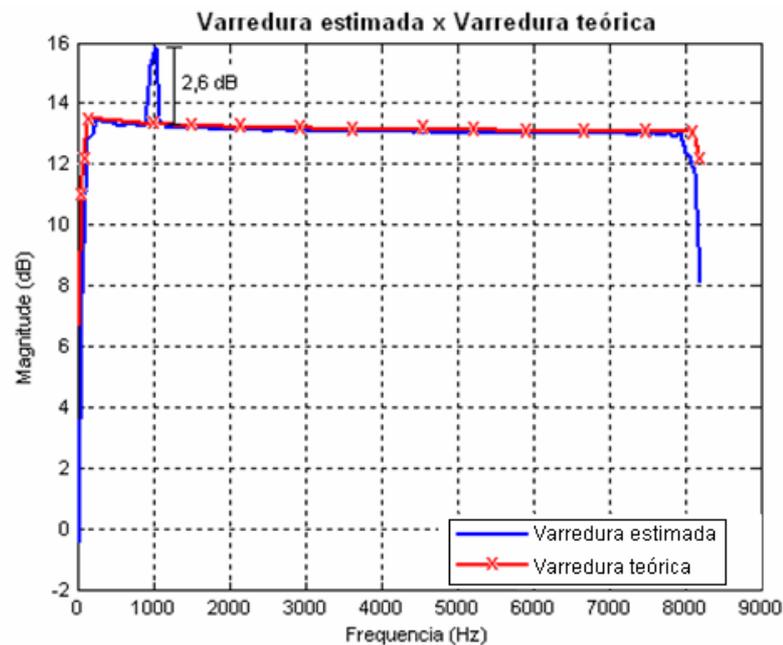


Figura 4.13 - Resultado da simulação 1.

Com os resultados apresentados na análise de sensibilidade realizada anteriormente, pode-se dizer que este pico não é totalmente eliminado pelo fato de que a energia presente nesta frequência no sinal da varredura obtida no receptor é menor do que a energia contida na mesma frequência no sinal correspondente à contribuição da Fonte1 no receptor, como mostrado na Fig. 4.14.

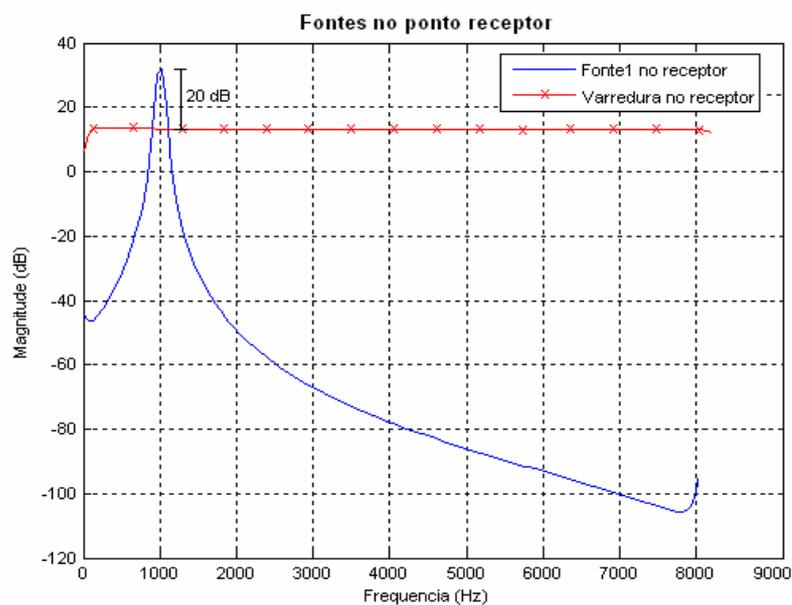


Figura 4.14 - Contribuição das Fontes no ponto receptor para a simulação 1.

O erro absoluto (varredura teórica menos varredura estimada) entre a varredura teórica e estimada pelo filtro em toda a faixa de frequência analisada está mostrado na Fig. 4.14.

Observa-se que o erro na frequência de 1000 Hz é de -2,6 dB para uma diferença de energia entre as contribuições das fontes sonoras no ponto receptor de 20 dB (Fig.4.14) nesta mesma frequência (como mostrado na Fig. 4.15).

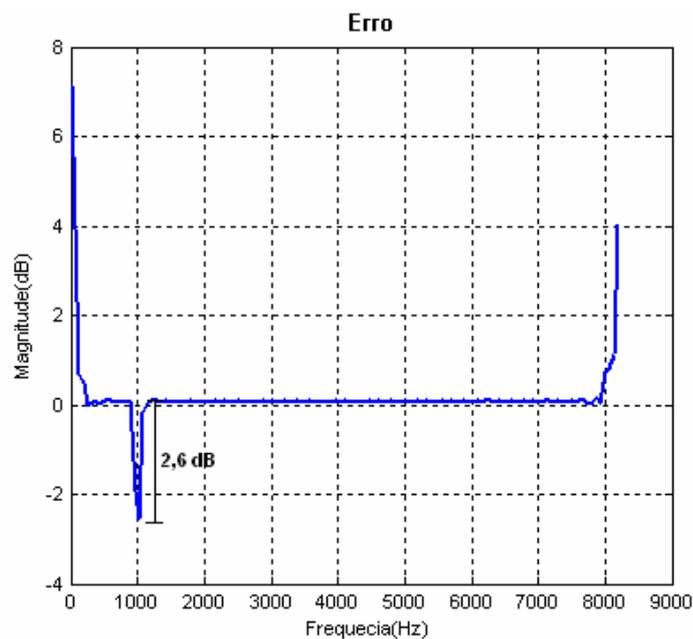


Figura 4.15 – Erro entre a varredura teórica e a varredura estimada com o filtro.

Para o cálculo da Função Transferência estimada (FT entre a varredura estimada com o filtro (ponto receptor) e a varredura medida próximo ao gerador (ponto emissor)) e da Função Transferência teórica (FT entre a varredura teórica (ponto receptor) e a varredura medida próximo ao gerador (ponto emissor)), a qual é utilizada para fins de comparação, as Eqs. (4.2) e (4.3) são utilizadas.

$$FT_{est} = 10 \log_{10} (\bar{x}^2_{varredura}) - 10 \log_{10} (\bar{x}^2_{Varredura_prox}) \quad (4.2)$$

$$FT_{teor} = 10 \log_{10} (\bar{x}^2_{varredura_teor}) - 10 \log_{10} (\bar{x}^2_{Varredura_prox}) \quad (4.3)$$

onde FT_{est} é a Função Transferência estimada, $\bar{x}^2_{varredura_est}$ é a média exponencial da entrada do sistema, ou seja, a varredura estimada no ponto receptor com o filtro adaptativo, $\bar{x}^2_{varredura_prox}$ é a média exponencial (para um tempo de resposta igual a 125×10^{-3} s) da saída do sistema, ou seja, da varredura estimada próximo ao gerador de varredura senoidal, FT_{teor} é a Função Transferência teórica e $\bar{x}^2_{varredura_teor}$ é a média exponencial (para um tempo de resposta de 125×10^{-3} s) da varredura teórica (obtido numericamente) no ponto receptor.

A média exponencial, \bar{x}^2 , contida nas Eq. (4.2) e (4.3) é dada pela Eq. (4.4):

$$\bar{x}_i^2 = x_{i-1}^2 + (x_i^2 - x_{i-1}^2) / k \quad (4.4)$$

onde \bar{x}_i^2 é o i -ésimo termo do vetor \bar{x}^2 e k é dado pela Eq. (4.5):

$$k = f_{aquis} T + 1 \quad (4.5)$$

onde f_{aquis} é a frequência de aquisição em Hz e T é o tempo de integração, o qual neste trabalho é igual a 125×10^{-3} s, o que corresponde a um tempo de integração rápido (*fast*), permitindo então um esquecimento das ocorrências passadas no sinal analisado.

O erro entre a Função Transferência teórica e a Função Transferência estimada é dado pela Eq. 4.6.

$$Erro_{FT} = FT_{teor} - FT_{est} \quad (4.6)$$

Na Fig. 4.16-a está mostrada a magnitude da Função Transferência estimada (calculada com a Eq. (4.2)) e ainda nesta mesma figura é mostrada a magnitude da Função Transferência teórica (calculada com a Eq. (4.3)). Na Fig. 4.16-b está mostrado o erro entre as duas funções transferências: teórica e experimental (calculado com a Eq. 4.6).

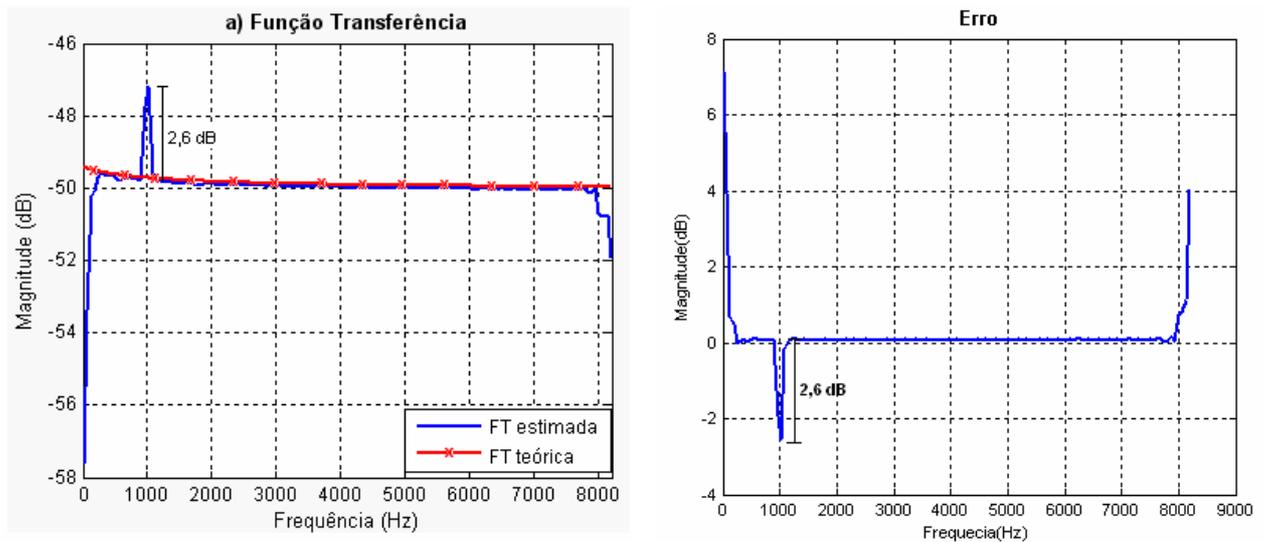


Figura 4.16 - a) Função transferência teórica e estimada para a simulação 1. b) Erro entre as funções transferências (FT teórica – FT estimada).

Observa-se na Fig. 4.16-b que o erro entre as duas funções transferência na frequência de 1000 Hz é de -2,6 dB. Já no restante da faixa de frequência estudada o erro é da ordem de 0,1 dB.

4.4 Simulação 2 - Uma fonte sonora irradiando tom puro e ruído branco

Nesta simulação, será utilizado o mesmo modelo da simulação 1 (Fig. 4.5), porém será acrescido ao sinal estimado próximo à Fonte1 um ruído branco. Assim pode-se avaliar o desempenho do filtro na presença deste tipo de ruído, o qual é muito comum em ambientes industriais.

As características das fontes da simulação 1 são mantidas, ou seja, não houve mudança nos valores das amplitudes dos sinais emitidos pelas fontes. Porém, adicionou-se um ruído branco com desvio padrão igual a 65% da amplitude do tom puro existente na Fonte1. A energia relativa entre o ruído branco e a varredura senoidal é igual a 0,95.

Na Fig. 4.17 são mostrados os sinais utilizados como entradas no diagrama do filtro adaptativo (Fig. 4.9). As Figs. 4.17-a e 4.17-b representam o sinal primário, ou seja, estimado no receptor (Fonte1, constituída de um tom puro mais um ruído branco, e a varredura, ambos com atenuação devido à distância e absorção atmosférica) e a densidade espectral de potência

deste sinal respectivamente. Já as Figs. 4.17-c e 4.17-d representam o sinal obtido próximo ao gerador de Varredura Senoidal (Sinal de Referência) e sua DEP respectivamente.

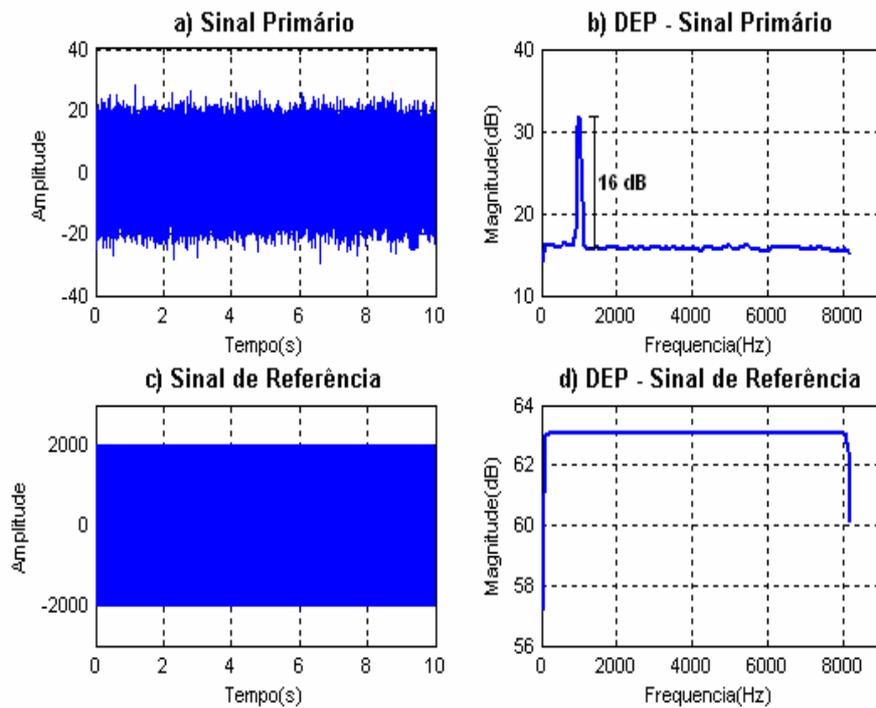


Figura 4.17: Simulação 2 - a) Sinal estimado no receptor, ou sinal primário. b) DEP – Densidade espectral de potência do sinal primário. c) Sinal estimado próximo ao gerador de Varredura Senoidal, ou sinal de Referência. d) DEP do sinal de Referência.

Após aplicar o filtro adaptativo, segundo o diagrama da Fig. 4.9, obtém-se uma estimativa da varredura que atinge o receptor. O resultado desta simulação, no domínio do tempo, está mostrado na Fig. 4.18.

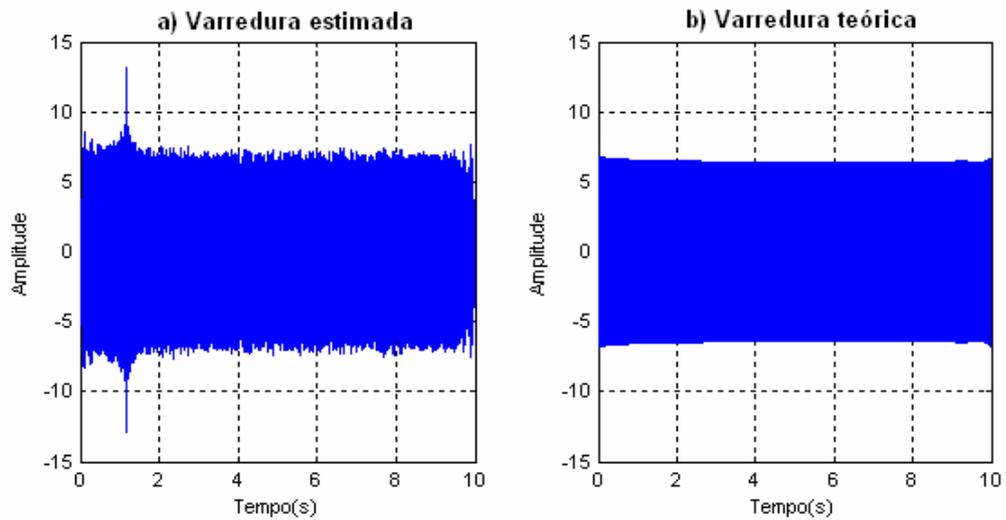


Figura 4.18 - Resultados da simulação 2.

Para análise dos sinais da Fig. 4.18 no domínio da frequência, a DEP destes estão mostrados na Fig. 4.19.

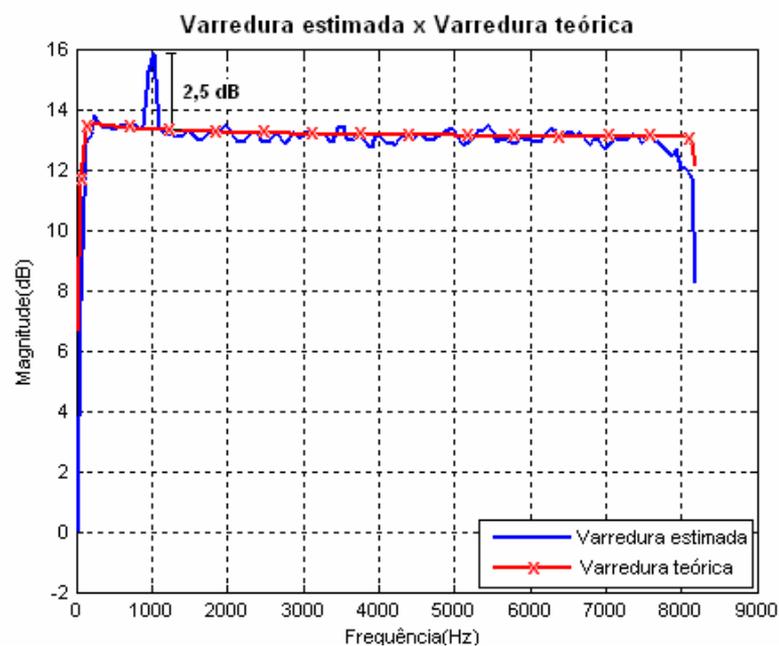


Figura 4.19 – DEP dos resultados da simulação 2.

Analisando a Fig. 4.19, observa-se que este sinal contém energia concentrada na frequência de 1000 Hz, ou seja, ainda há contribuição de energia da Fonte1 neste sinal, o que era de se esperar devido às características das fontes do modelo anterior terem se mantido neste modelo.

Na Fig. 4.20 está mostrado o erro absoluto (varredura teórica menos varredura estimada) entre os dois sinais da Fig. 4.19.

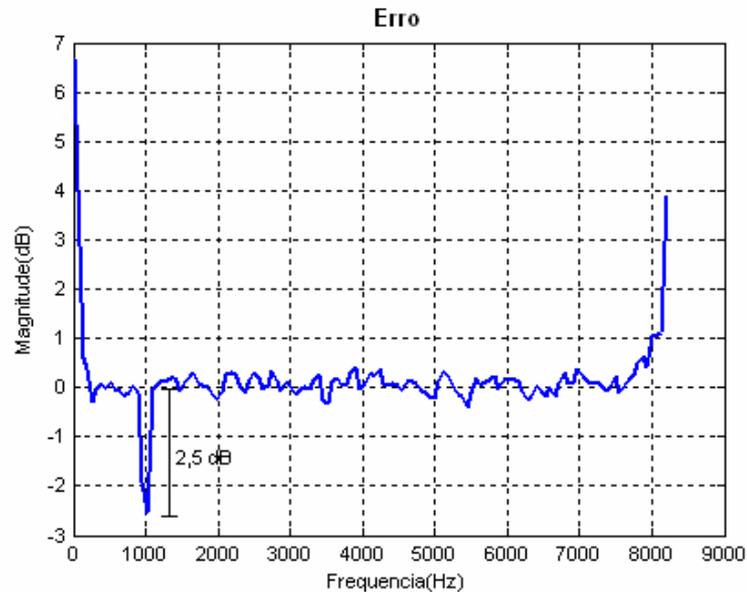


Figura 4.20 - Erro entre a varredura teórica e a varredura estimada.

Observa-se na Fig. 4.20 que o erro para a frequência de 1000 Hz é de -2,5 dB e para o restante da faixa de frequência analisada este erro é da ordem de 0,4 dB. Observa-se um aumento do erro em toda a faixa de frequência analisada devido à contribuição do ruído branco, o qual não havia na simulação 1.

A Função Transferência obtida entre a varredura filtrada (receptor) e varredura estimada próximo ao gerador (emissor) é mostrado na Fig. 4.21. Nesta mesma figura é mostrada a Função Transferência teórica entre estes pontos para fins de comparação, e também o erro entre as duas funções de transferência.

Observa-se na Fig. 4.21 que a função transferência estimada com o filtro possui um erro de -2,5 dB em relação à função transferência teórica na frequência de 1000 Hz. Já no restante da faixa de frequência analisada o erro é de aproximadamente 0,4 dB.

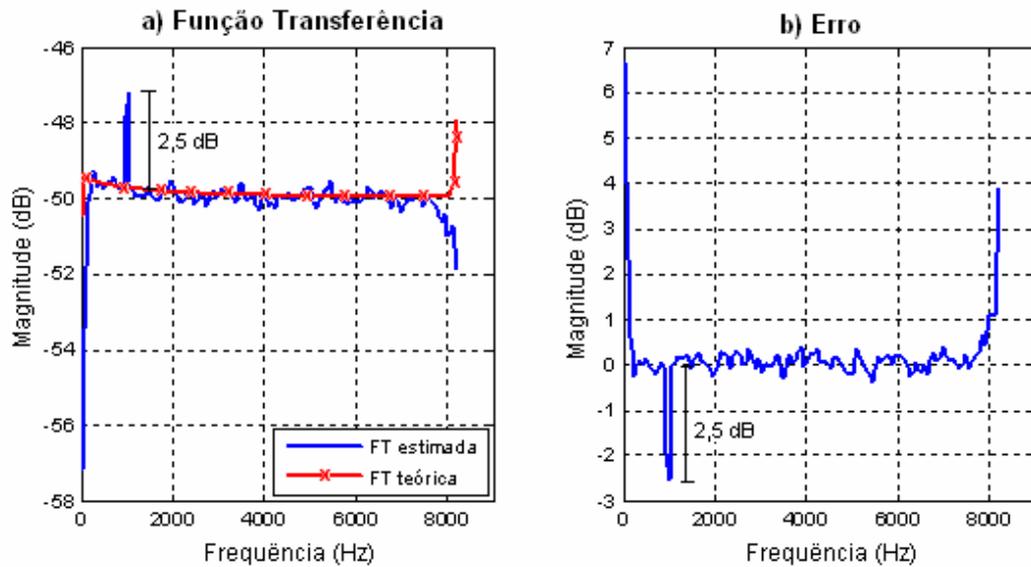


Figura 4.21 - a) Função transferência teórica e estimada para a simulação 2. b) Erro entre as funções transferências (FT teórica – FT estimada).

4.5 Simulação 3 - Uma fonte sonora irradiando um sinal composto por ruído branco e um seno com um harmônico

O modelo utilizado nesta simulação, ou seja, o ambiente com as disposições das fontes, é igual ao modelo da simulação 1 e 2 (Fig. 4.5). A única mudança ocorrida é na composição espectral da Fonte1, onde é acrescentado um harmônico na frequência de 2000 Hz com metade da energia presente na componente da frequência de 1000 Hz.

Na Fig. 4.22 estão mostrados os sinais utilizados como entradas no diagrama do filtro adaptativo (Fig. 4.9). As Figs. 4.22-a e 4.22-c representam os sinais obtidos no ponto receptor e próximo ao gerador de varredura senoidal, respectivamente. Já nas Figs. 4.22-b e 4.22-d são mostradas as densidades espectrais de potência (DEP) dos sinais das Figs 4.22-a e 4.22-c, respectivamente.

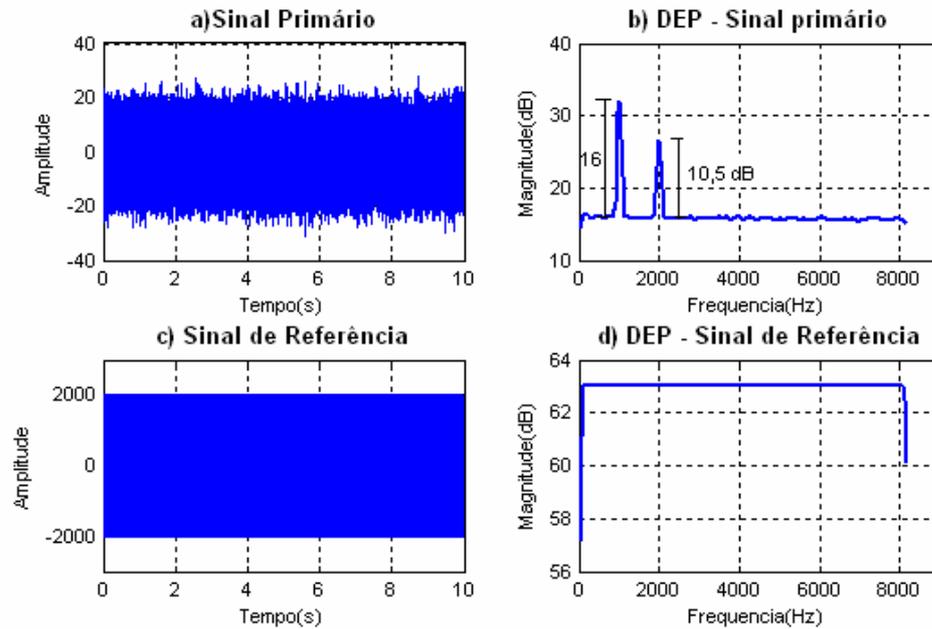


Figura 4.22 - Simulação 3: a) Sinal estimado no receptor, ou sinal primário. b) DEP – Densidade espectral de potência do sinal primário. c) Sinal estimado próximo ao gerador de Varredura senoidal, ou sinal de Referência. d) DEP do sinal de Referência.

Após utilização do filtro LMS, obtém-se o resultado mostrado na Fig. 4.23. A Fig. 4.23-a representa a varredura, no domínio do tempo, estimado com o filtro. A Fig. 4.23-b representa a mesma varredura, porém estimado teoricamente.

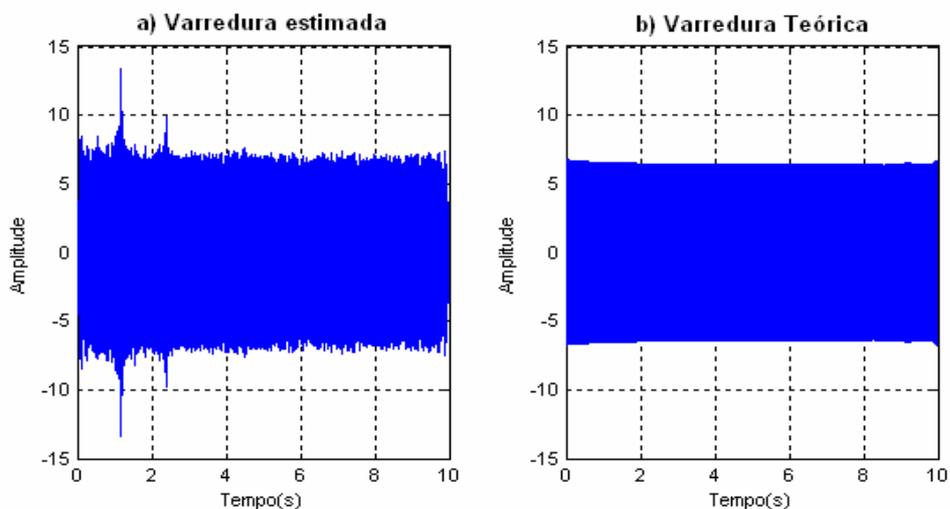


Figura 4.23 - Resultados da simulação 3.

Na Fig. 4.24-a estão mostrados os dois sinais da Fig. 4.23, porém no domínio da frequência. Na Fig. 4.24-b está mostrado o erro absoluto (varredura teórica menos varredura estimada) entre a varredura teórica e a varredura obtida com o filtro.

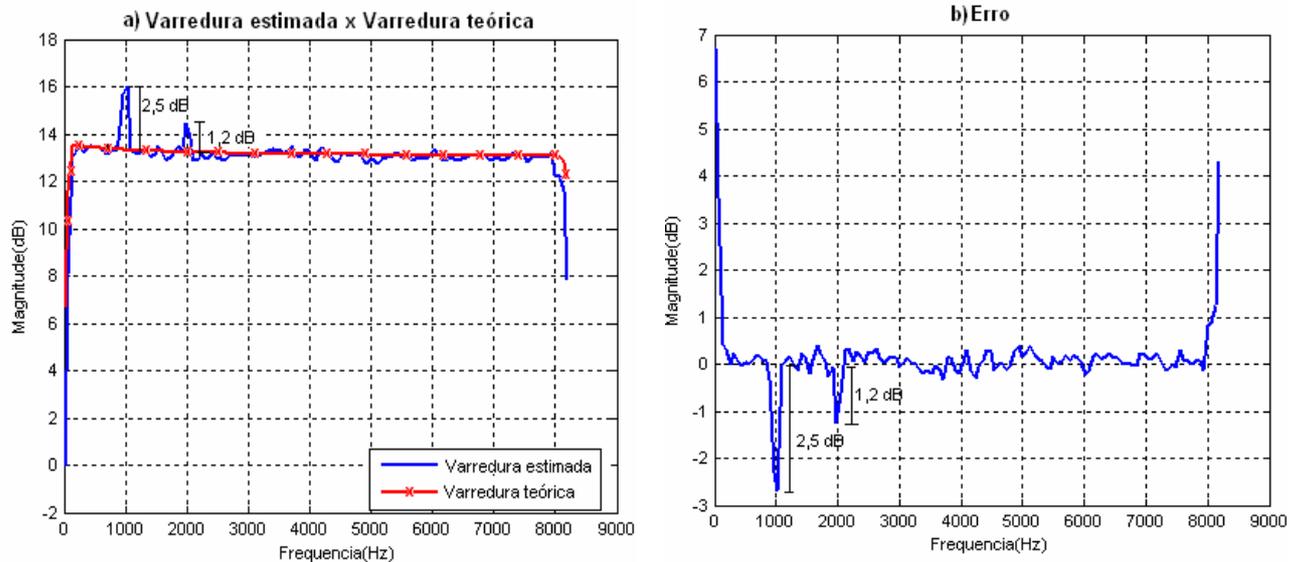


Figura 4.24: a) DEP dos resultados obtidos na simulação 3. b) Erro entre a varredura teórica e a varredura filtrada obtido com o filtro.

Analisando a Fig. 4.24-a, observa-se mais uma vez a presença de energia concentrada na frequência de 2000 Hz na varredura estimada com o filtro, a qual corresponde a 50% da energia presente na frequência de 1000 Hz, ou seja, nas frequências de 1000 Hz e 2000 Hz a amplitude é, respectivamente, de 2,5 dB e 1,2 dB acima da amplitude da varredura no restante das frequências analisadas (tal amplitude corresponde aproximadamente a 13 dB), o que é coerente visto que a energia espectral contida no sinal primário na frequência de 2000 Hz é a metade da energia espectral do mesmo sinal, porém, na frequência de 1000 Hz.

A explicação para este comportamento do filtro se mantém a mesma da simulação 1 e 2, ou seja, a diferença de energia existente entre a varredura estimada no ponto receptor e a contribuição das outras fontes neste mesmo ponto. Ou seja, tem-se que a energia presente nas frequências de 1000 Hz e 2000 Hz na varredura obtida no receptor é menor do que a energia contida nas mesmas frequências, porém no sinal correspondente à contribuição da Fonte1 no mesmo ponto receptor. Sendo assim, a varredura obtida no ponto receptor possui menor energia do que o sinal obtido no mesmo ponto proveniente da Fonte1.

Outra conclusão é que a comportamento do filtro não altera quando da presença de um harmônico na Fonte1, pois a quantidade de energia espectral da varredura estimada na frequência de 1000 Hz e do ruído branco nesta simulação continua sem alteração se comparado com a simulação anterior.

Analisando a Fig. 4.24-b pode-se concluir que o erro na frequência de 1000 Hz se mantém o mesmo se comparado com a simulação 2, ou seja, -2,5 dB. Já o erro para a frequência de 2000 Hz, é de -1,2 dB. Já no restante das frequências, o erro é da ordem de 0,3 dB.

A Função Transferência estimada entre a varredura obtida com o filtro (receptor) e a varredura medida próximo ao gerador (emissor) é mostrada na Fig. 4.25-a. Ainda nesta mesma figura encontra-se a Função Transferência teórica para fins de comparação. Na Fig. 4.25-b está mostrado o erro entre as duas Funções Transferências (teórica menos estimada).

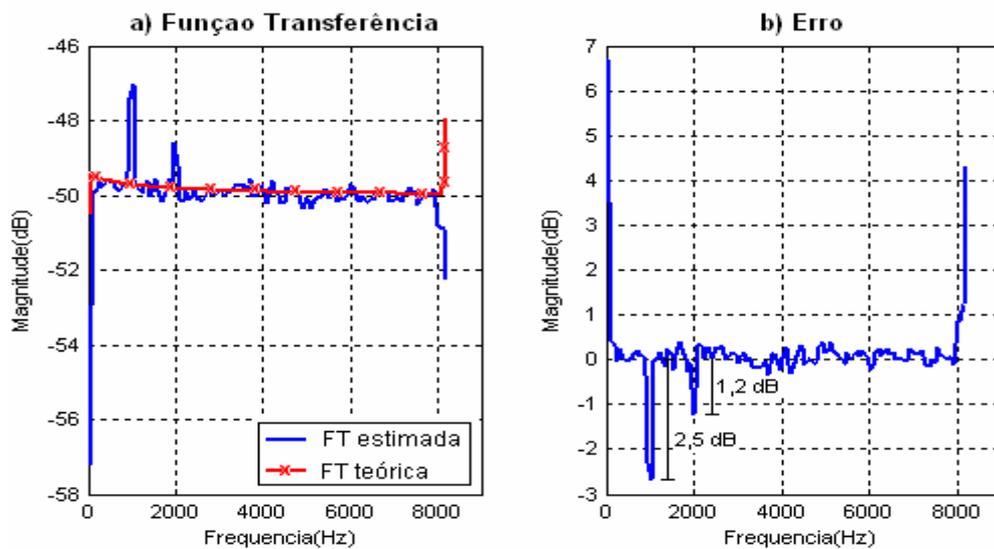


Figura 4.25 - a) Função transferência teórica e estimada para a simulação 3. b) Erro entre as funções transferências (FT teórica – FT estimada).

Analisando a Fig. 4.25-b pode-se dizer que o erro entre as duas funções transferências (teórica e estimada) é igual ao erro obtido entre o sinal da varredura estimada e a varredura teórica.

4.6 Simulação 4 - Duas fontes sonoras

Nesta simulação é acrescentada uma nova fonte ao modelo descrito na simulação 1 (Fig. 4.5), como pode ser observado na Fig. 4-26.

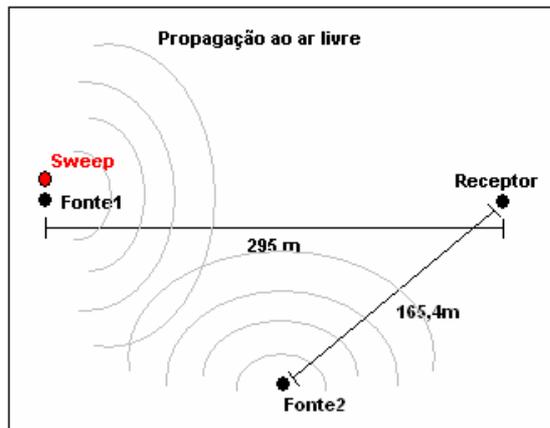


Figura 4.26 - Modelo utilizado na simulação 4.

Neste modelo, a Fonte1 é composta por uma frequência fundamental (1000 Hz), 3 harmônicos (2000, 4000 e 5000 Hz) e ruído branco (o qual possui desvio padrão igual a 65% da amplitude do sinal estimado próximo ao gerador de varredura). Já a Fonte2, é composta por uma frequência fundamental (900 Hz), 2 harmônicos (1800 e 2700 Hz) e o ruído branco (desvio padrão igual a 50% da amplitude do sinal estimado próximo ao gerador de varredura).

Na Fig. 4.26, observa-se que o gerador de varredura está localizado próximo à Fonte1, pois se tem como objetivo determinar a função transferência entre o ponto receptor e o ponto onde se localiza a Fonte1.

Na Fig. 4.27 estão mostrados os sinais obtidos próximos às fontes (aproximadamente um metro), no domínio do tempo (Figs. 4.27-a e 4.27-c) e no domínio da frequência respectivamente (Figs. 4.27-b e 4.27-d).

Observa-se na Fig. 4.27-b a presença, no espectro da Fonte1, da frequência fundamental igual a 1000 Hz e seus harmônicos nas frequências de 2000, 4000 e 5000 Hz, além do ruído branco que se encontra presente em toda a faixa de frequência estudada. Já para a Fonte2, na Fig. 4.27-d, têm-se a presença da frequência fundamental igual a 900 Hz e seus harmônicos, os quais são 1800 e 2700 Hz, além da presença do ruído branco em toda a faixa de frequência estudada.

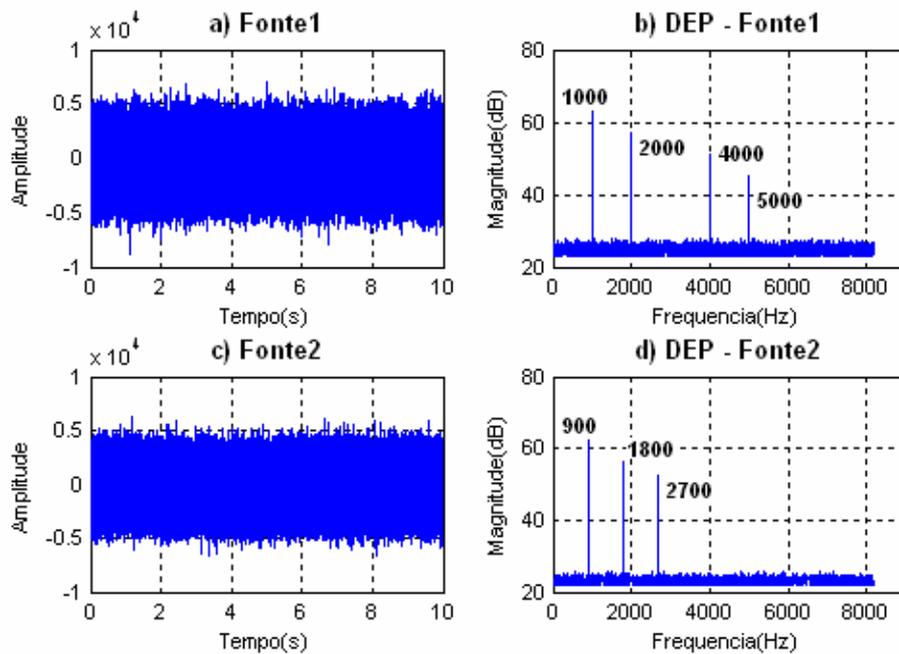


Figura 4.27 - Sinal estimado próximo às fontes.

Os sinais de entrada do diagrama da filtragem adaptativa (Fig. 4.9) estão mostrados na Fig. 4.28.

De posse dos sinais de entrada do algoritmo LMS (Figs. 4.28-a e 4.28-c), aplica-se a metodologia de filtragem adaptativa e obtém-se o resultado mostrado na Fig. 4.29-a. Na Fig. 4.29-b está mostrado a varredura teórica para fins de comparação.

Na Fig. 4.30-a estão mostradas as densidades espectrais de potência dos dois sinais da Fig. 4.29. Para complementar a análise da Fig. 4.30-a, na Fig. 4.30-b é mostrado o erro absoluto entre os dois sinais (varredura teórica menos varredura estimada).

Analisando a Fig. 4.30-b conclui-se que a adição de harmônicos e ainda a adição de frequências não harmônicas (o que é o caso das frequências presentes na Fonte2 as quais não são harmônicos da frequência fundamental presente na Fonte1) não alteram o desempenho do filtro. A principal evidência pode ser vista nesta figura (Fig. 4.30-b), onde na frequência de 1000 Hz a quantidade de energia presente ainda continua sendo a maior se comparada com os outros picos de frequências presentes no sinal. No entanto, o valor do erro na frequência de 1000 Hz passou de -2,5 dB (valor presente nas simulações 2 e 3) para -3,2 dB.

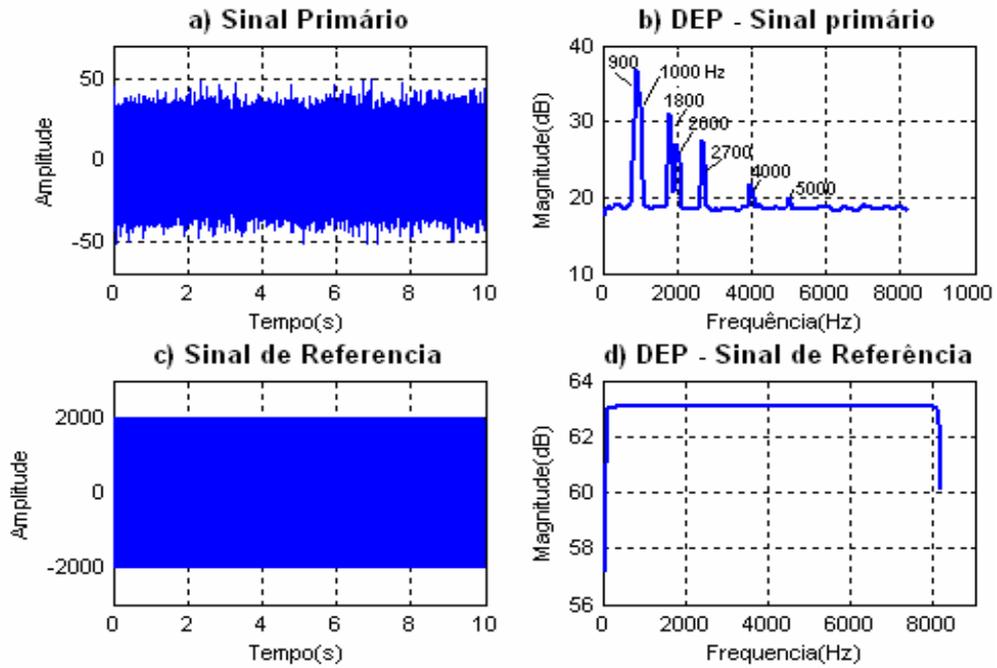


Figura 4.28 - Simulação 4: a) Sinal estimado no receptor, ou sinal primário. b) DEP – Densidade espectral de potência do sinal primário. c) Sinal estimado próximo ao gerador de Varredura, ou sinal de Referência. d) DEP do sinal de Referência.

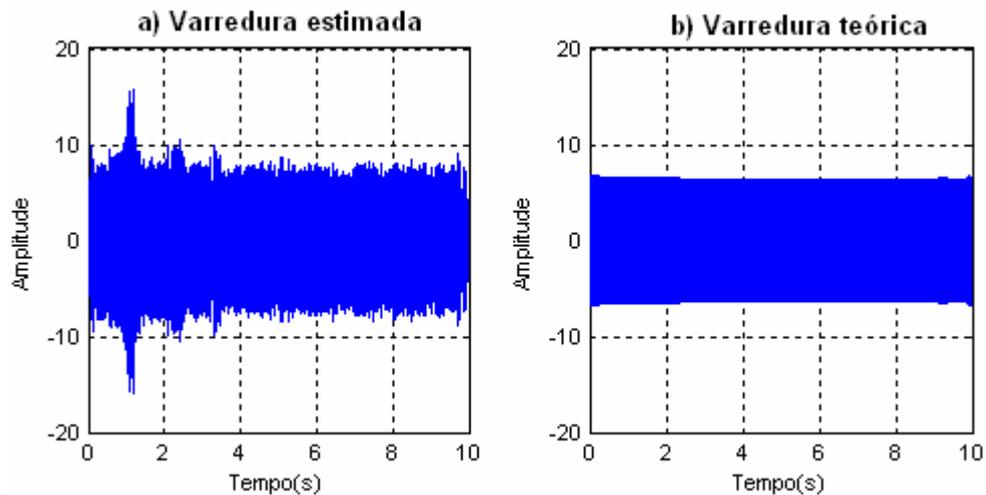


Figura 4.29 - Resultado da simulação 4.

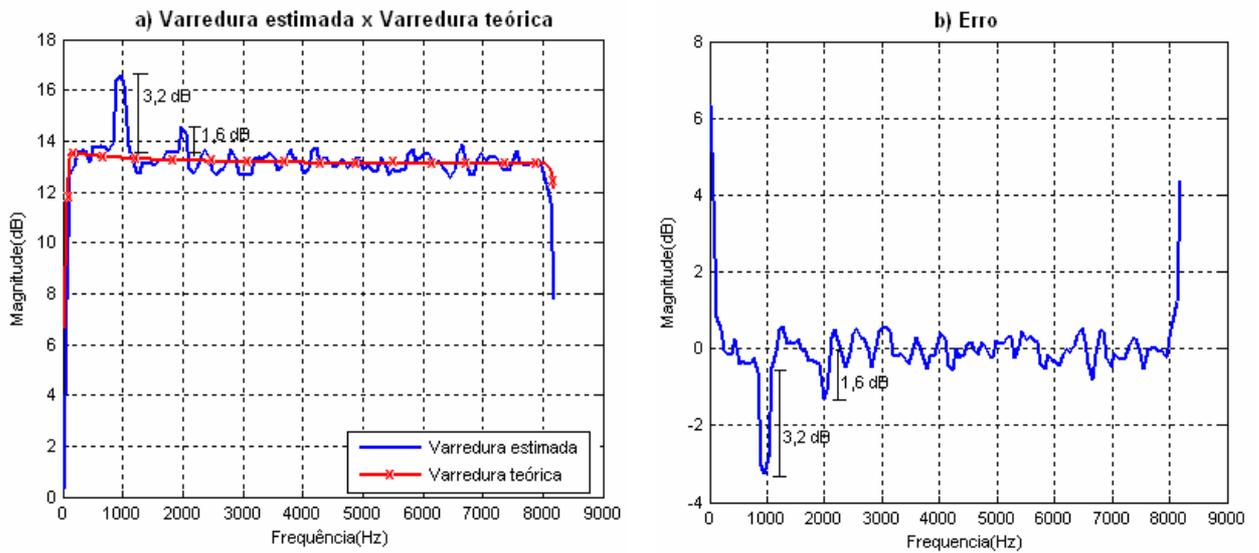


Figura 4.30: a) Comparação entre a varredura teórica e a varredura estimada para a simulação 4. b) Erro entre a varredura teórica e a varredura obtida com o filtro.

O comportamento do filtro, assim como o resultado obtido, pode ser melhor compreendido após análise da Fig. 4.31.

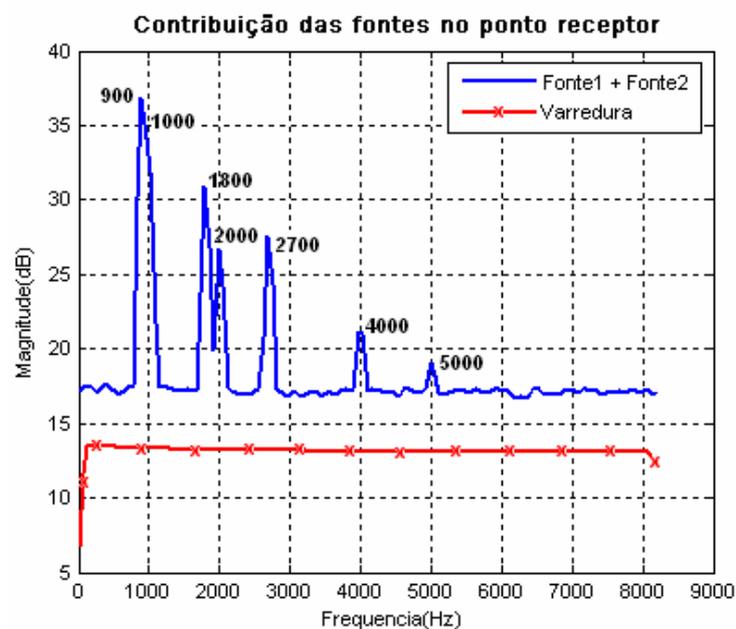


Figura 4.31 - Contribuição das fontes no ponto receptor na simulação 4.

Observa-se que a energia presente no sinal que chega ao ponto receptor devido ao gerador de varredura é inferior à energia contida no sinal obtido no ponto receptor devido à contribuição das fontes 1 e 2. Como já concluído na análise de sensibilidade realizada no início deste capítulo, o sinal estimado com o filtro não terá uma boa qualidade devido a esta diferença de energia, contendo então, erros proporcionais à quantidade de energia presente nas frequências do sinal obtido no receptor devido às fontes do sistema (exceto a fonte de referência, ou seja, o gerador de varredura).

Com o resultado obtido com o filtro, pode-se estimar a função transferência entre a Fonte1 e o Receptor, a qual é mostrada na Fig. 4.32. Na Fig. 4.32-b está mostrado o erro entre as duas funções transferência da Fig. 4.32-a.

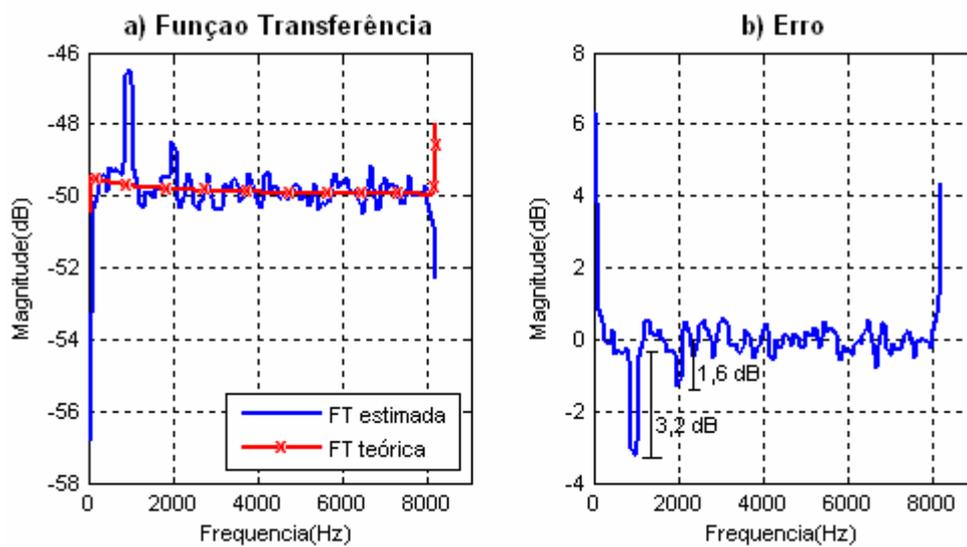


Figura 4.32 - a) Função transferência teórica e estimada para a simulação 4. b) Erro entre as funções transferências (FT teórica – FT estimada).

Da análise da Fig. 4.32 pode-se dizer que o maior erro se encontra na frequência de 1000 Hz, o qual é -3,2 dB.

4.7 Simulação 5: Três fontes sonoras

O modelo utilizado nesta simulação pode ser observado na Fig. 4.33.

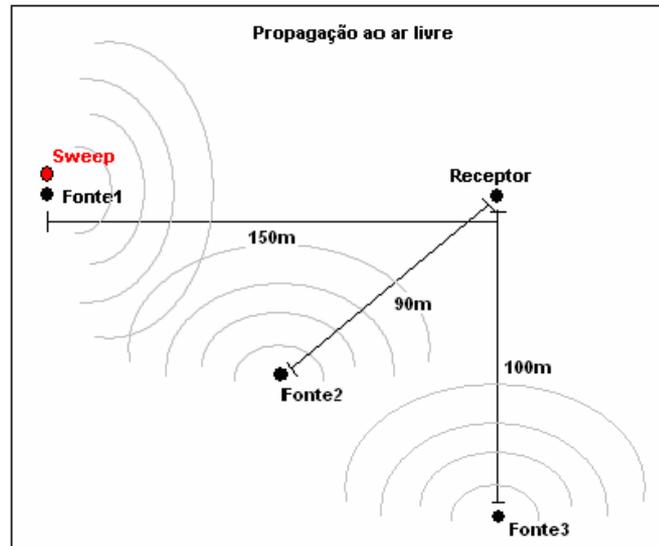


Figura 4.33 - Modelo utilizado na simulação 5.

Na Fig. 4.33, observa-se a presença de 3 fontes e 1 receptor. O objetivo desta simulação é estimar o nível de ruído que chega ao ponto receptor devido à Fonte1, daí a necessidade de se localizar a fonte geradora de varredura próxima a esta fonte.

Tenta-se com este modelo, aproximá-lo dos problemas práticos que motivaram a realização deste trabalho. Neste modelo, o receptor é uma casa localizada próximo a uma fábrica, e as fontes são máquinas que estão presentes nesta mesma fábrica, tais como, uma bomba de fluxo, uma caldeira e um evaporador.

Na Fig. 4.34 estão mostrados os sinais obtidos próximos às três fontes (Fonte1, Fonte2 e Fonte3), no domínio do tempo (Figs. 4.34-a, 4.34-c e 4.34-e) e suas respectivas densidades espectrais de potência (DEP) (Figs. 4.34-b, 4.34-d e 4.34-f).

O Nível de Pressão Sonora próximo à Fonte1, Fonte2 e Fonte3 corresponde a um nível global de 99 dB(A), 95 dB(A) e 93 dB(A) respectivamente, para uma pressão de referência de 20 μ Pa, respectivamente. Ressalta-se que além das componentes de frequência discreta nos sinais das Fontes 1, 2 e 3, está presente também ruído branco em toda a faixa de frequência estudada, que nesta simulação corresponde a 50 Hz - 2000 Hz.

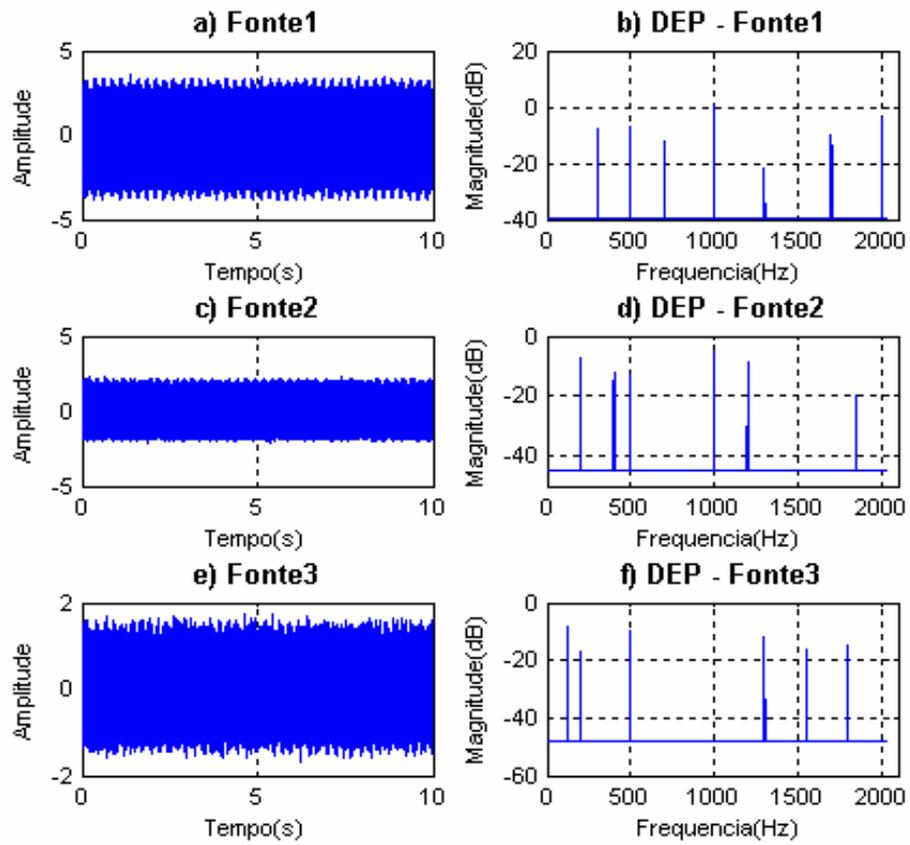


Figura 4.34 - Sinais obtidos próximos às fontes de ruído.

Na Tab. 4.3 estão relacionadas as componentes em frequência presentes nos sinais da Fig.4.34, visto que a resolução da Fig. 4.34 fica limitada para esta informação.

Tabela 4.3 – Frequências presentes nos sinais das fontes da simulação 5.

Fonte	Frequências (Hz)
1	300; 500; 700; 1000; 1300; 1700; 2000.
2	200; 400; 500; 1000; 1200; 1850.
3	125; 200; 500; 1300; 1550; 1800.

Analisando as Figs. 4.34-b, 4.34-d e 4.34-e juntamente com a Tab. 4.3, observa-se que neste modelo há presença de fontes coerentes, como é o caso das três fontes (1, 2 e 3) possuírem a frequência de 500 Hz em comum.

De posse dos sinais emitidos pelas fontes no ponto receptor, inclusive o sinal emitido pela fonte de referência (gerador de varredura), utiliza-se o diagrama mostrado na Fig. 4.35

para obtenção da varredura que chega no ponto receptor sem a influência das fontes adjacentes. Neste diagrama, tem-se como entrada o sinal primário, o qual está mostrado na Fig. 4.36-a, e o sinal de referência, mostrado na Fig. 4.36-c. O sinal de interesse é o *Sweep2_est* (como mostrado na Fig. 4.35), o qual corresponde a uma estimativa da varredura que chega até o ponto no receptor.

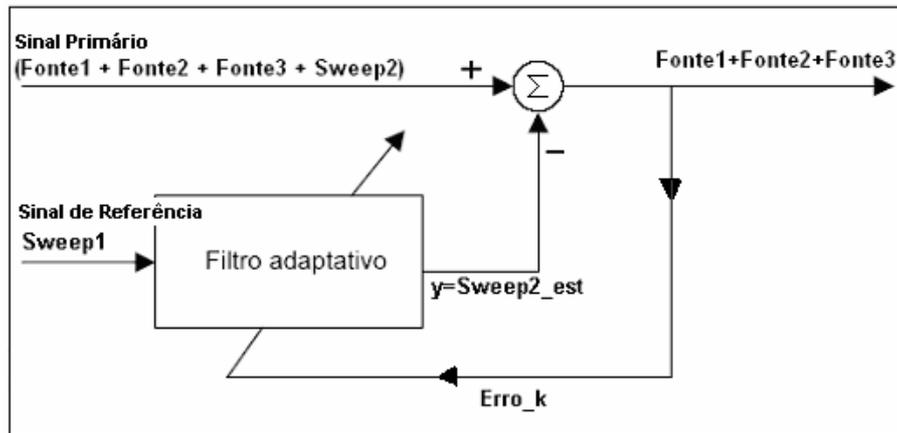


Figura 4.35 - Diagrama do filtro adaptativo LMS utilizado na simulação 5.

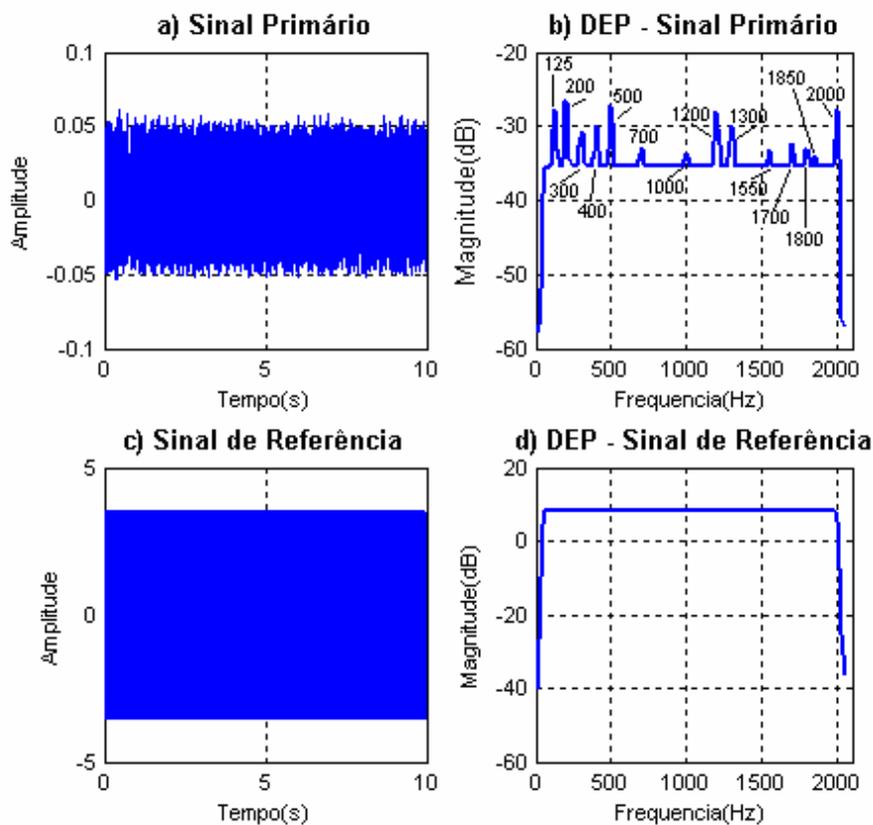


Figura 4.36 - Sinais de entrada do algoritmo LMS (diagrama da Fig. 4.37).

Os tamanhos (em dB) dos picos presentes na Fig. 4.36-b estão descritos na Tab. 4.4, para complementar a compreensão da Fig. 4.36-b.

Tabela 4.4 – Magnitude dos picos presentes na Fig. 4.36-b.

Frequência (Hz)	Magnitude (dB)	Frequência (Hz)	Magnitude (dB)
125	7,2	1200	7,1
200	8,4	1300	5,2
300	4,3	1550	1,7
400	5	1700	2,7
500	7,8	1800	1,8
700	2,2	1850	0,9
1000	1,2	2000	7,2

Como observado na Fig. 4.36-d, o gerador de varredura, o qual está colocado próximo à Fonte1, gera um sinal (varredura senoidal linear) na faixa de frequência 50 Hz a 2000 Hz em 10 segundos. O Nível de Pressão sonora estimado a 1 metro deste é 105 dB(A) para uma pressão de referência de 20 μ Pa. Para utilização do filtro LMS com esta varredura, o parâmetro μ (taxa de convergência) é alterado para 5×10^{-3} , uma vez que os parâmetros do filtro são sensíveis à velocidade de varredura utilizada.

Um diagrama tempo-frequência da varredura da Fig. 4.36-c, ou seja, sinal obtido próximo ao gerador de varredura, é mostrado na Fig. 4.37. O eixo x (abscissa) corresponde ao tempo em segundos e o eixo y (ordenadas) corresponde às frequências em Hz. O eixo z (eixo perpendicular ao plano do papel) corresponde à magnitude em dB, a qual é mostrada na barra de cores ao lado da figura.

Após utilização do filtro LMS (diagrama da Fig. 4.35), o resultado obtido, ou seja, a estimativa da varredura, o qual chega até o ponto receptor, está mostrado na Fig. 4.38-a. Na Fig. 4.38-b é mostrado a varredura teórica, ou seja, obtido numericamente, para fins de comparação.

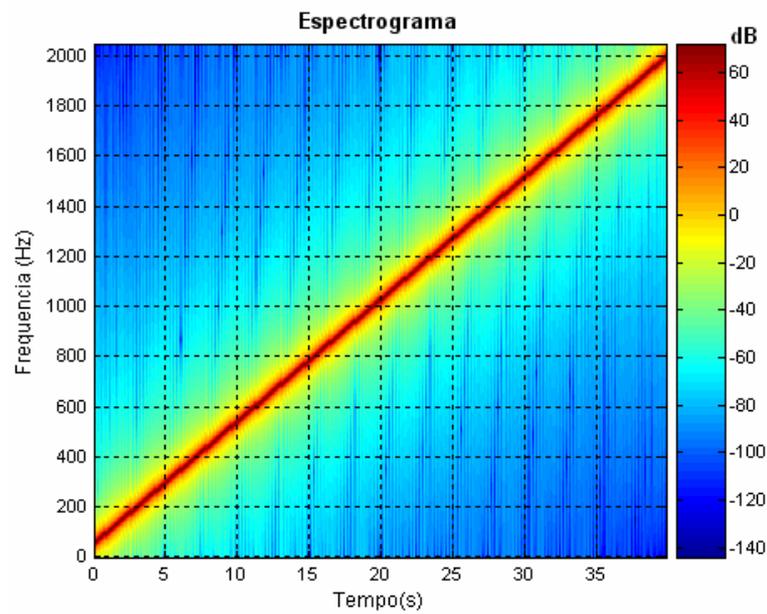


Figura 4.37 - Diagrama Tempo-Freqüência do sinal estimado próximo ao gerador de varredura.

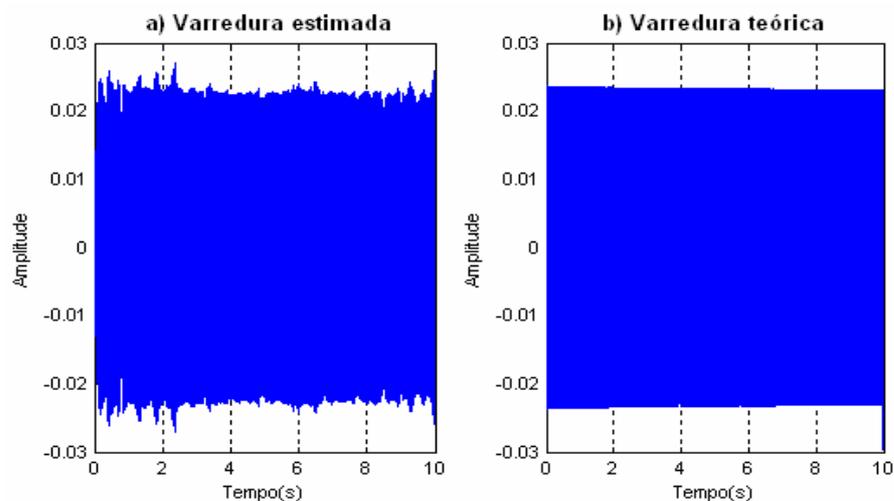


Figura 4.38 - Resultados da simulação 5.

Na Fig. 4.39-a são mostrados os sinais da Fig. 4.38 no domínio da freqüência para melhor avaliação do resultado do filtro. Na Fig. 4.39-b está mostrado o erro absoluto (varredura teórica menos varredura estimada) entre a varredura estimada e a varredura teórica, ambas no ponto receptor e na faixa de freqüência analisada (50 a 2000 Hz).

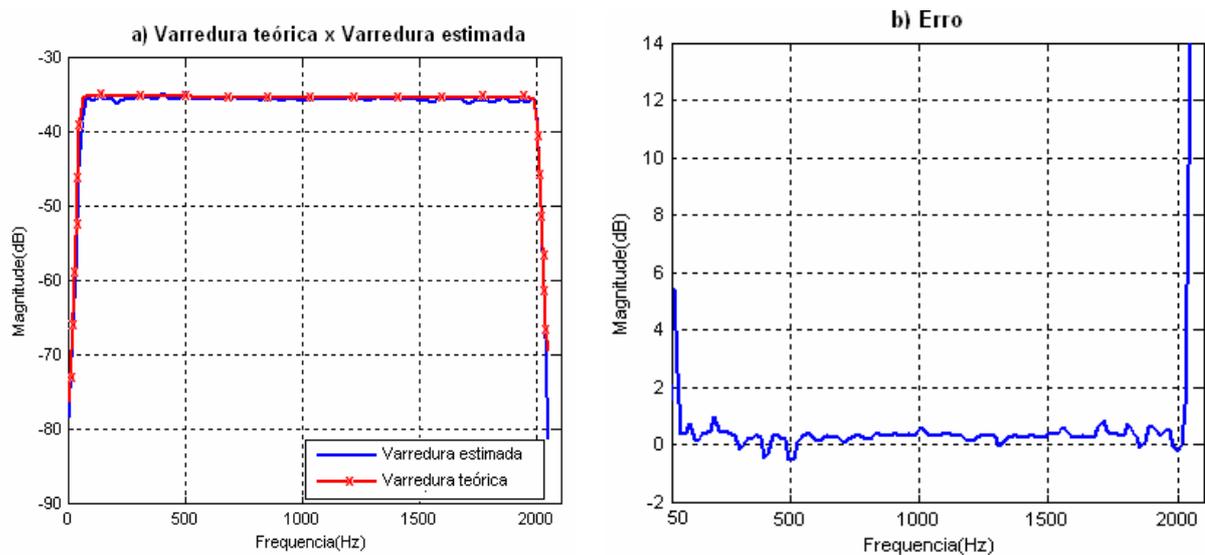


Figura 4.39: a) Comparação entre a varredura estimada e a varredura teórica no ponto receptor. b) Erro entre a varredura estimada e a varredura teórica.

Analisando a Fig. 4.39, pode-se dizer que o desempenho do filtro para este modelo é satisfatório.

Observa-se na Fig.4.39 um erro elevado nas baixas frequências (até 60 Hz), isto se deve ao período de convergência do filtro. No entanto, pode-se afirmar que o erro não atingiu valores maiores que 1 dB dentro da faixa de frequência 60 Hz - 2000 Hz. Este baixo valor de erro (na faixa de frequência 60 Hz - 2000 Hz) se deve à grande contribuição de energia que o gerador de varredura emite no ponto receptor, fazendo com que filtro possa ter um bom desempenho, como já concluído na análise de sensibilidade. As contribuições de energias no ponto receptor devido às fontes de ruído são mostradas na Fig. 4.40.

Observa-se na Fig. 4.40 a presença de picos (provenientes da contribuição das Fontes 1, 2 e 3) que possuem maior energia do que o nível de energia da varredura. Tais picos de energia, os quais são mais elevados do que a energia de varredura, são: contribuição da Fonte1 nas frequências de 300 Hz, 500 Hz, 1300 Hz e 2000 Hz, já a contribuição da Fonte2 está relacionada às frequências de 200 Hz, 400 Hz, 500 Hz e 1200 Hz, e os picos de energia nas frequências de 125 Hz, 200 Hz, 500 Hz e 1300 Hz estão relacionados à contribuição da Fonte3.

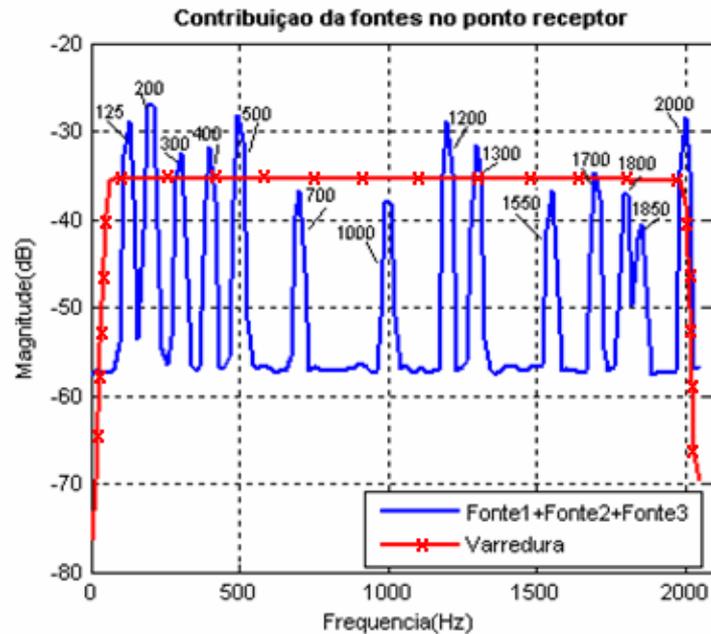


Figura 4.40 - Contribuição das fontes no ponto receptor.

Para finalizar os resultados desta simulação, na Fig. 4.41-a é mostrada a densidade espectral de potência da Função Transferência estimada, juntamente com a Função Transferência teórica, entre o ponto de localização da Fonte1 e o ponto receptor. Na Fig. 4.41-b é mostrado o erro entre as duas Funções Transferência (FT teórica – FT estimada).

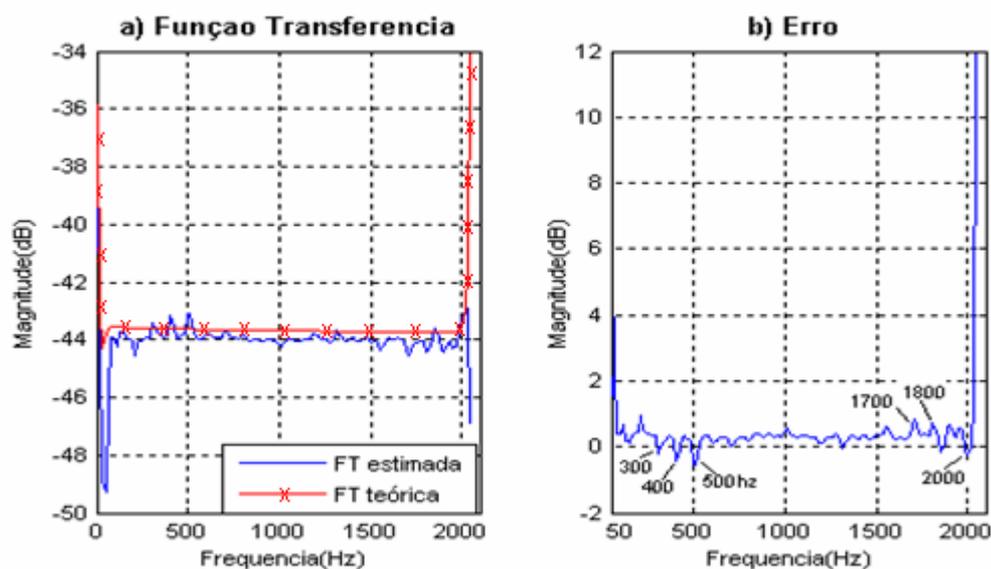


Figura 4.41 - a) Função transferência teórica e estimada para a simulação 5. b) Erro entre as funções transferências (FT teórica – FT estimada).

Quanto ao erro entre as duas funções transferências mostradas na Fig. 4.41, este também não atinge valor maior que 1 dB dentro da faixa de frequência 60 Hz -2000 Hz, o que nos fornece uma ótima estimativa da Função transferência entre o emissor (Fonte 1) e o receptor.

Observa-se na Fig.4.41-a a presença de pequenos picos de energia na FT estimada, próximo à frequência de 500 Hz, onde tais picos se localizam nas frequências de 300 Hz (contribuição da Fonte1), 400 Hz (devido à Fonte2) e 500 Hz (contribuição das Fontes 1, 2 e 3), em ordem crescente de magnitude. Outros picos de energia são verificados nas frequências de 1700 Hz (devido à Fonte1), 1800 Hz (devido à Fonte3) e 2000 Hz (Fonte1). Estes picos de energia correspondem a erros na FT estimada da ordem de - 0,85 dB e podem ser explicados pela análise de sensibilidade já realizada neste capítulo e através da Fig. 4.42 devido à diferença de energias entre as fontes.

Ainda para esta mesma simulação, foi simulada outra configuração de varredura senoidal. Na Fig. 4.42 está mostrado o diagrama tempo-frequência (espectrograma) deste sinal. As características do sinal são mantidas (amplitude, fase, faixa de frequência), porém sua evolução no tempo (velocidade de varredura) é modificada.

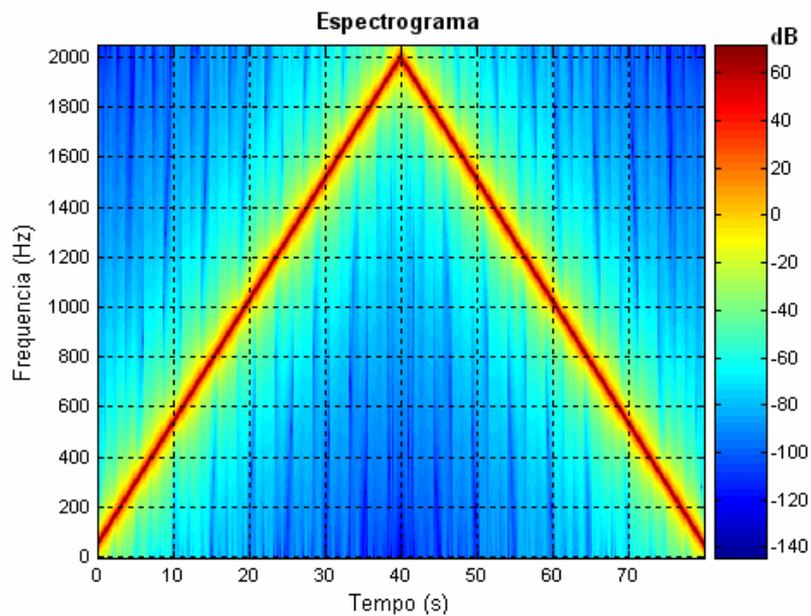


Figura 4.42 - Espectrograma do sinal obtido próximo ao gerador de varredura.

Para utilização deste sinal no filtro adaptativo, o parâmetro μ (razão de convergência) é modificado para o valor de 0,01. Os outros parâmetros se mantêm os mesmo da simulação inicial.

O resultado obtido com a utilização do filtro LMS e a varredura da Fig. 4.42 está mostrado na Fig. 4.43-a. Na Fig. 4.43-b está mostrado o erro absoluto (varredura teórica menos varredura estimada) entre a varredura estimada e a varredura teórica.

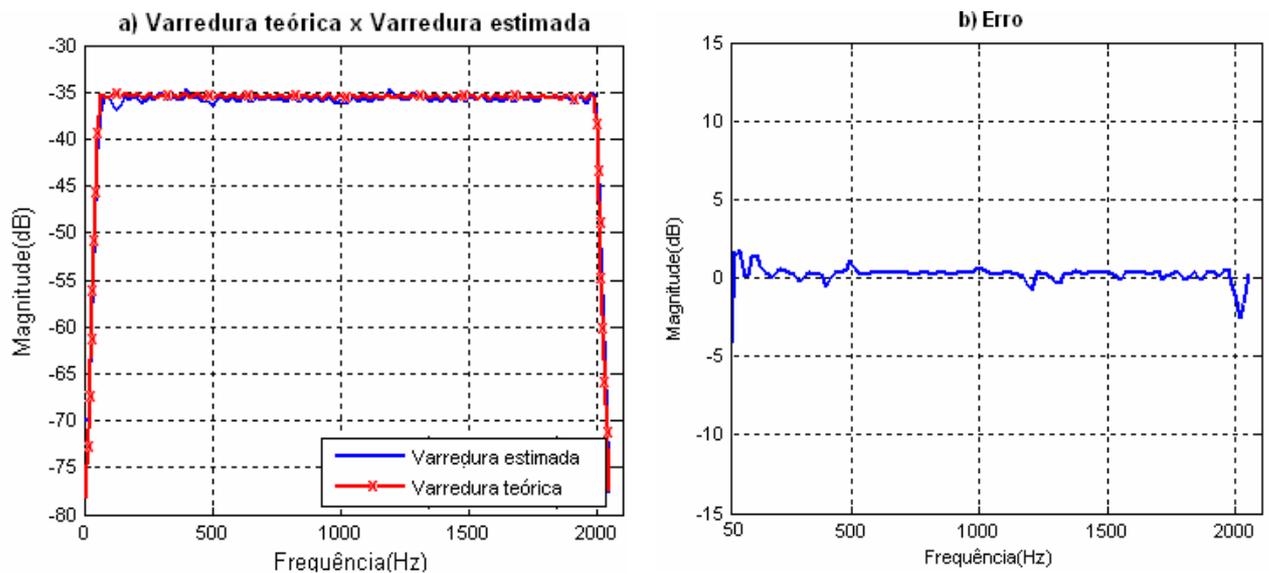


Figura 4.43: a) - Comparação entre a varredura estimada e a varredura teórica no ponto receptor. b) Erro absoluto entre a varredura teórica e a varredura estimada (varredura teórica – varredura estimada).

Analisando as Figs. 4.43-a e 4.43-b pode-se concluir que a mudança ocorrida nesta simulação com relação à simulação inicial (utilizando varredura ascendente) é a redução do valor do erro. Esta mudança é melhor observada analisando as Figs. 4.39-b e 4.43-b, onde nota-se que a redução ocorre nos picos citados na Fig. 4.41-b. No entanto esta redução é da ordem de 0,25 dB.

Observa-se que o erro mostrado na Fig. 4.43-b não atinge valores maiores que 1 dB dentro da faixa de frequência 50 Hz - 2000 Hz.

4.8 Simulação 6 - Três fontes sonoras e fonte de referência com amplitude variável

Nesta simulação é usado o mesmo modelo da simulação 5, mantendo as mesmas fontes e a varredura ascendente durante 10 segundos. A modificação nesta simulação é quanto à varredura que atinge o receptor, onde o mesmo possui amplitude variável, ou seja, atenuação da amplitude com o aumento da frequência de acordo com a equação da reta expressa na Eq. (4.7):

$$A = 2,6153 - 0,0013f \quad (4.7)$$

onde A é a amplitude da varredura e f é a frequência do sinal em Hz.

Com esta varredura de amplitude variável, pretende-se modelar o que acontece na propagação sonora em campo livre, ou seja, atenuação da amplitude à medida que aumenta a frequência. A varredura senoidal mantém a mesma velocidade de varredura, portanto os parâmetros do filtro não modificarão em relação à simulação 5 ($\mu = 5 \times 10^{-3}$) para a varredura ascendente.

Os sinais de entrada do diagrama do filtro LMS (Fig. 4.35) estão mostrados na Fig. 4.44-a e 4.44-c.

Analisando a Fig. 4.44-b observa-se que a energia do sinal da varredura senoidal diminui à medida que aumenta a frequência, permanecendo, nas altas frequências, apenas as frequências provenientes das fontes 1, 2 e 3, as quais não possuem redução de energia. O fato descrito é melhor observado comparando as Fig. 4.36-b e 4.44-b.

Os picos presentes na Fig. 4.44-b são os mesmos presentes na Fig. 4.36-b.

Observa-se ainda na Fig. 4.44 que o sinal de referência, ou seja, sinal obtido próximo ao gerador de varredura possui amplitude constante. Desta maneira, a conclusão obtida na análise de sensibilidade, quanto à influência do nível de energia do sinal de referência nos resultados estimados pelo filtro, pode ser comprovada mais uma vez.

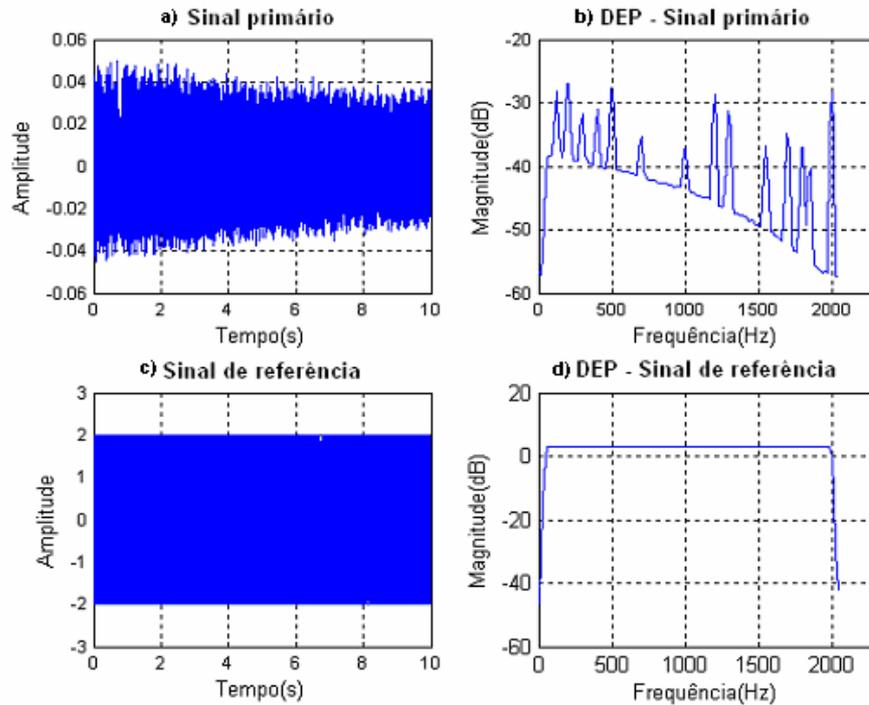


Figura 4.44 - Simulação 6: a) Sinal estimado no receptor, ou sinal primário. b) DEP – Densidade espectral de potência do sinal primário. c) Sinal estimado próximo ao gerador de Varredura, ou sinal de Referência. d) DEP do sinal de Referência.

O resultado obtido com o filtro adaptativo é mostrado na Fig. 4.45-a. Na Fig. 4.45-b é mostrado a varredura teórica (obtida numericamente) que atinge o receptor para fins de comparação com o sinal estimado.

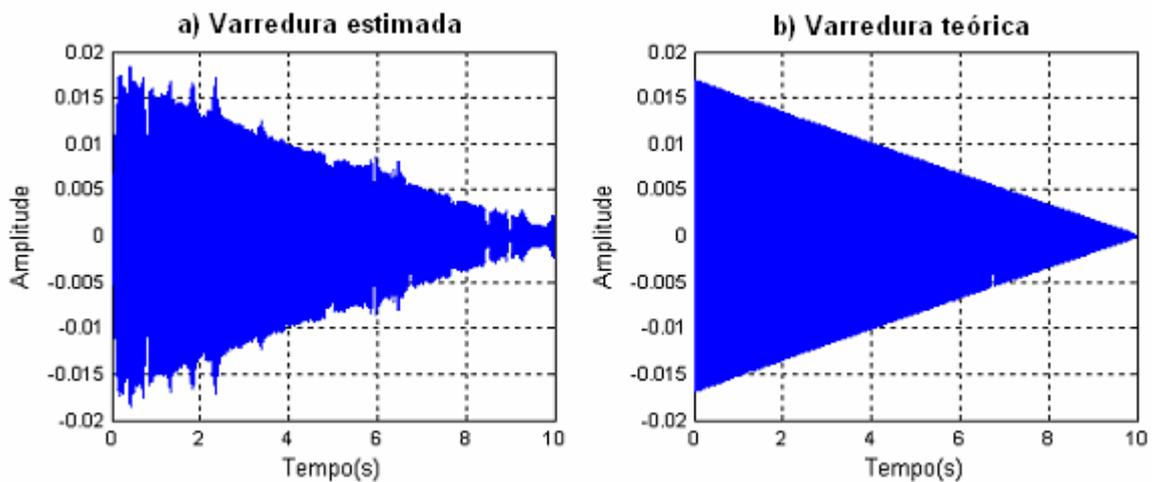


Figura 4.45 - Resultados da simulação 6.

Na Fig. 4.46-a estão mostrados os dois sinais da Fig. 4.45, ambos no domínio da frequência. Na Fig. 4.46-b é mostrado o erro absoluto (varredura teórica menos varredura estimada) entre os dois sinais da Figura 4.46-a.

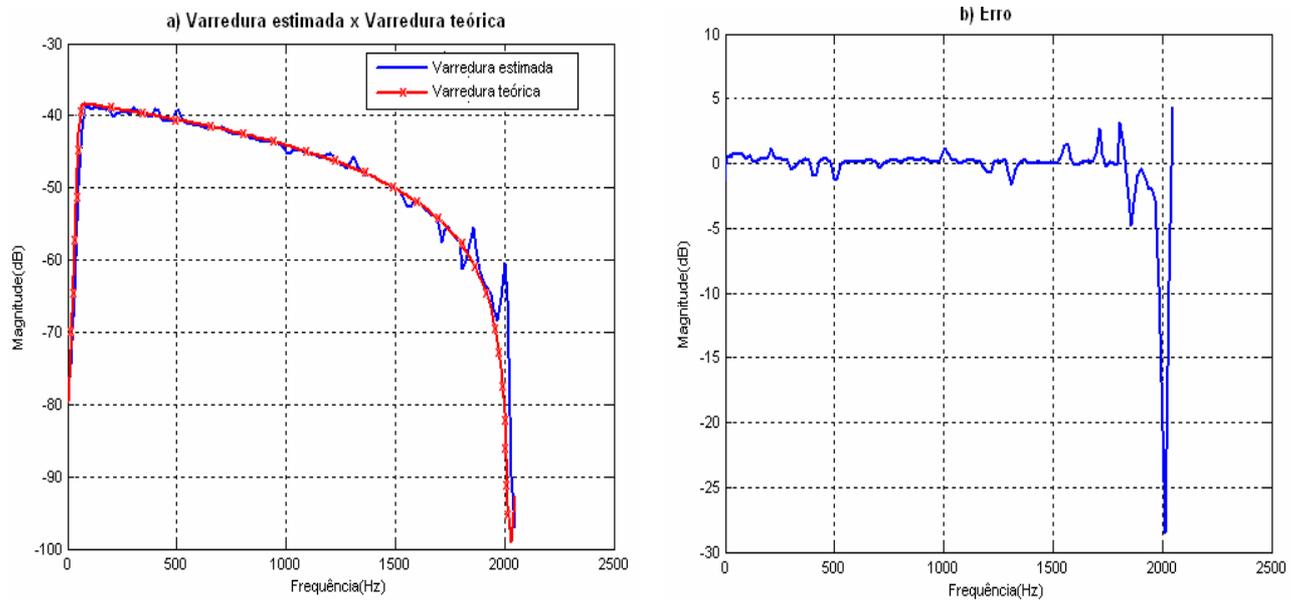


Figura 4.46 – a) Comparação entre a varredura estimada e a varredura teórica no ponto receptor. b) Erro entre a varredura estimada e a varredura teórica.

Analisando a Fig. 4.46-a pode-se observar que o filtro consegue eliminar grande parte da energia provinda da contribuição das Fontes 1, 2 e 3, no entanto, nas altas frequências (acima de 1750 Hz) esta afirmação não é verdadeira. Isto pode ser explicado pelo fato de que nas altas frequências a contribuição em energia do gerador de varredura é menor se comparada com a contribuição das Fontes 1, 2 e 3 juntas. Então, esta simulação tem como intuito validar mais uma vez a análise de sensibilidade realizada no início deste capítulo.

Analisando a Fig. 4.46-b tem-se que o erro possui valor máximo de -5 dB até 1875 Hz. Acima de 1875 Hz o erro atinge o valor máximo de -28 dB, e se deve ao fato de a contribuição em energia da varredura no ponto receptor ser menor do que a contribuição das outras fontes.

4.9 Simulação 7 - Três fontes sonoras e presença de uma barreira

Nesta simulação é mantido o mesmo modelo da simulação 6 (Fig. 4.33), mantendo a varredura com atenuação da amplitude à medida que aumenta a frequência (utilizou a Eq. 4.7), porém, a modificação realizada é que no ponto receptor é adicionada uma nova varredura com um *delay* em relação à varredura original (o qual é a varredura utilizada na simulação 6), ou seja, um atraso temporal, pretendendo então simular o efeito de uma reflexão causada pela presença de uma barreira no ambiente.

Assim, no ponto receptor têm-se contribuições das seguintes fontes: Fonte1, Fonte2, Fonte3, varredura com amplitude variável, e a mesma varredura também com amplitude variável, porém, com um atraso (*delay*) de 0,0175 segundos (este tempo de atraso representa a presença de uma barreira a 6 metros do receptor) em relação à varredura original. Na Fig. 4.47 está mostrada a diferença de fase existente entre as duas varreduras (original e com *delay*), assim é possível avaliar o comportamento do filtro quanto à diferença de fase.

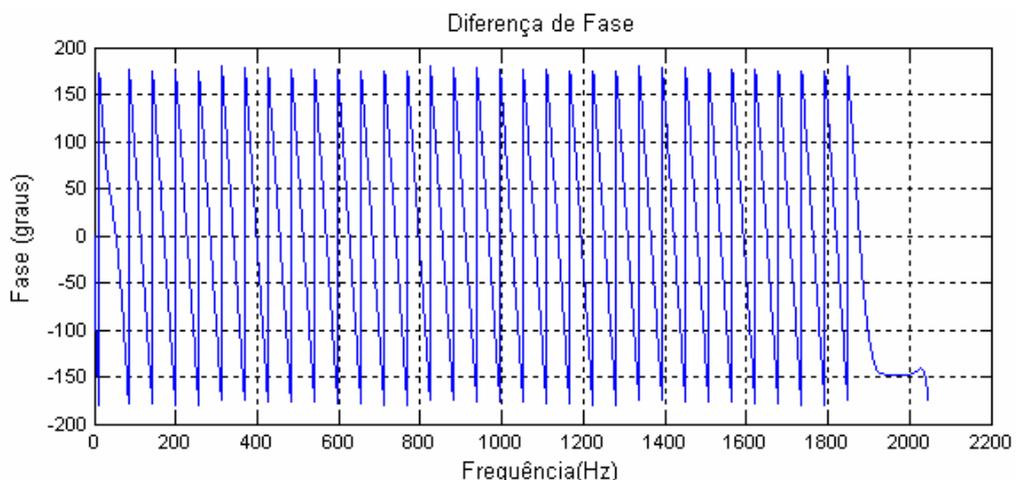


Figura 4.47 – Fase entre a varredura original e a varredura com *delay* que chegam até o ponto receptor.

Assim, os sinais de entrada do algoritmo de filtragem adaptativa estão mostrados nas Figs. 4.48-a e 4.48-c.

O resultado obtido com o filtro LMS é mostrado nas Figs. 4.49 e 4.50, onde estão mostrados as varreduras teóricas e estimadas no domínio do tempo e da frequência, respectivamente. O erro absoluto (varredura teórica menos varredura estimada) entre os dois sinais da Fig. 4.50-a está mostrado na Fig. 4.50-b.

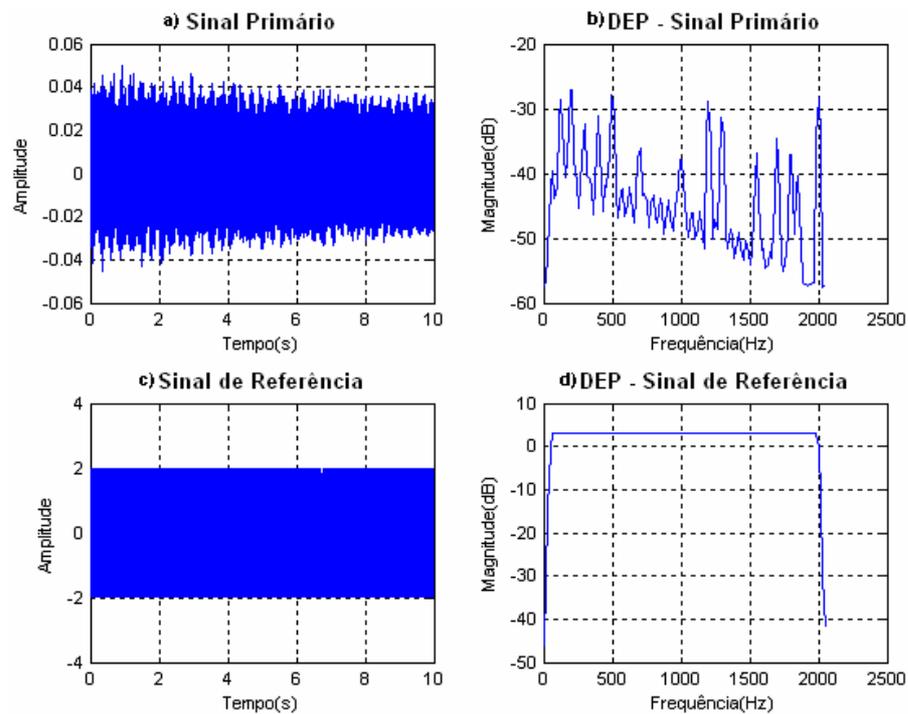


Figura 4.48 - Simulação 7: a) Sinal estimado no receptor, ou sinal primário. b) DEP – Densidade espectral de potência do sinal primário. c) Sinal estimado próximo ao gerador de Varredura, ou sinal de Referência. d) DEP do sinal de Referência.

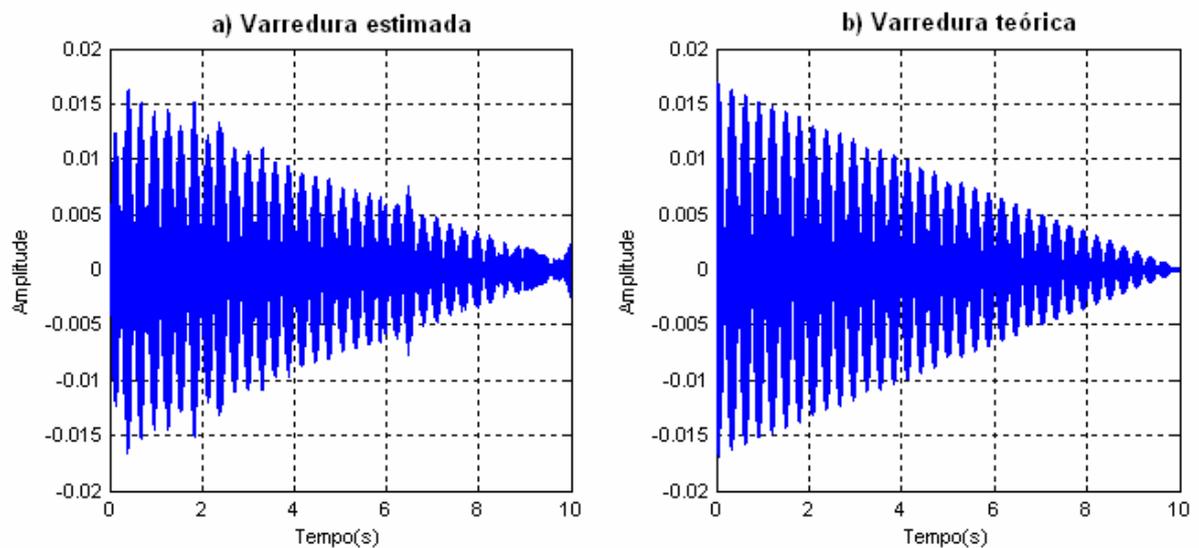


Figura 4.49 - Resultado da simulação 7 no domínio do tempo.

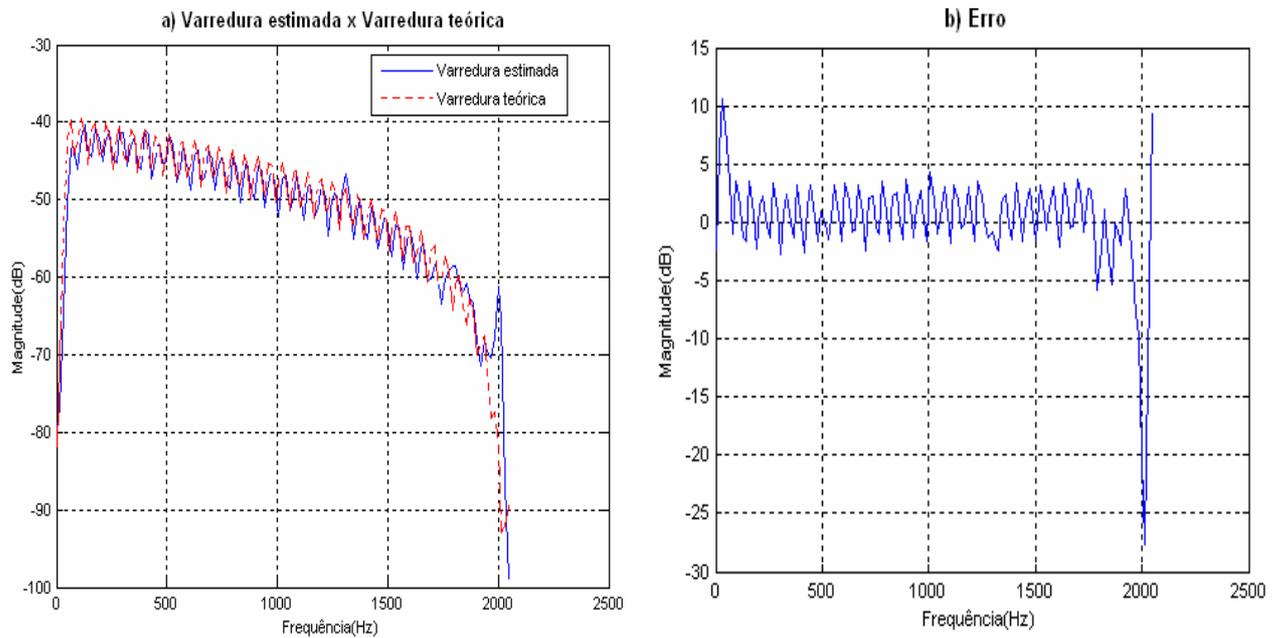


Figura 4.50 - a) Comparação entre a varredura estimada e a varredura teórica no ponto receptor. b) Erro entre a varredura estimada e a varredura teórica (varredura teórica – varredura estimada).

Analisando as Figs. 4.50-a e 4.50-b, observa que o erro aumenta acima da frequência de 1875 Hz como já explicado na simulação 6. No entanto, conclui-se também que o filtro não consegue eliminar a varredura que possui o atraso temporal (*delay*), o qual atinge o receptor, isto é explicado pelo fato deste filtro ser um filtro de correlação, o que é um bom indicativo para estimativa da função transferência, ou seja, esta pode ser obtida mesmo na presença de caminhos de transmissão complexos.

A Função Transferência desta simulação está mostrada na Fig. 4.51-a, e o erro absoluto entre a função transferência estimada e teórica está mostrada na Fig. 4.51-b.

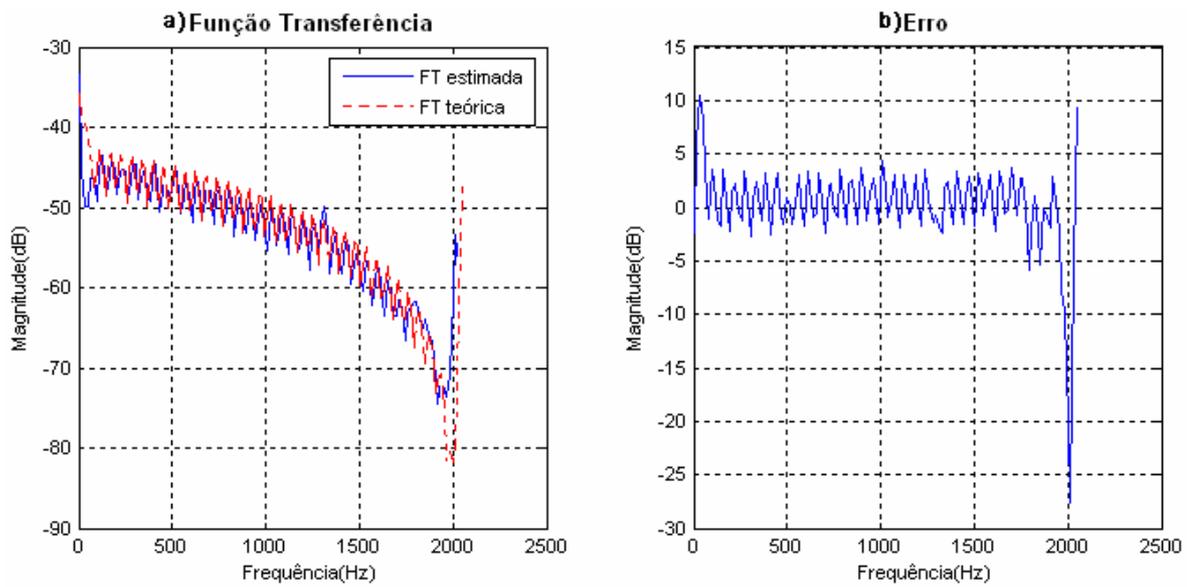


Figura 4.51 - a) Função Transferência entre a varredura estimada e teórica. b) Erro entre as duas Funções Transferências (FT teórica – FT estimada).

A próxima etapa a ser desenvolvida neste trabalho é a realização de experimentos para validar a metodologia proposta, e então verificar a validação das simulações teóricas.

CAPÍTULO V

Procedimento Experimental

5.1 Introdução

O procedimento experimental tem como objetivo validar as simulações numéricas, bem como as conclusões obtidas nestas. Para tais validações, serão realizados experimentos em dois tipos de campo acústico: reverberante (fechado) e livre (aberto).

A ‘bancada experimental’ é composta de fontes sonoras, as quais são alto falantes, gerando ruído de fontes industriais, propagando por um caminho de transmissão até atingir o ponto receptor, onde está localizado um microfone, ou seja, o receptor.

Três tipos de ruídos foram armazenados em CD (*Compact Disc*) para posterior reprodução nos alto falantes. São estes: o ruído de um exaustor e o ruído produzido por um gerador de ruído rosa, ambos obtidos em laboratório com um sistema de aquisição utilizando um microfone capacitivo. O ruído do exaustor foi obtido adquirindo o sinal de pressão sonora de um exaustor localizado no laboratório. O terceiro tipo de ruído foi obtido através da geração de um sinal do tipo Varredura Senoidal em ambiente Matlab[®] através da função *chirp*, o qual posteriormente foi convertido para um arquivo do tipo *WAV* (*Wave Sound*, ou seja, áudio).

Então, com a bancada experimental, contendo os componentes descritos acima, montada em um ambiente acústico de interesse (reverberante ou livre), a metodologia de quantificação de fontes sonoras pode ser avaliada na prática.

Neste capítulo é descrito o procedimento experimental do trabalho proposto, bem como apresentação dos resultados obtidos e análise dos mesmos.

5.2 Procedimentos Experimentais

5.2.1 Ajuste dos Parâmetros do Filtro Adaptativo

Antes de iniciar o procedimento experimental o primeiro passo a ser realizado é a determinação dos parâmetros do filtro para a varredura a ser utilizada nos experimentos, de modo que o filtro possua bom desempenho e convergência, e até mesmo boa capacidade de filtragem. Para determinação dos parâmetros ótimos do filtro adaptativo, foi realizada uma simulação numérica em ambiente Matlab[®], tal como descrito no capítulo 4.

Como já mencionado no capítulo 4, os parâmetros do filtro adaptativo dependem das características da varredura a ser utilizada, principalmente de sua velocidade de varredura na faixa de frequência de trabalho.

Quando se diz parâmetros do filtro, está se referindo aos parâmetros iniciais do algoritmo LMS, ou seja, números de pesos do filtro (L), razão de convergência (μ) e fator de esquecimento (α). O parâmetro σ , ou seja, potência do sinal de entrada no filtro é unitária.

A varredura utilizada neste capítulo possui como características:

- Linear com amplitude constante igual a 1.
- Fase nula.
- Faixa de frequência 50 Hz a 2000 Hz em 80 segundos, sendo que durante os primeiros 40 segundos ele inicia na frequência de 50 Hz até atingir 2000 Hz (ascendente) e nos próximos 40 segundos ele possui um comportamento descendente, onde se inicia na frequência de 2000 Hz até 50 Hz.

Um diagrama tempo-frequência deste sinal pode ser visto na Fig. 5.1.

Para a simulação de ajuste dos parâmetros do filtro LMS, simulou-se um ambiente em campo livre com duas fontes, onde uma das fontes é o gerador de varredura e está localizado próximo à fonte que se quer identificar (Fig. 4.5 do Capítulo 4). A configuração do modelo desta simulação é igual à simulação 1 do capítulo 4.

Na Fig. 5.2 estão mostrados os sinais estimados próximos às fontes de ruído para o modelo proposto. Na Fig. 5.2-b e 5.2-d estão mostrados as densidades espectrais de potência (DEP) da fonte de ruído e do gerador de varredura respectivamente. Nas Fig. 5.2-b está indicada a faixa de trabalho (50 a 2000 Hz) da varredura utilizada.

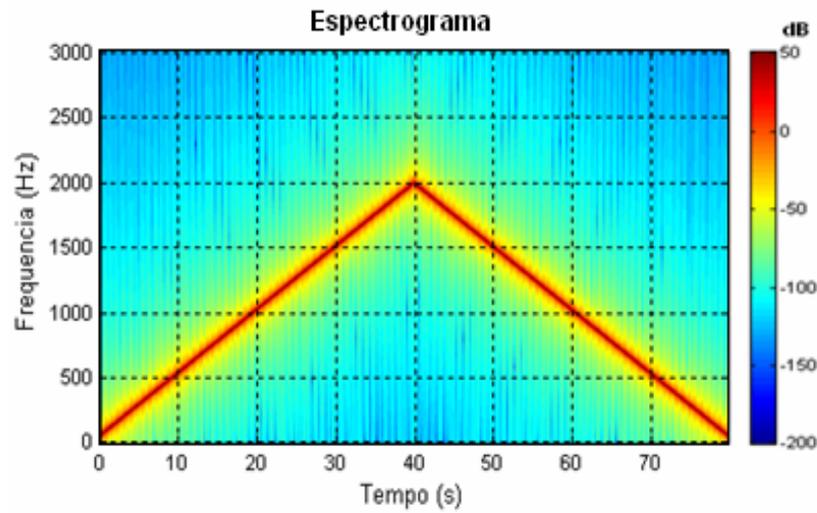


Figura 5.1 - Diagrama Tempo-Freqüência da varredura utilizada no procedimento experimental.

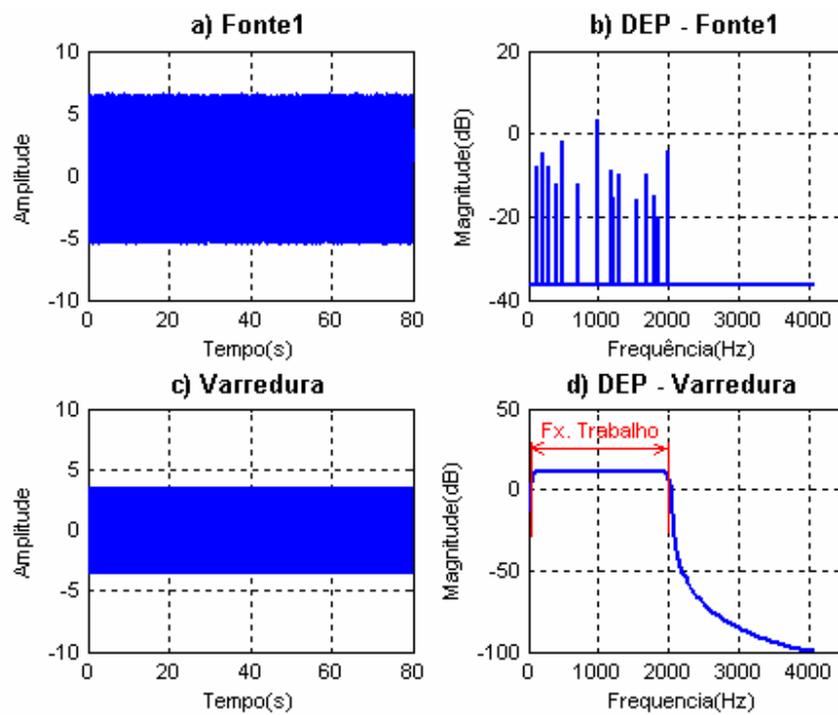


Figura 5.2 - Sinais estimados próximos às fontes de ruído do modelo.

Os sinais de entrada no diagrama do filtro adaptativo LMS (Fig. 4.9) estão mostrados na Fig. 5.3.

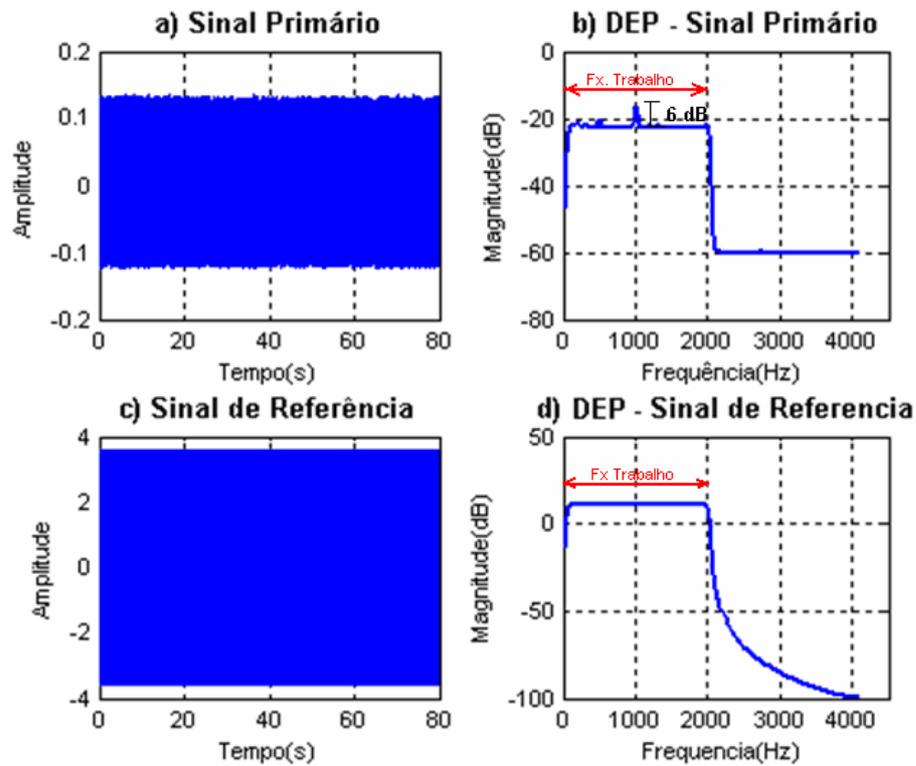


Figura 5.3 - Sinais de entrada no algoritmo LMS.

Na Fig. 5.3 o sinal primário é o sinal estimado no ponto receptor, o qual possui a contribuição da fonte de ruído e do gerador de varredura, e o sinal de referência é o sinal estimado próximo (aproximadamente a 1 metro) ao gerador de varredura.

A escolha dos parâmetros μ , α e L para utilização no filtro adaptativo foi feita após um processo de otimização randômica destes, onde a função objetivo é a minimização do erro entre a varredura estimada (obtido com a utilização do filtro adaptativo) e a varredura teórica (obtido numericamente) no ponto receptor. Os valores iniciais para os parâmetros obedeceram as faixas de variação descritas no item 3.2.3.1 do capítulo 3.

Assim, os parâmetros ótimos encontrados para a varredura a ser utilizada nos experimentos são: $L = 20$; $\mu = 0,05$ e $\alpha = 0,02$.

Na Fig. 5.4-a está mostrada a magnitude da densidade espectral de potência da varredura estimada com o filtro adaptativo e a varredura teórica, ambos obtidos no ponto receptor e com os parâmetros citados acima. Na Fig. 5.4-b está mostrado o erro absoluto (varredura teórica menos varredura estimada) entre as duas DEPs.

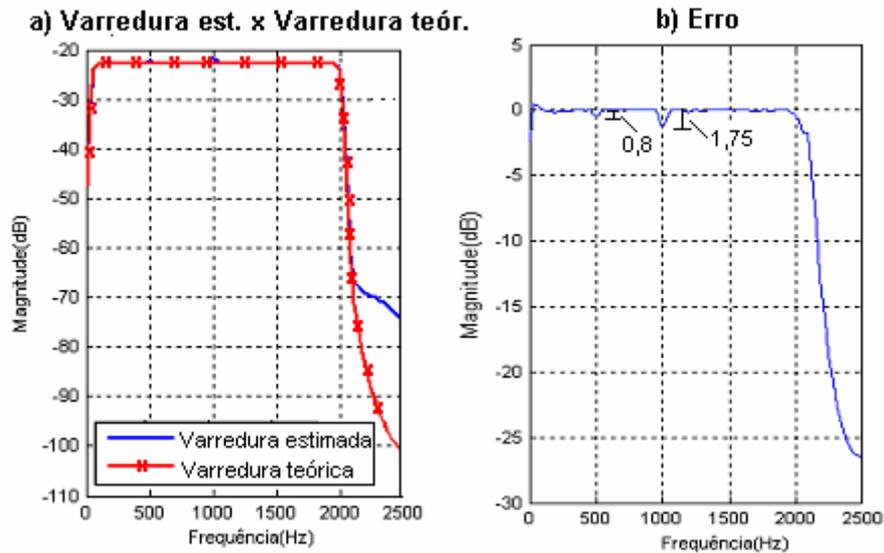


Figura 5.4 - a) DEP entre a varredura estimada e teórica. b) Erro absoluto entre as duas DEPs da Fig. 5.4-a.

Analisando a Fig. 5.4-a observa-se que a varredura estimada aproxima-se da varredura teórica, exceto na frequência de 500 e 1.000 Hz, onde se observa a contribuição da fonte de ruído (Fonte1) no sinal filtrado. Na Fig. 5.4-b pode-se observar que o maior erro obtido está na frequência de 1.000 Hz, onde atinge o valor de -1,75 dB. Ressalta-se que o erro deve ser analisado na faixa de 50 a 2.000 Hz, a qual é a faixa de frequência utilizada na varredura.

Para justificar o valor do erro na frequência de 1.000 Hz, na Fig. 5.5 está mostrado a contribuição da Fonte1 e do gerador de varredura no ponto receptor.

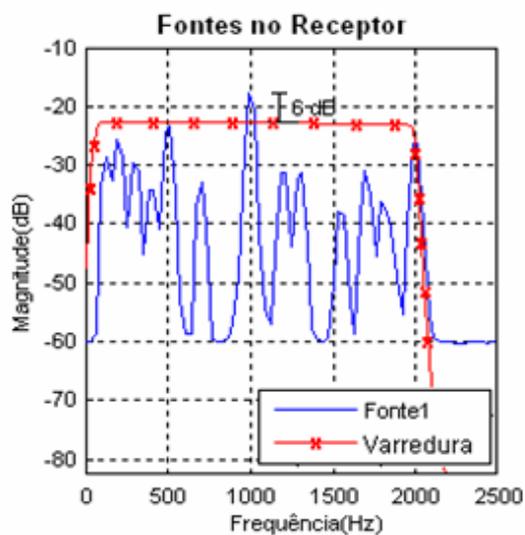


Figura 5.5 – Sinais obtidos no ponto receptor.

Analisando a Fig. 5.5 temos que a contribuição de energia da Fonte1 no ponto receptor, na frequência de 1.000 Hz, é maior que a contribuição de energia do gerador de varredura nesta mesma frequência. Como já concluído nas simulações numéricas (capítulo 4), este fato justifica o valor de erro anteriormente citado. No entanto, observa-se na Fig. 5.5, que na frequência de 1.000 Hz, a diferença entre os níveis de energia dos dois sinais é de 6 dB, e no entanto, o erro máximo obtido com os parâmetros do filtro (Fig. 5.4-b) é de 1,75 dB.

De posse dos parâmetros do filtro que melhor se adaptam à varredura utilizada, ou seja, os valores otimizados, a metodologia proposta no trabalho será testada em dois casos práticos, campo reverberante e campo livre, os quais serão descritos a seguir juntamente com os resultados obtidos.

5.2.2 Campo Reverberante

O primeiro caso experimental foi realizado em um campo reverberante, ou seja, em um ambiente fechado onde há reflexão sonora nas paredes.

Na Fig. 5.6 está mostrado uma representação esquemática sem escala do ambiente utilizado para realização das medições de ruído e posterior aplicação do filtro adaptativo LMS.

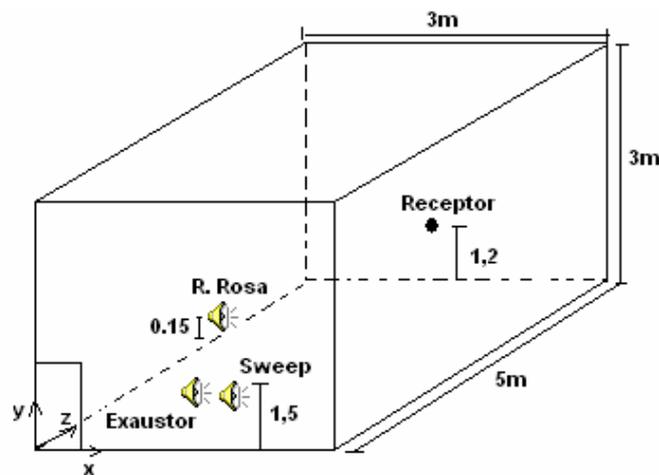


Figura 5.6 – Representação esquemática da sala utilizada para realização do experimento 1.

No ambiente da Fig. 5.6 as paredes são de alvenaria com reboco pintado, o qual possui coeficiente de absorção médio igual a 0,08.

As fontes sonoras presentes na Fig. 5.6 são alto-falantes emitindo ruídos característicos das seguintes fontes: exaustor, ruído rosa e uma varredura senoidal (Fonte

‘Sweep’). As coordenadas das fontes (x; y; z) estão descritas na Tab. 5.1. Bem como o receptor que é um microfone capacitivo B&K Tipo 2669.

Tabela 5.1 – Coordenadas (x,y,z) das fontes e do receptor da Fig. 5.6.

Fonte Sonora	x (m)	y (m)	z (m)
Exaustor	1,5	1,5	0,3
Ruído Rosa	0,3	0,15	2,0
<i>Sweep</i>	1,6	1,5	0,3
Receptor			
Microfone	1,5	1,2	4,7

O microfone (receptor) está conectado a um sistema de aquisição o qual é composto dos seguintes componentes:

- Placa de aquisição NI BNC – 2110.
- Condicionador de Sinal B&K Tipo 5935.
- Cabo BNC (para conexão da placa de aquisição com o condicionador de sinal).
- Notebook para armazenamento dos dados.

O sistema de aquisição foi calibrado antes e depois do procedimento de aquisição dos dados. Para calibração do microfone utilizou um calibrador do tipo pistonfone B&K Tipo 4231.

Com a configuração do sistema mostrado na Fig. 5.6, pretende-se estimar a função transferência entre o exaustor e o receptor, por isto o alto-falante que emite o ruído da varredura (‘Sweep’) se encontra ao lado do alto-falante que emite o som do exaustor. Desta maneira, aplicando o filtro LMS, pretende-se obter somente o sinal da varredura que chega no receptor a partir de um sinal obtido neste ponto com todas as fontes ligadas.

Na Fig. 5.7 está mostrada a contribuição sonora de cada fonte no ponto receptor, juntamente com a DEP (Densidade Espectral de Potência) correspondente.

Para composição do sinal primário, o qual é a entrada do algoritmo LMS, fez-se a soma dos três sinais da Fig.5.7 (Fig. 5.7-a, 5.7-c e 5.7-e) no domínio do tempo. Esta soma resulta na contribuição das três fontes no ponto receptor. O sinal resultante, ou seja, o sinal primário está mostrado na Fig. 5.8-a. Já o sinal de referência, o qual é composto pelo sinal obtido a 1 metro do alto-falante que gera a varredura senoidal, está mostrado na Fig. 5.8-c.

Ressalta-se que o sinal de referência também foi medido dentro da sala na mesma condição mostrada na Fig. 5.6.

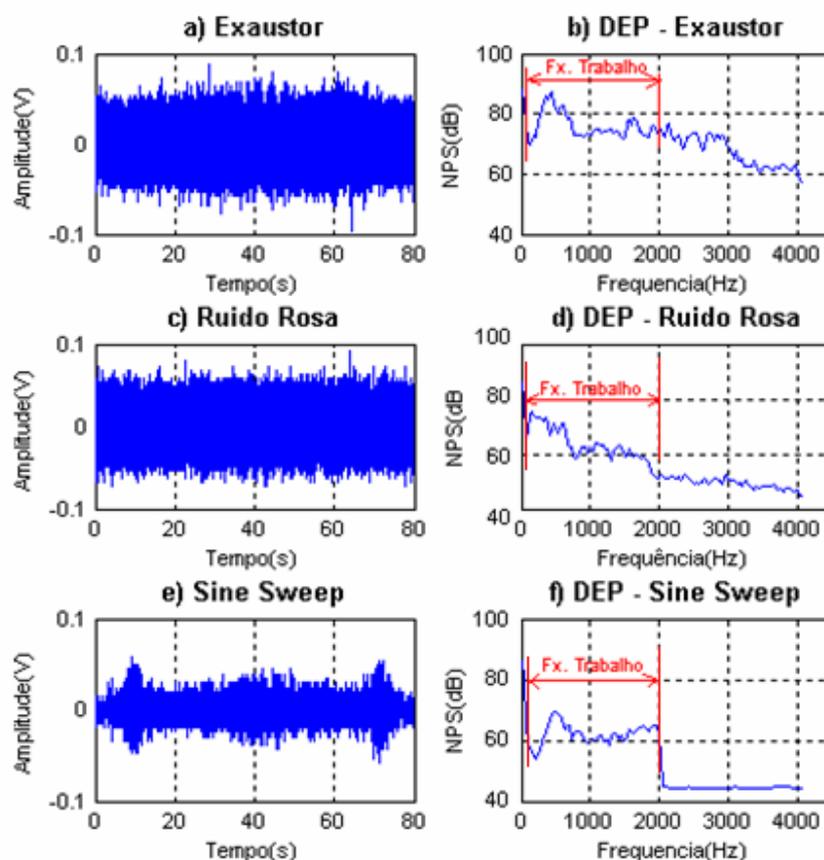


Figura 5.7 - Contribuição das fontes sonoras no ponto receptor.

De posse dos sinais das Figs. 5.8-a e 5.8-c, aplica-se a filtragem adaptativa para obtenção da varredura que chega ao receptor. Os parâmetros do filtro são os definidos no item 5.2.

O resultado obtido com o filtro adaptativo, no domínio do tempo, está mostrado na Fig. 5.9. Nesta mesma figura está mostrado o sinal medido (em vermelho) para comparação com o sinal estimado com o filtro (em azul).

Analisando a Fig. 5.9, observa-se que o filtro possui bom desempenho, pois ele consegue seguir com precisão o sinal de referência eliminando a influência das outras fontes. No entanto, a análise do sinal no domínio do tempo não é de fácil compreensão, devido a isto, estes dois sinais estão mostrados na Fig. 5.10-a onde os mesmos estão no domínio da frequência. Na Fig. 5.10-b está mostrado o erro absoluto (varredura medida menos varredura estimada) entre os dois sinais da Fig.5.10-a.

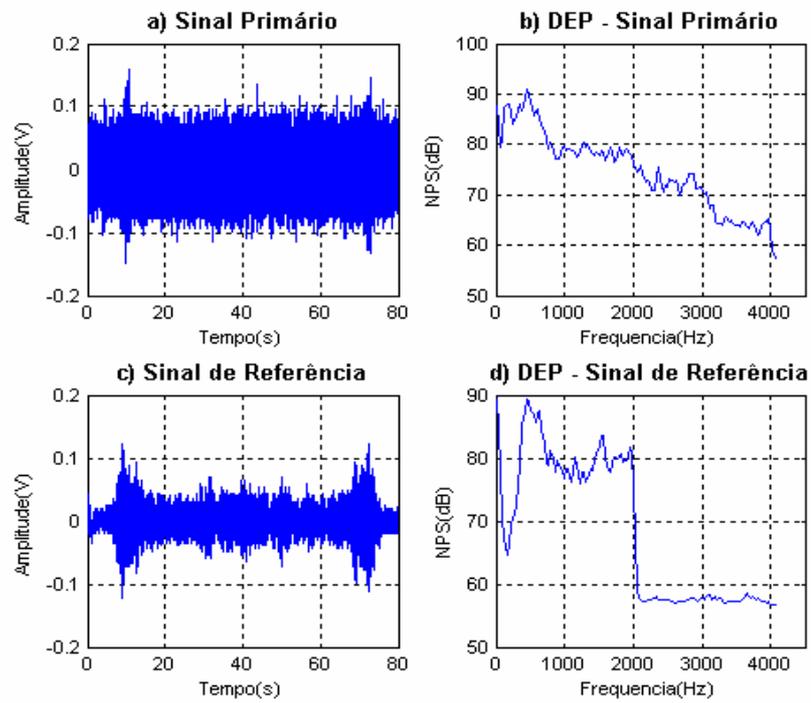


Figura 5.8 - Sinais de entrada no algoritmo LMS.

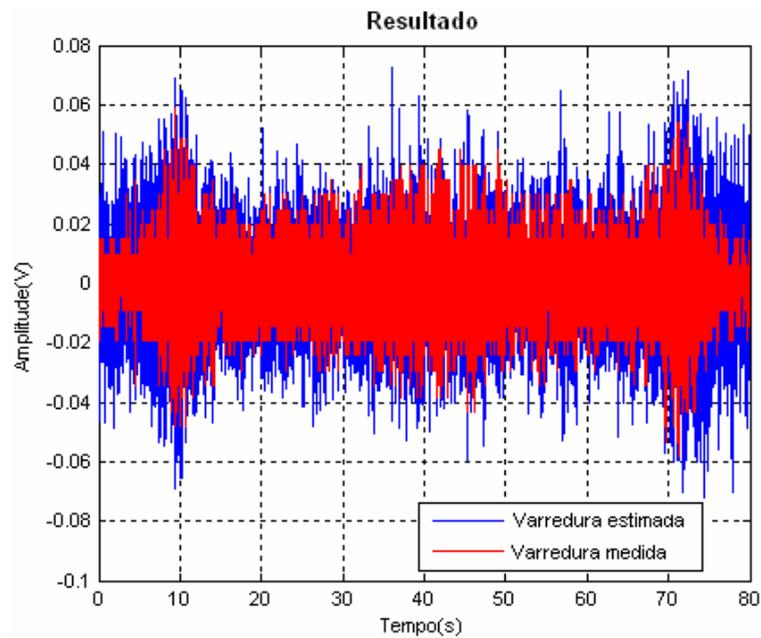


Figura 5.9 - Resultado obtido com o filtro LMS.

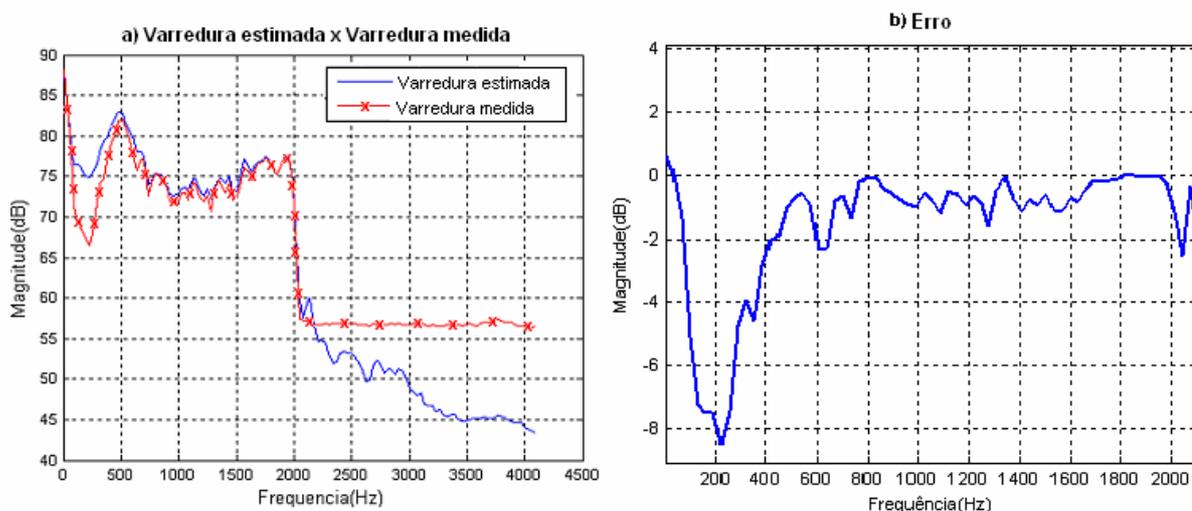


Figura 5.10 - a) DEP da varredura estimada e da varredura medida. b) Erro entre os dois sinais da Fig. 5.10-b.

Analisando a Fig. 5.10-a pode-se dizer que a varredura que chega até o ponto receptor pode ser obtida com a técnica da filtragem adaptativa mesmo em um campo reverberante. Já analisando a Fig. 5.10-b observa-se que o erro é maior nas baixas frequências (50 Hz a 400 Hz). A partir das conclusões obtidas na análise de sensibilidade do capítulo 4, a respeito do comportamento do filtro quanto às quantidades de energia dos sinais emitidos pelas fontes no ponto receptor, pode-se dizer que nas baixas frequências a energia das fontes, exaustor e ruído rosa, são maiores que a energia emitida pela fonte ‘Sweep’, por isso o erro é maior nas baixas frequências (até 400 Hz), onde o filtro não consegue atingir seu objetivo, ou seja, eliminar do sinal estimado a contribuição sonora de fontes indesejáveis. Já na faixa de frequência, 500 Hz a 2.000 Hz, o erro atinge valores de -1 dB até -2 dB, tal valor de erro continua sendo explicado pelo resultado obtido na análise de sensibilidade do capítulo 4. No entanto, na faixa de frequência de 1700 Hz a 1950 Hz o erro é próximo de zero, pois nesta faixa de frequência a energia das fontes: exaustor e ruído rosa (energia no ponto receptor) é superior à energia emitida pela fonte ‘Sweep’ também no ponto receptor.

Na Fig. 5.11 está mostrada a DEP (Densidade Espectral de Potência) das fontes sonoras no ponto receptor.

Observa-se na Fig. 5.11 que a varredura possui energia inferior se comparado com a contribuição das duas outras fontes (Ruído Rosa e Exaustor) na faixa de frequência entre 50 até 1700 Hz.

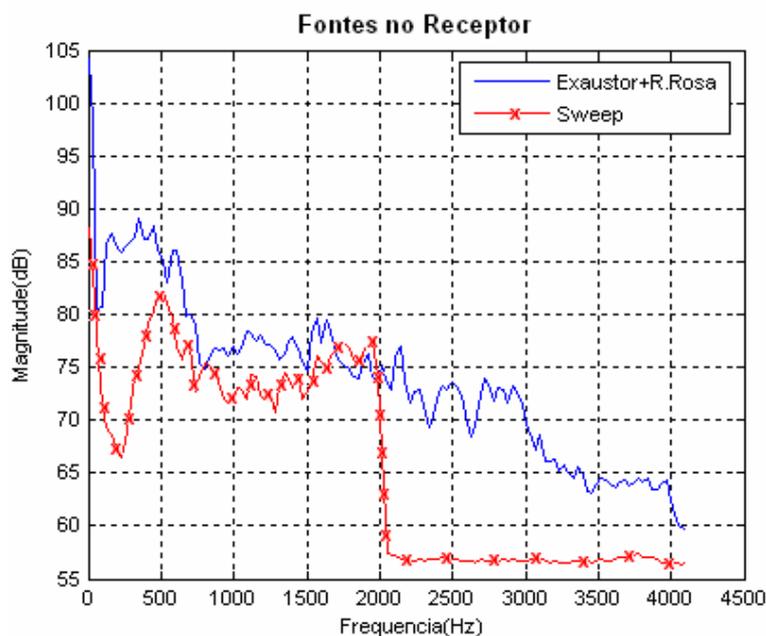


Figura 5.11 - DEP das fontes sonoras no ponto receptor.

A fim de validar, na prática, a conclusão já obtida no capítulo anterior, fez-se duas aplicações com o filtro adaptativo utilizando sinais primários compostos de diferentes níveis de energia da varredura.

5.2.2.1 Configuração 1 – Varredura Senoidal com maior energia em relação às fontes, Exaustor e Ruído Rosa, no ponto receptor.

A primeira configuração do sinal primário (configuração 1) é composta de: sinal emitido pelo exaustor (Fig. 5.7-a) + sinal emitido pelo alto-falante produzindo o ruído rosa (Fig. 5.7-c) mais duas vezes a amplitude do sinal obtido com o gerador de varredura (Fig. 5.7-e), sendo todos estes sinais medidos no ponto receptor. A densidade espectral do sinal resultante é mostrada na Fig. 5.12. O sinal de referência foi mantido o mesmo (Fig. 5.8-c).

Comparando a Fig. 5.11 com a Fig. 5.12 observa-se que a mudança ocorrida nesta última com relação à primeira é somente na composição do sinal de varredura, o qual possui energia duas vezes maior do que a varredura da Fig. 5.11. A energia das fontes, Exaustor e Ruído Rosa se mantêm nas duas figuras (5.11 e 5.12).

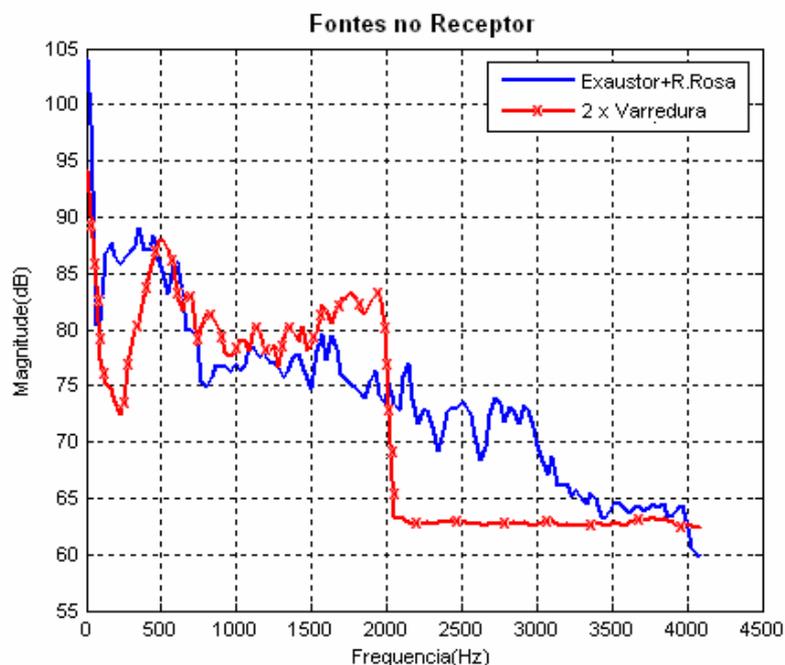


Figura 5.12 – Contribuição das fontes sonoras no receptor.

A varredura estimada com o filtro para esta configuração está mostrada na Fig. 5.13-a. Na Fig. 5.13-b está mostrado o erro absoluto (varredura medida menos varredura estimada) entre os dois sinais da fig. 5.13-a.

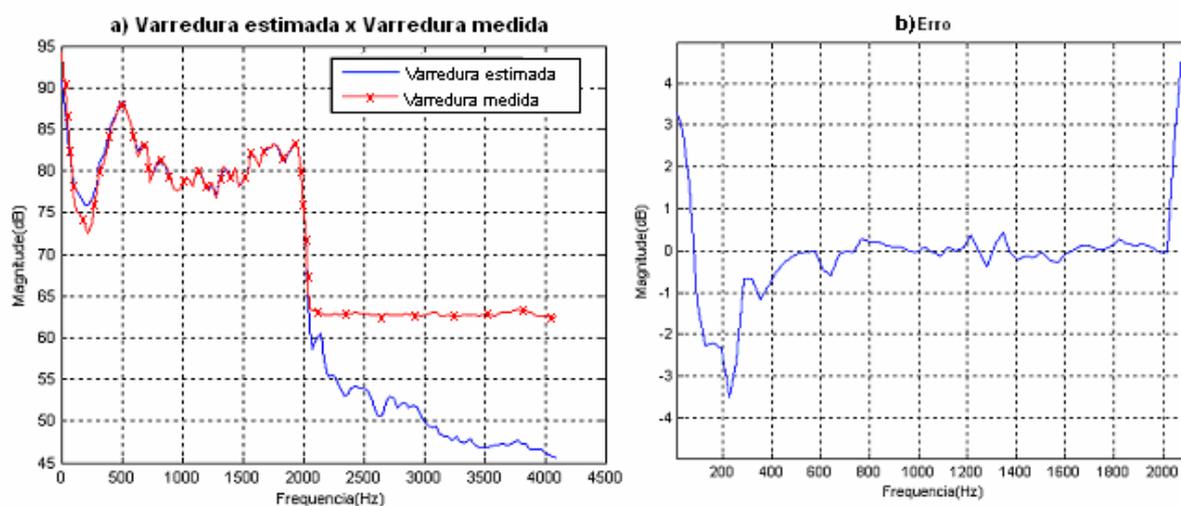


Figura 5.13 - DEP da varredura estimada e medida para a configuração 1 do sinal primário.

Da análise da Fig. 5.13-a pode-se observar que as duas varreduras, medida e estimada, possuem boa concordância e aproximação. O erro mostrado na Fig. 5.13-b não possui valores maiores que -1 dB na faixa de frequência 250 Hz a 2000 Hz. No entanto, na faixa de

freqüência de 50 Hz a 250 Hz o erro atinge valores da ordem de -3.5 dB, o que pode ser explicado pelo fato da energia da varredura ser menor que a energia das duas fontes (exaustor e ruído rosa), sendo esta diferença de até 15 dB, como pode ser visto na Fig. 5.12.

5.2.2.2 Configuração 2 – Varredura Senoidal com menor energia em relação às fontes, Exaustor e Ruído Rosa, no ponto receptor.

Nesta configuração (configuração 2) o sinal primário é composto de: sinal emitido pelo exaustor (Fig. 5.7-a) mais o sinal emitido pelo alto-falante gerando o ruído rosa (Fig. 5.7-c) mais 70 % da amplitude do sinal obtido com o gerador de varredura (Fig. 5.7-e). A densidade espectral de potência destas contribuições no ponto receptor é observada na Fig. 5.14.

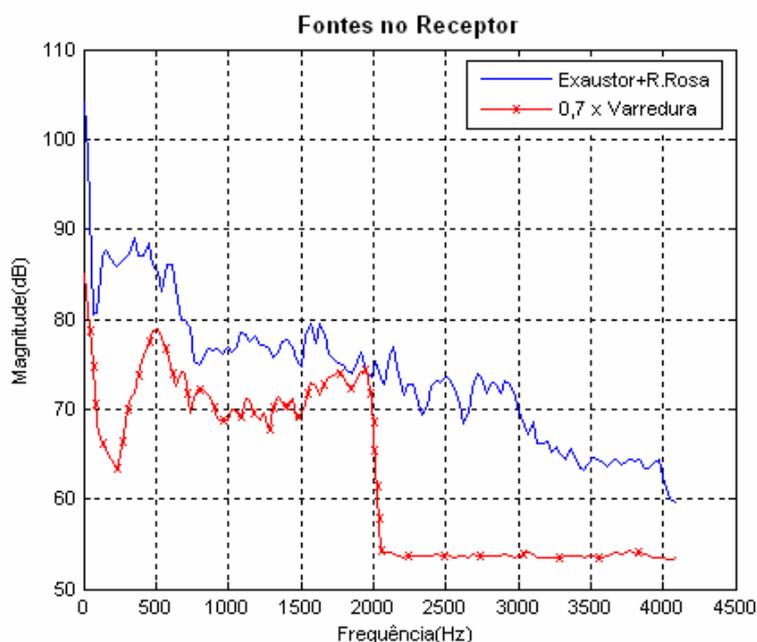


Figura 5.14 - Contribuição das fontes sonoras no ponto receptor para a configuração 2.

O resultado obtido com o filtro, varredura estimado, é mostrado na Fig. 5.15-a. O erro absoluto (varredura medida menos varredura estimada) obtido com esta segunda configuração é mostrado na Fig. 5.15-b.

Observa-se na Fig. 5.15-b que o erro atinge valores maiores se comparado com a configuração 1, o que valida as conclusões obtidas nas simulações numéricas.

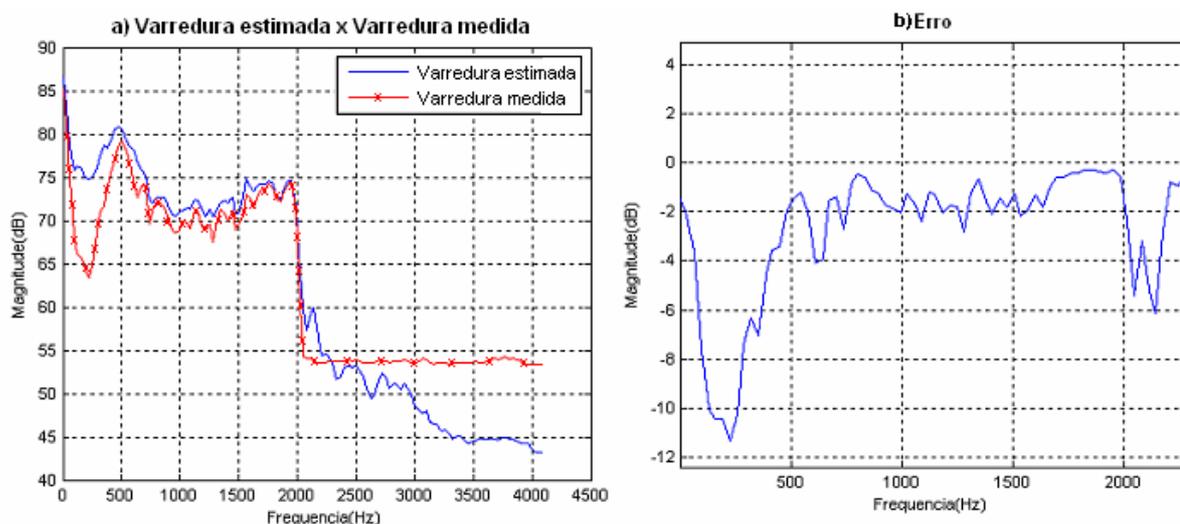


Figura 5.15 - a) DEP da varredura estimada e varredura medida. b) Erro absoluto entre os sinais da Fig.5.15-a.

No entanto, a obtenção de uma configuração real ou prática onde o nível de energia da varredura seja maior que o nível de energia das outras fontes de ruído no ponto receptor, nem sempre é possível. Outro fato é que se obtido um nível de energia de varredura bem maior que o ruído de fundo (diferença maior que 6 dB), a utilização do filtro não seria necessária segundo fundamentos da acústica.

5.2.2.3 – Procedimento para obtenção da Varredura Senoidal média

A partir do sinal medido no ponto receptor, onde este contém a contribuição sonora de todas as fontes (Fig. 5.8-a), propõe-se conseguir uma configuração deste semelhante à configuração 1 (item 5.2.2.3), ou seja, no ponto receptor a varredura possui maior energia em relação às outras fontes presentes no ambiente. Para isto uma metodologia foi desenvolvida visando reduzir a energia das fontes de ruído do ambiente, porém, mantendo a mesma energia presente na varredura.

Para aplicação de tal metodologia, o primeiro passo é a coleta de várias medições no ponto receptor, onde todas as fontes devem estar ligadas para geração do ruído total, e posteriormente, fazer a média entre estas aquisições, pois assim, o ruído proveniente do exaustor e do ruído rosa seria reduzido, considerando que haverá cancelamento dos sinais devido às diferenças de fases entre estes. Já a energia da varredura se manteria, uma vez que a fase deste se mantém a mesma para todas as medições.

O resultado da média entre as dez medições realizadas no ponto receptor, com todas as fontes ligadas, está mostrado na Fig. 5.16, onde se encontra um espectrograma da média computada.

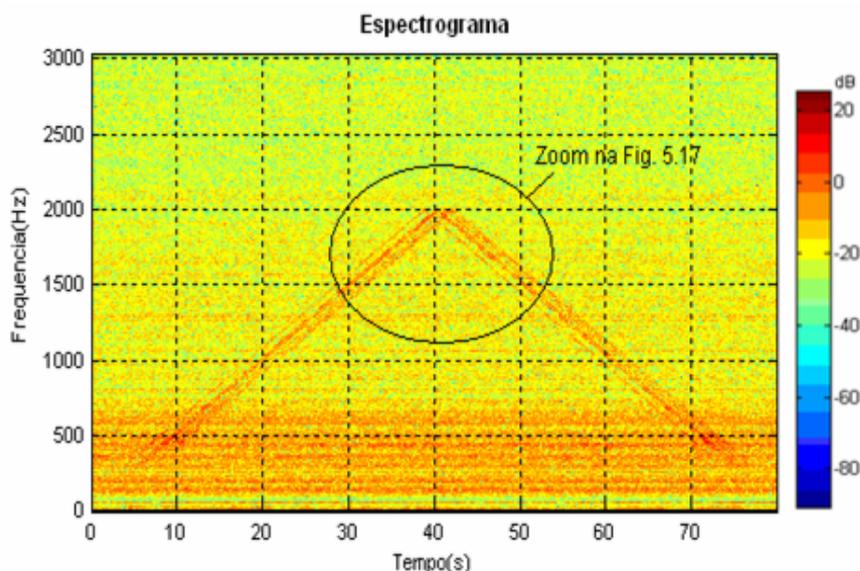


Figura 5.16 - Espectrograma da média de dez aquisições no ponto receptor.

Analisando a Fig. 5.16, observa-se que a varredura não possui a mesma fase nas dez aquisições obtidas, pois se observa claramente os atrasos (*delays*) existentes entre as varreduras que compõe o sinal médio, ou seja, quando se fez a média, o resultado é a presença de várias varreduras, como pode ser observado na Fig. 5.17, a qual é um zoom feito na Fig. 5.16. Tais diferenças de fases se devem ao tempo de início de aquisição, ou seja, causado pelo manuseio do sistema de aquisição.

Desta maneira, com o resultado obtido, a energia da varredura também é reduzida por causa dos cancelamentos de fases entre estes sinais, o que não é nosso objetivo.

Para que a média das dez medições no ponto receptor reduza a energia das outras fontes mantendo a energia da varredura, é necessário que as varreduras se iniciem no mesmo instante de tempo. Para isto é necessário corrigir os atrasos (*delays*) existentes entre estes. Tal correção é conseguida obtendo o tempo exato (em uma resolução de $dt=1/8192$ s) em que cada varredura começa. A partir da varredura que se inicia no maior instante de tempo, têm-se este como referência, e consegue-se corrigir as outras varreduras iniciando-os no mesmo instante de tempo do de referência.

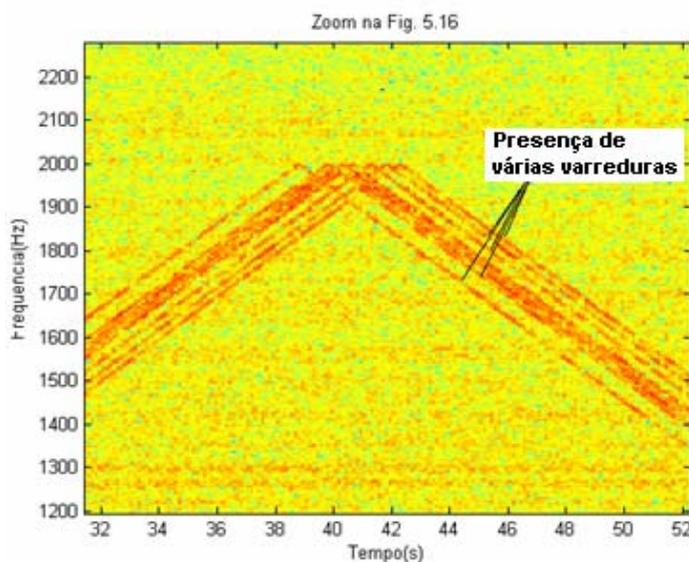


Figura 5.17 – Zoom aplicado na Fig. 5.16.

Para esta metodologia, ou seja, obter o instante de tempo exato de início de cada varredura, é utilizado um ajuste via mínimos quadrados entre pontos marcados sobre a reta da varredura em um diagrama tempo-freqüência, e assim obtém-se o ponto em que a reta da varredura intercepta o eixo x (tempo) na freqüência de 50 Hz (freqüência inicial da varredura).

Para aplicação desta metodologia (ajuste via mínimos quadrados) é necessária a utilização de um diagrama tempo-freqüência com boa resolução no tempo, ou seja, possua um incremento de tempo de $1/8192$ s, para que assim possa obter o tempo exato de início da varredura. Tal fato não se consegue com o uso do espectrograma. Esta resolução pode ser conseguida com a utilização de uma distribuição tempo-freqüência de Choi-Williams. Uma breve teoria sobre a distribuição de Choi-Williams encontra-se descrita no Anexo IV.

Aplicando a distribuição de Choi - Williams em um determinado segmento do sinal obtido no receptor, obtém-se o diagrama tempo-freqüência deste, como pode ser observado na Fig. 5.18. A aplicação desta distribuição em todo o sinal possui um custo computacional muito alto, por isso a aplicação foi limitada somente a um segmento do sinal.

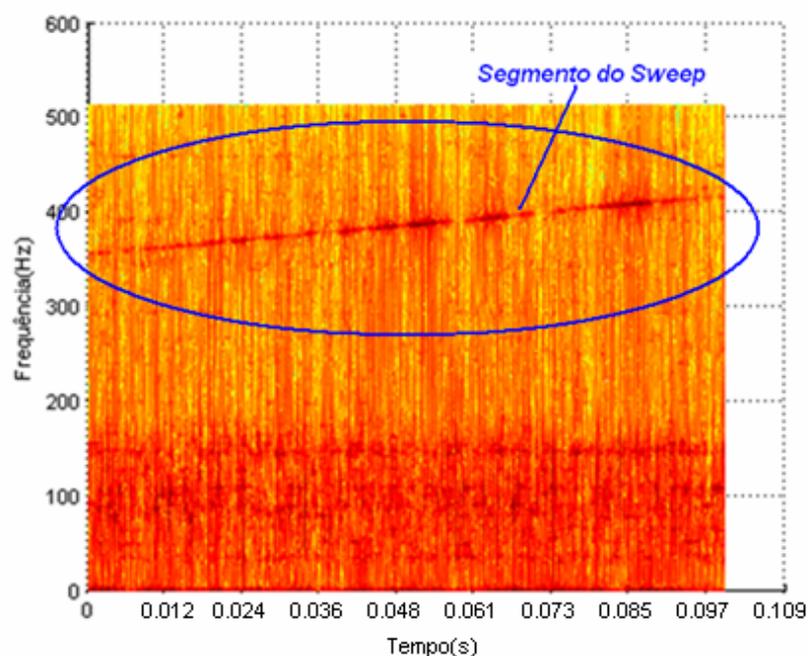


Figura 5.18 - Análise Tempo-Frequência utilizando Distribuição de Choi-Williams.

A partir do diagrama tempo-frequência obtido (Fig. 5.18), é possível, via mínimos quadrados, interpolar uma reta sobre pontos selecionados no gráfico (pontos selecionados visando estimar uma reta sobre a varredura). Tais pontos são selecionados sobre a reta em cor vermelha (marcada pelo círculo em azul na Fig. 5.18), a qual pode ser vista na Fig. 5.18 entre as frequências 360 Hz a 420 Hz. Assim, é possível estimar onde esta reta, ou seja, a varredura intercepta o eixo x (tempo) na frequência inferior (início) da varredura (50 Hz). Realizando este procedimento para cada uma das dez (10) medições, têm-se o instante em segundos em que cada varredura se inicia. A partir destes tempos amostrais, corrigem-se os sinais, ou seja, eliminam-se os *delays* entre eles, e novamente faz-se a média das dez medições. O resultado obtido é mostrado na Fig. 5.19.

Na Fig. 5.20 está mostrado um zoom feito na Fig. 5.19 para melhor análise desta.

Analisando a Fig. 5.20, observa-se que a varredura resultante da média não está em perfeita concordância de fase entre as varreduras que compõem as dez medições, ou seja, ainda possui *delays* entre eles. Isto se deve ao fato de que para o procedimento via mínimos quadrados, há dependência da precisão com que os pontos são marcados no diagrama tempo-frequência, já que o incremento de tempo é da ordem de 10^{-1} milissegundos, no entanto o erro provavelmente se deve à imprecisão dos pontos marcados. Então, para resolver este problema, propõe-se uma metodologia complementar a esta, como é descrita a seguir.

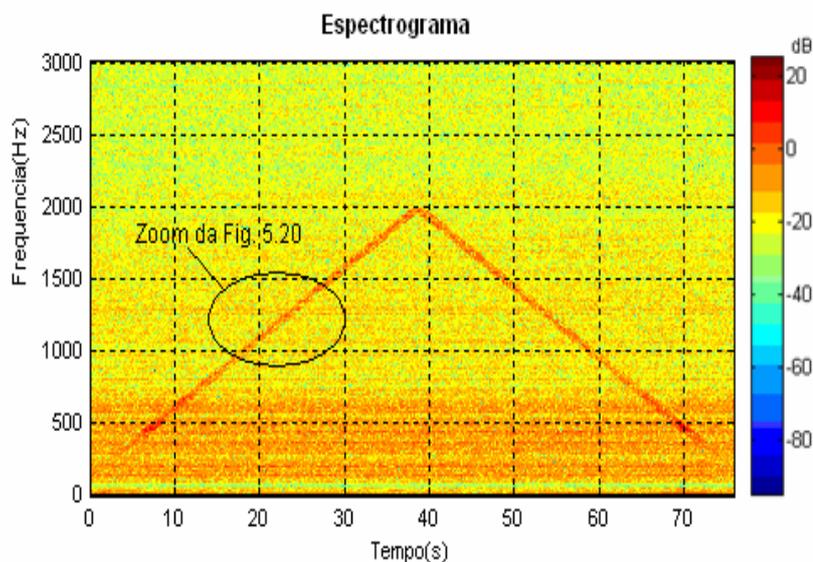


Figura 5.19 - Média entre as dez medições após correção de fase utilizando distribuição de Choi-Williams e ajuste via mínimos quadrados.

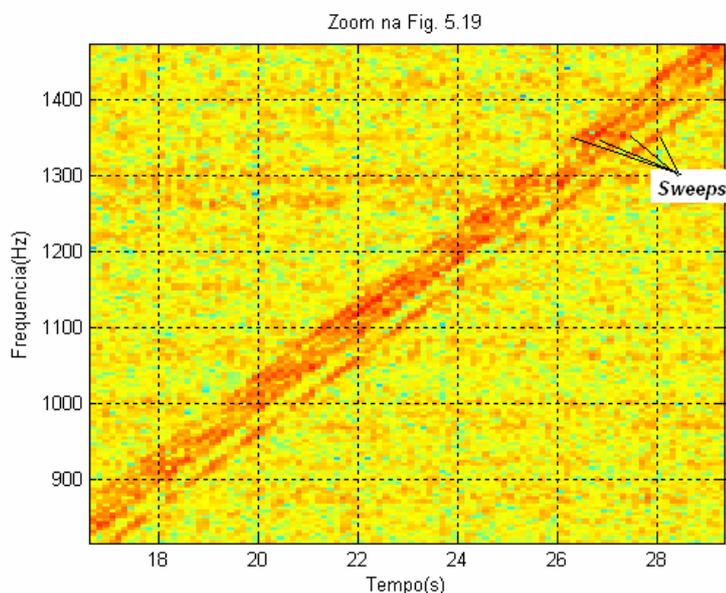


Figura 5.20 – Zoom feito na Fig. 5.19.

Visando eliminar a pequena diferença de fase existente entre as varreduras (pode ser visto na Fig. 5.20), propõe-se a utilização do Cepstrum, o qual é uma técnica que tem como objetivo a detecção de repetibilidade do sinal. Na acústica, o Cepstrum é muito utilizado na detecção de ecos. Com a utilização do Cepstrum é possível calcular o atraso (*delay*) entre dois sinais com a resolução de tempo desejada (neste caso, uma resolução de 10^{-1} milissegundos).

Segundo Randall (1987), a definição mais utilizada, atualmente, para o Cepstrum é o inverso da Transformada de Fourier do logaritmo do espectro de potência. A escala logarítmica da amplitude enfatiza a estrutura harmônica do espectro e reduz a influência de qualquer caminho de transmissão aleatória. O que define o Cepstrum não é o fato de ser o espectro do espectro, mas sim, a conversão logarítmica do espectro original.

Uma definição alternativa desta técnica de análise de sinais está definida na Eq. (5.1) (BRAUN, 1986):

$$c(\tau) = \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \log_e |S(f)|^2 \right\} \quad (5.1)$$

onde $c(\tau)$ representa o Cepstrum de Potência do sinal; τ denota deslocamento no tempo em segundos; \mathfrak{F} representa o operador Transformada de Fourier e $|S(f)|^2$ é a função densidade espectral de potência do sinal $s(t)$.

Aplicando esta teoria ao trabalho proposto, temos que após aplicação do ajuste via mínimos quadrados, sabe-se em qual das dez aquisições a varredura possui o maior tempo de início, ou seja, possui o maior atraso (*delay*) entre os sinais das medições. Para aplicação do Cepstrum, toma-se esta medição (a que possui o maior atraso) como referência e calcula o *delay* entre cada medição e o de referência (maior atraso). A aplicação do Cepstrum é feita aplicando a Eq. 5.1 em um sinal, onde este corresponde à soma do sinal de referência com um sinal proveniente das dez medições. Assim este procedimento é feito nove vezes, visto que foram feitas dez medições.

Na Fig. 5.21 está mostrado o resultado do Cepstrum aplicado ao sinal resultante da soma entre a medição 5 (referência) e a medição 1. Com o Cepstrum é possível determinar o atraso exato em segundos, entre estes dois sinais, como pode ser visto na Fig. 5.21. A posição, no eixo x, em que ocorre o pico do sinal mostrado em zoom na Fig. 5.21 corresponde ao atraso entre os dois sinais.

Após aplicação de toda a metodologia (distribuição de Choi-Williams, ajuste via mínimos quadrados e aplicação do Cepstrum) para correção dos *delays* entre as varreduras das dez medições, realizou-se a média entre os sinais corrigidos obtendo o resultado mostrado na Fig. 5.22-b, onde nota-se que o atraso entre as varreduras foi corrigido.

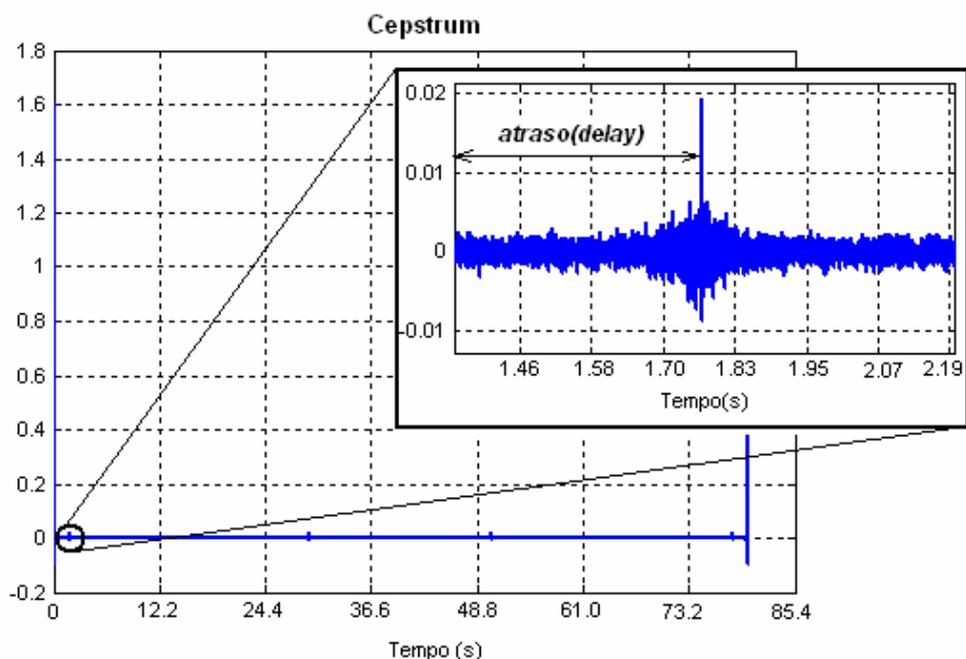


Figura 5.21 - Cepstrum entre a medição 5 (referência) e a medição 1.

Na Fig. 5.22-a está mostrado o espectrograma de apenas uma aquisição obtida no ponto receptor para comparação dos níveis de energia com a Fig. 5.22-b.

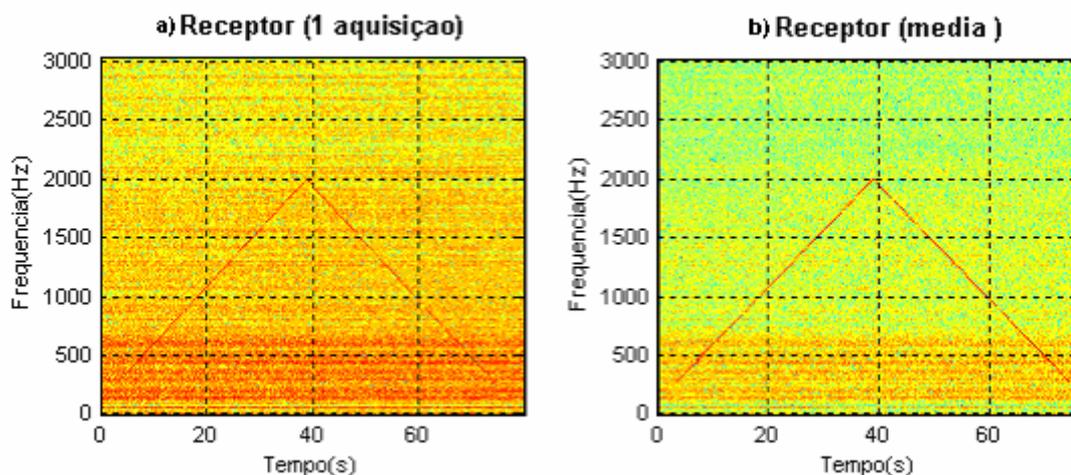


Figura 5.22 - a) Sinal obtido com uma aquisição. b) Resultado obtido com aplicação do Cepstrum e realização da média.

Comparando as duas figuras (5.22-a e 5.22-b), observa-se que o nível de energia proveniente das duas fontes, exaustor e ruído rosa, foi reduzido, o que é facilmente observado na Fig. 5.22b, onde a intensidade das linhas horizontais em vermelho possui menor

intensidade na faixa de frequência 50 Hz a 2000 Hz. Já as duas retas inclinadas que compõem a varredura não alteraram a quantidade de energia comparando as duas figuras (Fig. 5.22-a e 5.22-b). Esta queda de energia dos sinais das duas fontes após realização da média, se deve à diferença de fase existente entre os sinais provenientes das dez medições, pois quando se faz a soma das medições ocorre o cancelamento de fase e diminuição da energia, o que não acontece com a varredura visto que as fases destes sinais estão em concordância nas dez medições (após correção realizada).

Ainda analisando a Fig. 5.22, pode-se dizer que nas altas frequências (700 Hz a 2000 Hz), a influência das fontes (exaustor e ruído rosa) é eliminada, restando influências destas apenas nas baixas e médias frequências (50 Hz a 650 Hz), porém com menor intensidade se comparado com o nível de energia proveniente de apenas uma aquisição. Este resultado nos leva ao objetivo proposto, ou seja, tem-se em mãos um sinal onde o nível de energia da varredura é maior do que às das outras fontes.

Para comparação entre as Figs. 5.22-a e 5.22-b no domínio da frequência, na Fig. 5.23 está mostrado a DEP de uma aquisição e do sinal médio (média das dez aquisições), obtido através da metodologia descrita acima, no receptor.

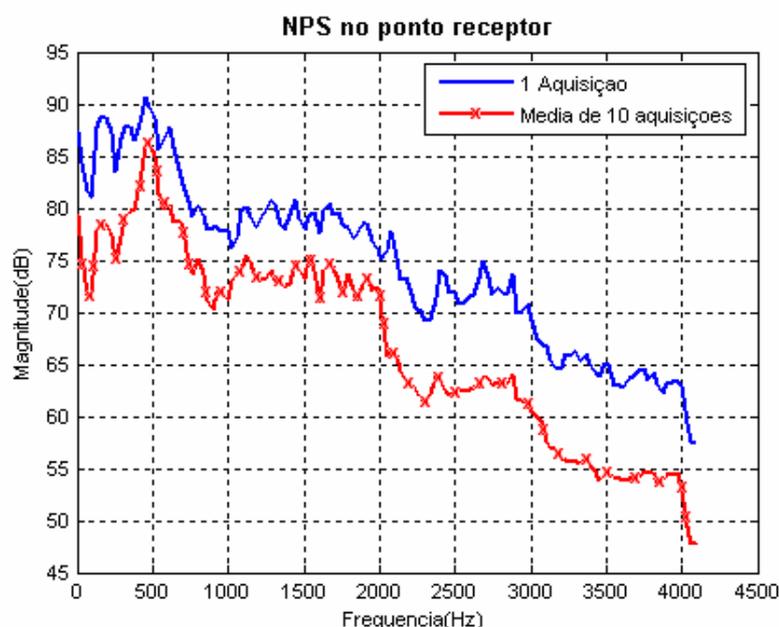


Figura 5.23 - Sinais obtidos no ponto receptor: uma aquisição e a média.

Utilizando o sinal médio corrigido como sendo o sinal primário do filtro LMS, e mantendo os parâmetros do filtro já definidos, o resultado obtido é mostrado na Fig. 5.24.

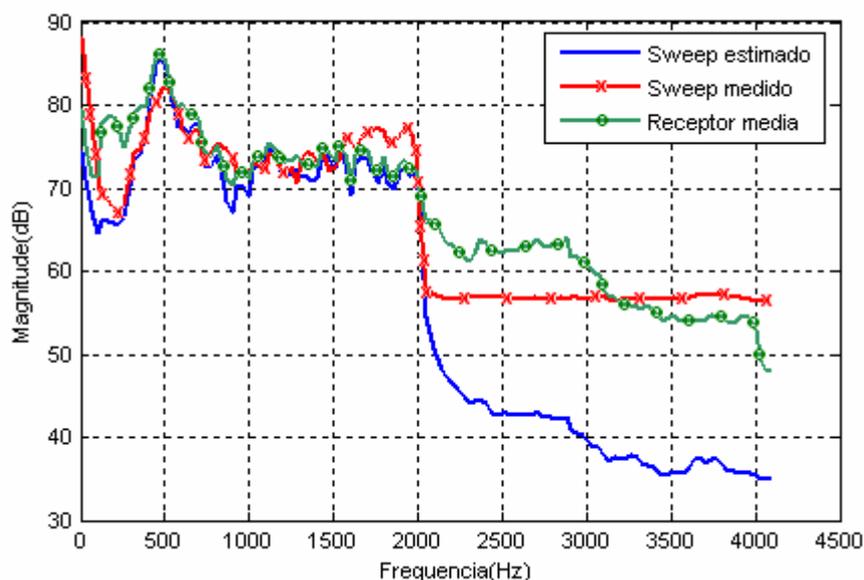


Figura 5.24 - Contribuição da varredura no ponto receptor obtido com o filtro LMS.

Analisando a Fig. 5.24 pode-se concluir que a varredura estimada com o filtro (sinal em azul) se aproxima do sinal médio calculado no receptor (verde), exceto nas baixas frequências (50 Hz a 400 Hz). Assim, conclui-se que com a metodologia composta de realização da média de várias medições após correção de fase das varreduras que compõem estas, consegue-se eliminar em grande parte a energia proveniente das fontes adjacentes ao gerador de varredura.

Ainda na mesma figura está mostrado a DEP da varredura medida no ponto receptor, para fins de comparação. Em um campo livre, a varredura estimada (azul) seria aproximadamente igual à varredura medida (vermelho) para um desempenho ótimo do filtro LMS, no entanto não é o que acontece na Fig. 5.24, pois como o experimento ocorre em um campo reverberante qualquer mudança de posição entre o microfone e o receptor é capaz de provocar mudanças na Função Transferência entre o emissor e o receptor.

Na Fig. 5.25-b está mostrado o espectrograma da varredura estimada com o filtro, e para comparação, na Fig. 5.25-a está mostrado o espectrograma do sinal médio no receptor.

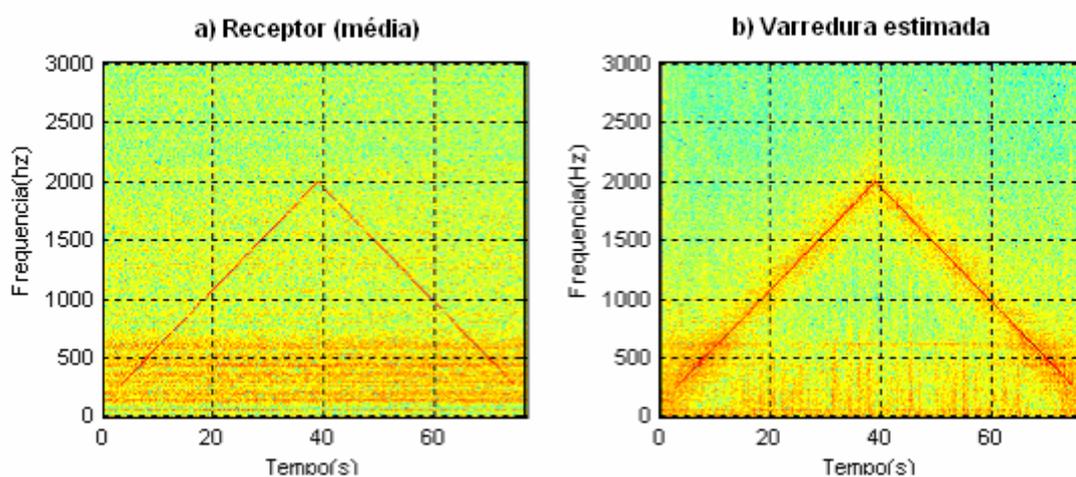


Figura 5.25 - a) Espectrograma do sinal médio no receptor. b) Espectrograma da varredura estimada.

Analisando as duas figuras, 5.25-a e 5.25-b, se consegue observar a capacidade do filtro em eliminar grande parte da energia provenientes das fontes nas baixas e médias frequências (50 Hz a 650 Hz).

A função transferência entre o alto-falante gerador de varredura e o microfone pode ser visto na Fig. 5.26, a qual é a função transferência entre o exaustor e o receptor. De posse desta função transferência, é possível determinar quanto de ruído chega até o receptor proveniente somente do ruído do exaustor, bastando multiplicar esta função transferência pelo sinal de entrada do sistema (sinal medido próximo ao alto-falante reproduzindo o ruído do exaustor) no domínio da frequência, uma vez que o alto-falante do gerador de varredura esteja localizado próximo ao alto-falante do exaustor.

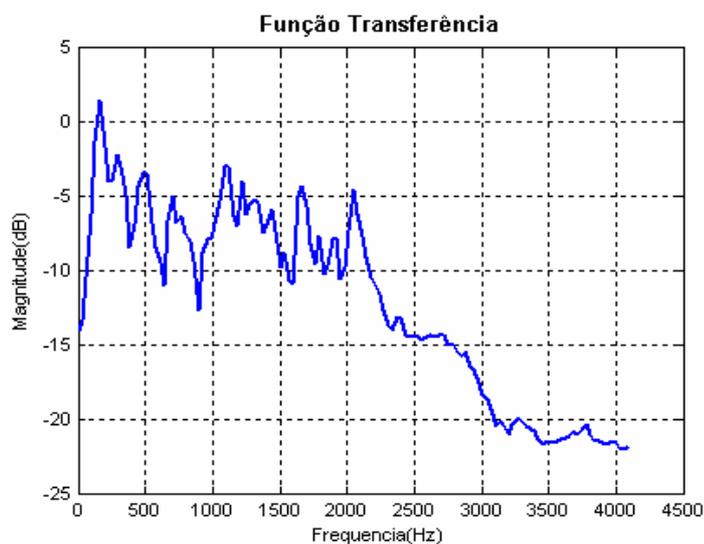


Figura 5.26 - Função transferência entre o exaustor e o microfone.

5.2.3 Campo Livre

O mesmo sistema testado em campo reverberante, também foi testado em ambiente caracterizado com propagação sonora em campo livre. Neste sistema, foram utilizadas as mesmas fontes sonoras, instrumentação e sistema de aquisição.

O esquema representativo da área experimental está mostrado na Fig. 5.27.

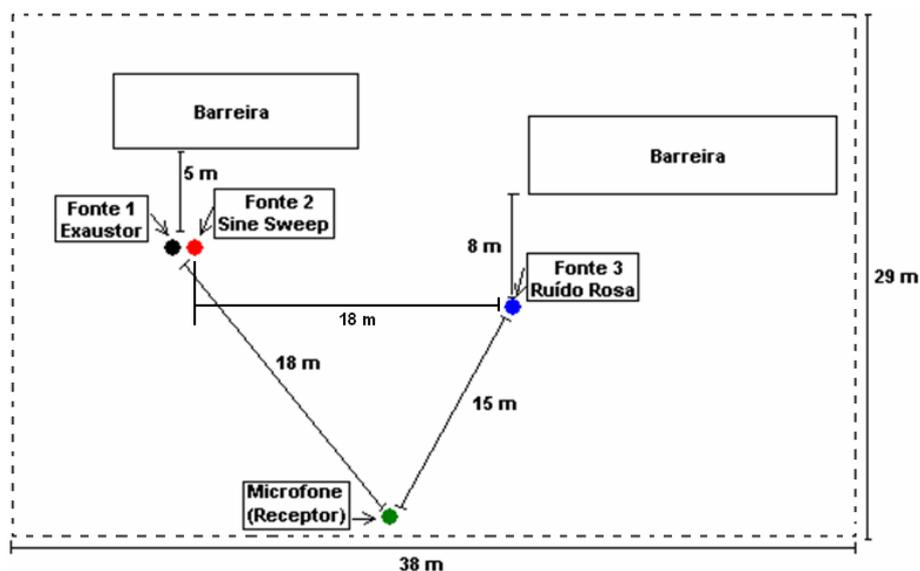


Figure 5.27 - Esquema da área experimental utilizada.

Para melhor visualização da área e dos equipamentos utilizados, nas Figs. 5.28 e 5.29 estão mostradas as fotos do local do experimento. Como a área de trabalho possui grandes dimensões, não foi possível mostrar a área completa em apenas uma fotografia.



Figure 5.28 - Caminho de transmissão entre a Fonte1 (Fonte2 também) e o receptor.

A mesma metodologia utilizada no item anterior (campo reverberante) é utilizada neste experimento, ou seja, realização de dez aquisições no ponto receptor para posterior realização da média.

Como pode ser observado na Fig. 5.28, o microfone está fixado em um tripé para evitar qualquer tipo de oscilação no caminho de transmissão entre o emissor e o receptor, durante a realização das dez aquisições.

O sistema de aquisição dos dados utilizado está mostrado na Fig. 5.30.

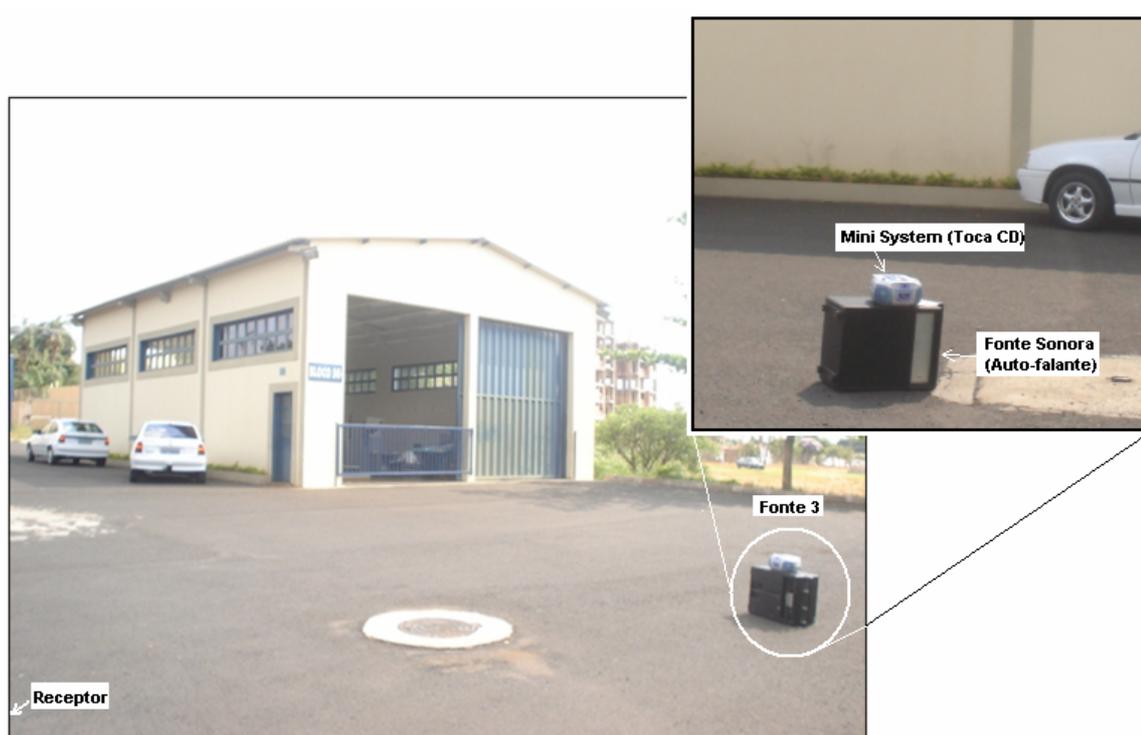


Figure 5.29 - Caminho de transmissão entre a Fonte 3 e o receptor .

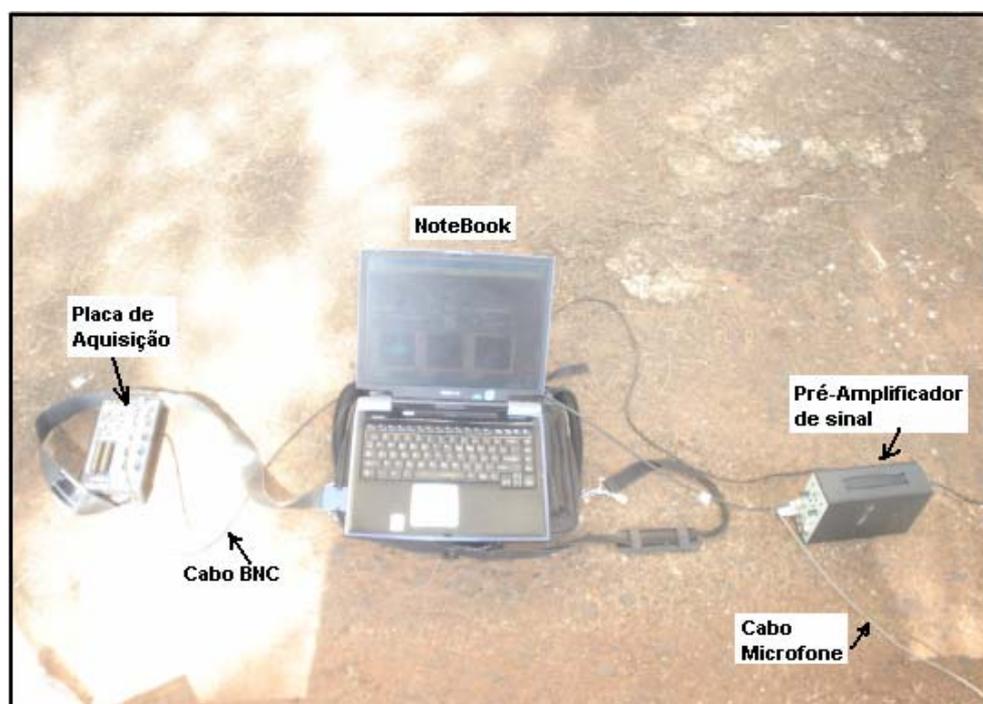


Figure 5.30 – Sistema de aquisição de dados.

A aquisição dos dados foi realizada com frequência de aquisição de 8192 Hz durante 80 segundos com um ganho de 40 dB. A calibração foi realizada antes e depois do

experimento, com a mesma taxa de aquisição, porém com ganho de 20 dB. O uso desta frequência de aquisição se justifica pelo fato de posteriormente ser necessário utilizar uma distribuição tempo-freqüência, como no caso da distribuição de Choi-Williams, onde para aplicação desta distribuição, é necessária uma frequência de aquisição quatro vezes maior que a frequência máxima existente no sistema. Ressalta-se mais uma vez que a varredura utilizada está na faixa de 50 a 2000 Hz, porém as figuras presentes neste item 5.2.3 no domínio da frequência são exibidas até a frequência de 4096 Hz, o que é uma maneira usual de representar espectro devido à frequência de aquisição ser 8192 Hz.

Na configuração experimental mostrada na Fig. 5.27 é possível adquirir, para efeito de comparação, o sinal emitido por cada fonte no ponto receptor, o que não é possível em um ambiente industrial, visto que é inviável desligar um equipamento da linha de produção. Então, na Fig. 5.31 pode ser visto a contribuição sonora de cada fonte no ponto receptor.

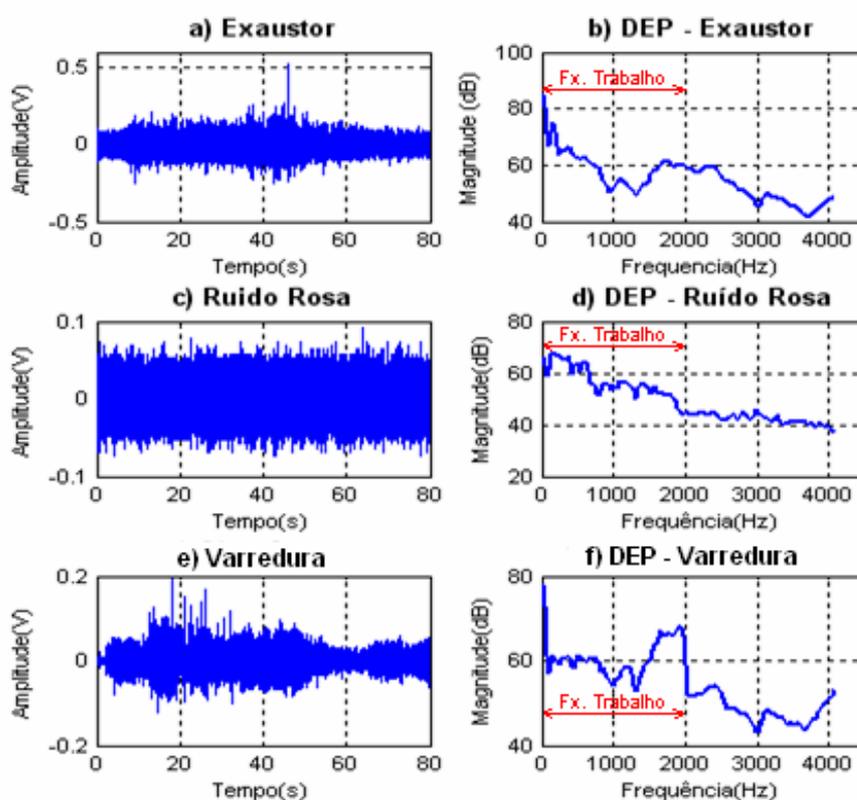


Figure 5.31 – Contribuição de cada fonte no ponto receptor.

No entanto, como o objetivo é simular um ambiente industrial, todas as fontes são ligadas e então realizadas as aquisições. Foram realizadas dez aquisições. A contribuição sonora de todas as fontes no ponto receptor é chamada de sinal primário, o sinal obtido a 2 m

do alto-falante gerando a varredura (podendo ser observado na Fig. 5.32) é o sinal de referência, ambos os sinais são entradas do algoritmo LMS, como mostrado na Fig. 5.33.

O filtro adaptativo foi utilizado com os mesmos parâmetros especificados na simulação em campo reverberante.

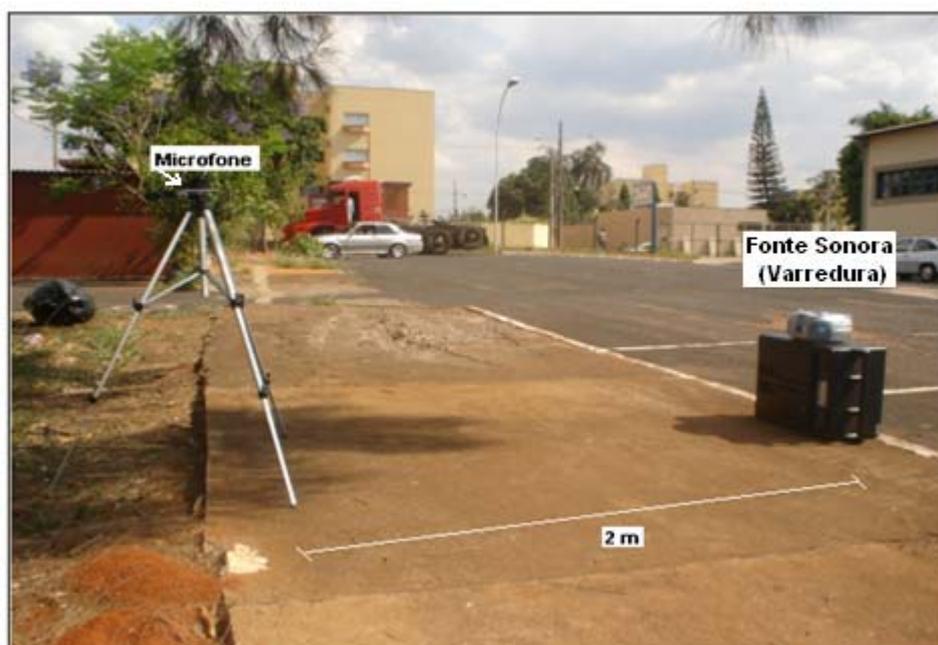


Figure 5.32 – Aquisição do sinal de referência.

O resultado obtido com o filtro é mostrado na Fig. 5.34. O erro mostrado na Fig. 5.34 é o erro absoluto (varredura medida menos varredura estimada).

Analisando a Fig. 5.34, na faixa de frequência da varredura, ou faixa de trabalho (50 a 2000 Hz), observa-se que o erro nas baixas e médias frequências (50 Hz a 500 Hz) possui valores de até -8 dB. De posse do conhecimento da capacidade de filtragem do filtro LMS, e com base nas conclusões obtidas na análise de sensibilidade do capítulo 4, é fácil concluir que nas baixas frequências a contribuição das fontes sonoras (Fonte 1 e 3) são maiores do que a contribuição da varredura no ponto receptor, o que pode ser comprovado com a análise da Fig. 5.35.

Com a Fig. 5.35 comprova-se o fato de que nas baixas frequências a contribuição sonora da varredura no ponto receptor é menor do que a contribuição sonora das outras fontes neste mesmo ponto.

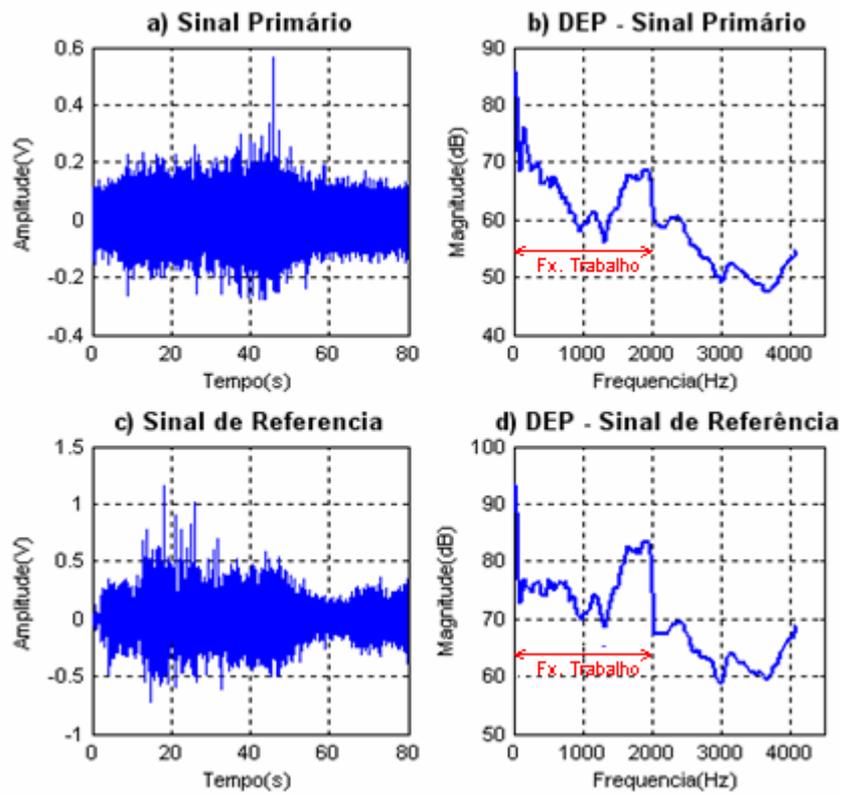


Figura 5.33 - Sinais de entrada no algoritmo LMS.

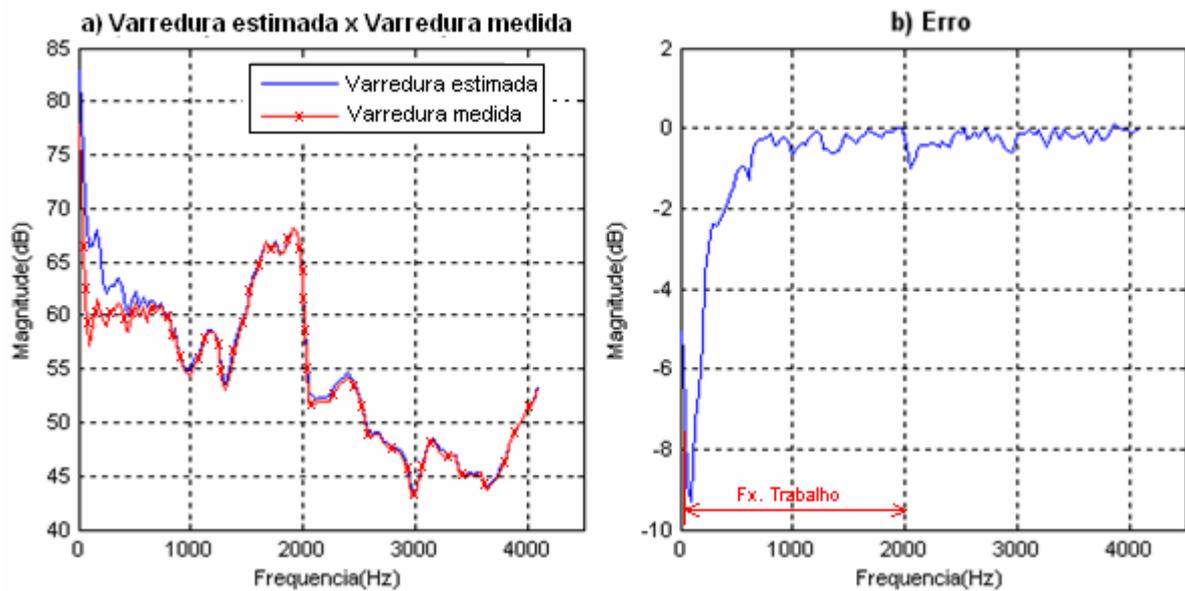


Figura 5.34 - Resultado obtido com o filtro.

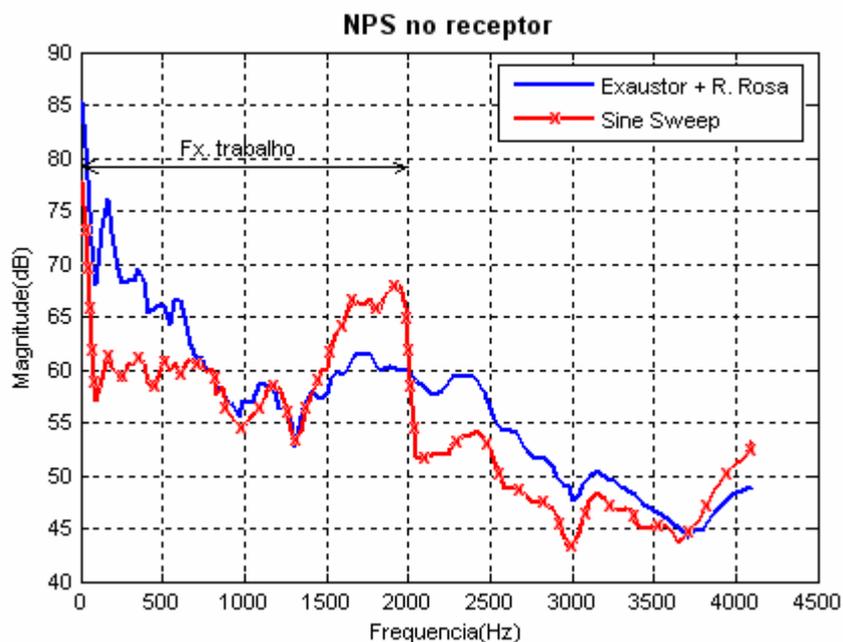


Figura 5.35 - Contribuição das fontes no receptor.

Para reduzir o erro mostrado na Fig. 5.34-b, a mesma metodologia utilizada na simulação em campo reverberante é feita, ou seja, cálculo da média das dez medições após utilização das técnicas de distribuição de Choi-Williams, ajuste via mínimos quadrados e Cepstrum.

Na Fig. 5.36-a está mostrado o espectrograma do sinal adquirido no receptor (uma aquisição), e na Fig. 5.36-b está mostrado o espectrograma resultante da média das dez medições no receptor.

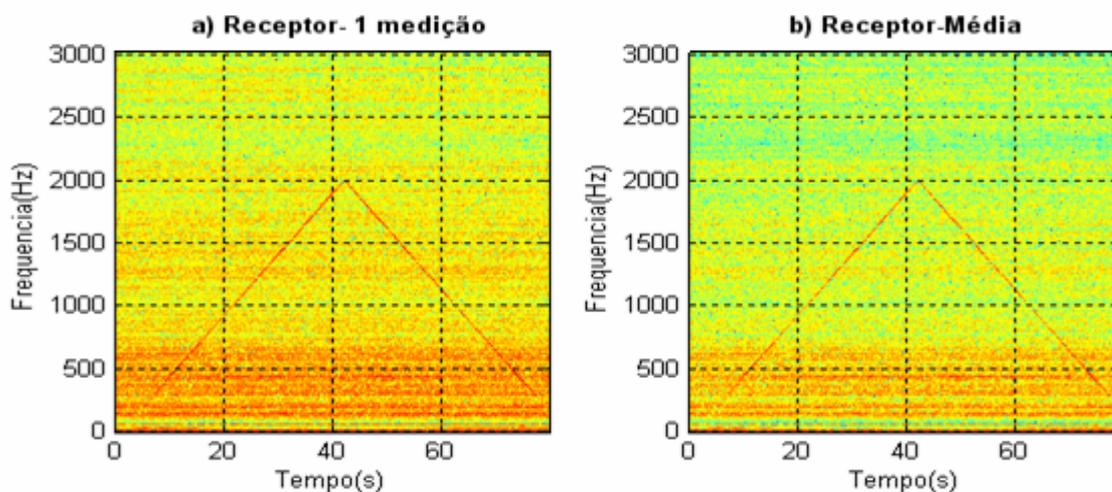


Figura 5.36 – Diagrama tempo-freqüência. a) Uma aquisição no ponto receptor. b) Média das dez aquisições no ponto receptor.

Observa-se na Fig. 5.36-b que o nível de pressão sonora nas altas e baixas freqüências provindas das fontes 1 e 3 (exaustor e ruído rosa respectivamente) são reduzidos, como pode ser observado pela redução da cor vermelha em relação à Fig. 5.36-a.

Utilizando o sinal médio obtido no receptor como ‘sinal primário’ de entrada no algoritmo LMS, o resultado obtido após filtragem adaptativa é mostrado na Fig. 5.37-a. Na Fig. 5.37-b está mostrado o erro absoluto entre os dois sinais da Fig. 5.37-a (varredura medida menos varredura estimada).

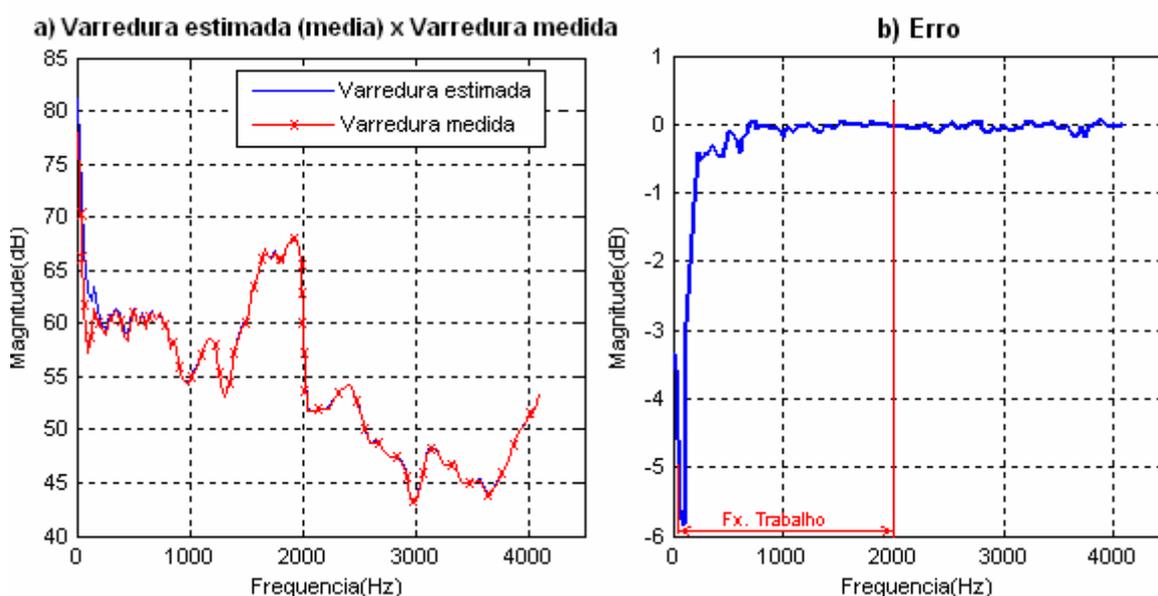


Figura 5.37 – Resultado obtido com o filtro a partir do sinal médio obtido no receptor.

Observa-se na Fig. 5.37 que o sinal da varredura estimada se aproxima mais da varredura medida, nas baixas freqüências, se comparado com a Fig. 5.34-a. No entanto, permanece ainda um erro nas baixas freqüências (abaixo de 200 Hz) o que se deve ainda pela quantidade superior de energia provinda das outras fontes sonoras do sistema em relação à energia contida na varredura nesta freqüência. Para eliminar esta energia, uma opção seria adquirir uma quantidade maior de aquisições para realização da média.

Na Fig. 5.38 está mostrado o espectrograma do sinal médio no receptor e o sinal estimado com o filtro.

De posse do sinal estimado com o filtro, o qual é a varredura que chega ao receptor, e do sinal estimado próximo à fonte geradora de varredura, estima-se então a função

transferência entre o emissor e o receptor, utilizando a Eq. (5.1), a qual foi descrita no capítulo 4 (Eq. (4.2)).

$$FT_{est} = 10 \log_{10} (\bar{x}^2_{varredura_est}) - 10 \log_{10} (\bar{x}^2_{Varredura_prox}) \quad (5.1)$$

onde FT_{est} é a Função Transferência estimada, $\bar{x}^2_{varredura_est}$ é a média exponencial da varredura estimada no ponto receptor com o filtro adaptativo, $\bar{x}^2_{Varredura_prox}$ é a média exponencial da varredura estimada próximo ao gerador de varredura. A média exponencial é calculada para um tempo de resposta de 125 milisegundos.

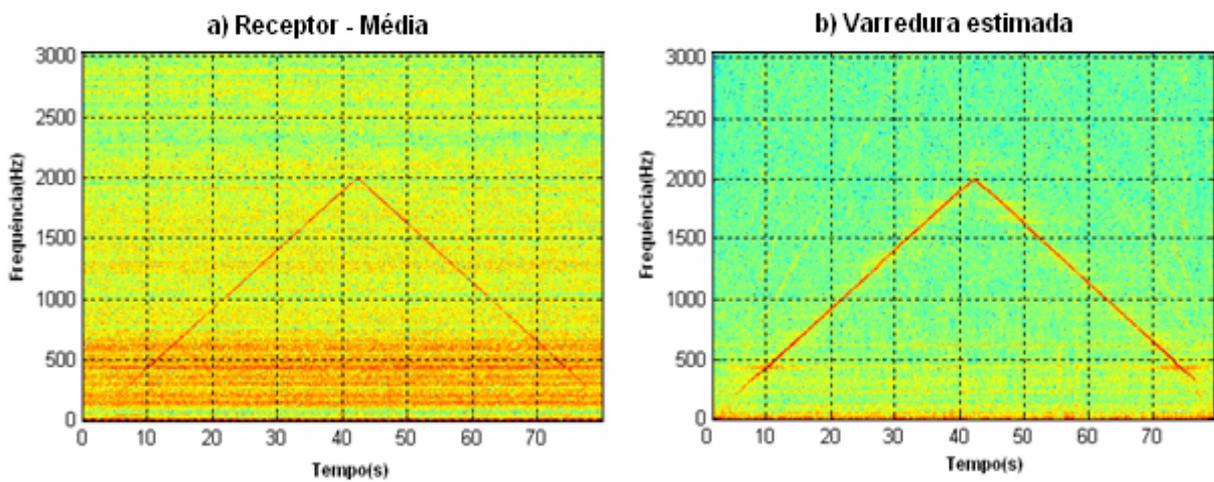


Figura 5.38 - a) Espectrograma do sinal médio no receptor. b) Espectrograma do sinal estimado com o filtro.

A função transferência estimada com a Eq. (5.1) é usada para calcular o nível de pressão sonora que atinge o receptor devido ao exaustor. Assim, com o sinal obtido próximo ao exaustor e com a função transferência estimada com o filtro adaptativo calcula-se a contribuição sonora do exaustor no ponto receptor utilizando a Eq. (5.2).

$$Y(f)_{exaustor} = FT(f)_{est} + 10 \log_{10} (X(f)_{prox_exaustor}) \quad (5.2)$$

onde $Y(f)$ é o Nível de Pressão Sonora no receptor devido à contribuição sonora do exaustor, FT_{est} é a Função Transferência estimada utilizando a Eq. (5.1), $X(f)$ é o sinal no domínio da frequência medido próximo ao alto-falante gerando o ruído do exaustor.

O resultado obtido com a Eq. (5.2), ou seja, a contribuição sonora do exaustor no ponto receptor, está mostrado na Fig. 5.39-a. O erro absoluto (NPS medido menos NPS estimado) entre os dois sinais da Fig. 5.39-a está mostrado na Fig. 5.39-b.

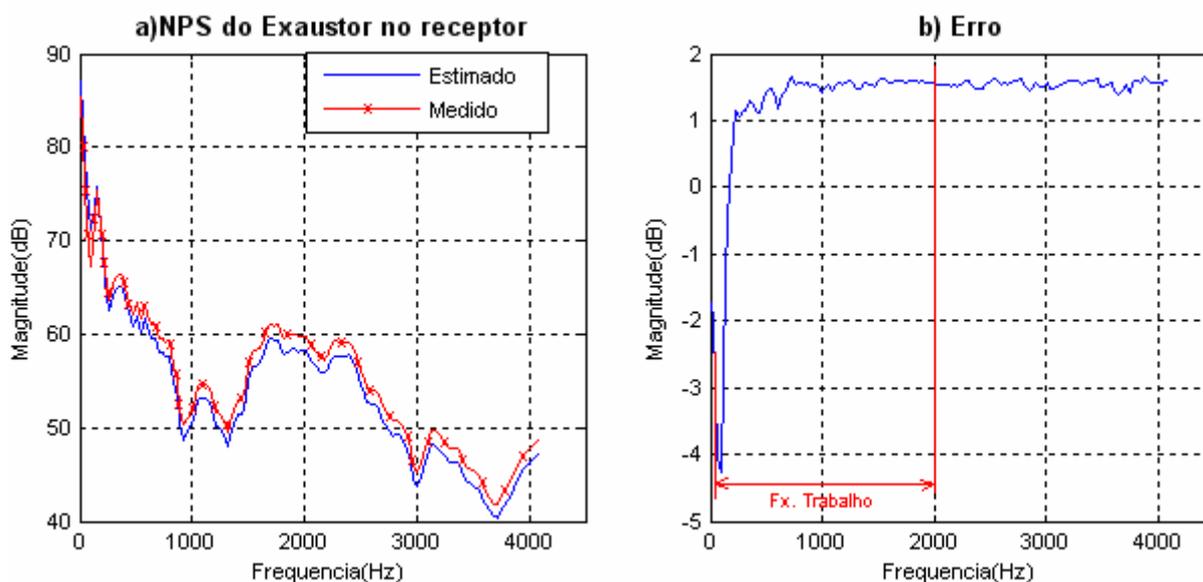


Figura 5.39 - a) Contribuição sonora do Exaustor (Fonte 1) no ponto receptor. b) Erro.

Analisando a Fig. 5.39-b temos que o erro obtido com a metodologia atinge valores de 1,5 dB dentro da faixa de frequência 200 Hz a 2000 Hz. O alto valor de erro obtido abaixo da frequência de 200 Hz se deve ao fato explicado na análise de sensibilidade do capítulo 4. Desta maneira, o resultado obtido é excelente para medições de campo onde erros de medições da ordem de ± 3 dB são satisfatórios.

Na Fig. 5.40 está mostrado, para fim de comparação, o Nível de Pressão Sonora total medido no ponto receptor e o Nível de Pressão Sonora devido somente ao exaustor (estimado com o filtro e medido) também no ponto receptor.

Desta maneira, os procedimentos experimentais são finalizados com êxito, mostrando que a metodologia proposta (utilizando filtro NLMS e corrigindo os *delays* utilizando Cepstrum) consegue quantificar o nível sonoro de determinada fonte com erros menores que os erros provenientes de instrumentação, ou seja, ± 3 dB.

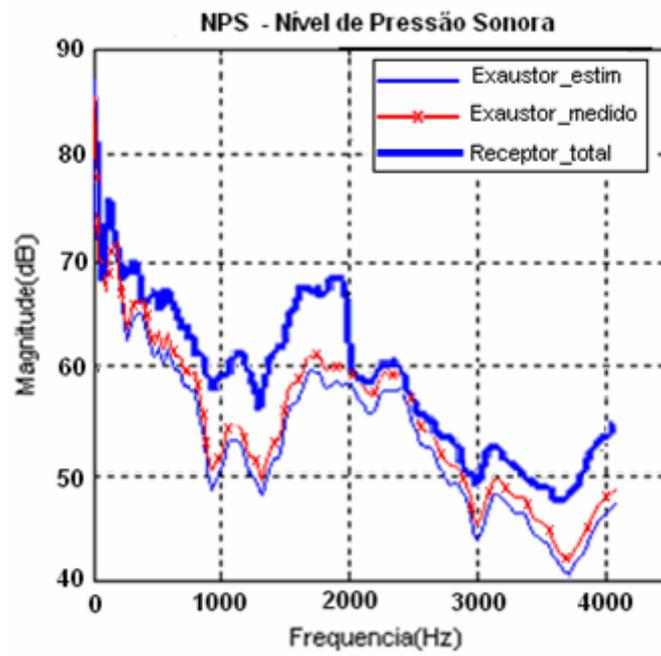


Figura 5.40 – a) NPS total medido no ponto receptor e NPS devido somente à fonte Exaustor’ (medido e estimado com o filtro) também no ponto receptor.

CAPÍTULO VI

Conclusões

Com o desenvolvimento da qualidade de vida das pessoas, o controle de ruído ambiental tornou-se uma exigência muito importante das entidades oficiais que visam ao conforto no local de trabalho e nos lares.

Porém, este tipo de controle não é um trabalho fácil. Mesmo com toda a tecnologia disponível atualmente, é necessário o conhecimento e domínio da ciência em questão.

Esta dissertação visa o desenvolvimento de uma metodologia de baixo custo (utilização de dois sensores), com a qual é possível determinar a contribuição sonora de fontes de ruído industriais (quantificar) em pontos receptores localizados na comunidade circunvizinha, através da estimativa da Função Transferência entre a fonte sonora de interesse e o receptor, utilizando filtro adaptativo e uma fonte de referência (gerador de sinal do tipo varredura senoidal ou *sine sweep*).

6.1 Conclusões deste Trabalho

As principais conclusões deste trabalho são:

1. Após análise de sensibilidade, utilizando o filtro adaptativo com várias configurações dos sinais primários e de referência, onde se variou os níveis de energia dos sinais que compunham estes, concluiu-se que à medida que diminui a energia do sinal provindo da fonte de referência (um gerador de varredura senoidal) do sinal primário, a capacidade de filtragem do filtro é reduzida, sendo assim, a qualidade do sinal filtrado é comprometida, sendo este sinal inadequado para o uso.
2. Nas simulações numéricas (capítulo 4), a característica do filtro adaptativo descrita no tópico anterior foi observada em todas as simulações, principalmente quando simulado o efeito da atenuação sonora em função da frequência (simulação 6 do capítulo 4),

onde nas altas frequências o sinal estimado com o filtro não era o sinal de varredura puro e sim, este sinal com contribuições de energia de fontes presentes no modelo.

3. Quanto ao nível de energia do sinal de referência, esta característica não se mostrou significativa, ou seja, para que se obtenha um bom desempenho do filtro, é necessário apenas que o sinal de referência seja correlacionado com o ‘ruído’, ou ‘interferência’, que se quer eliminar no sinal primário, independente do nível de energia presente no sinal de referência.
4. Para utilização do filtro adaptativo, é necessário utilizar os parâmetros (número de pesos do filtro, razão de convergência e fator de esquecimento) que irão fornecer uma boa convergência e uma boa capacidade de filtragem do sistema, por isto a necessidade de otimizar estes parâmetros com uma função objetivo que vise minimizar o erro entre o sinal estimado com o filtro e o sinal teórico. Conclui-se que tais parâmetros é função da velocidade de varredura do *sine sweep* utilizado.
5. Quanto à presença de fontes coerentes no modelo ou no sistema a ser analisado, o resultado obtido com a utilização do filtro possui boa relação sinal ruído (igual a 17 dB), obtendo somente o sinal da fonte de referência que chega no ponto receptor, o qual é o sinal de interesse, visto que o sinal de referência não está correlacionado com nenhuma fonte presente no sistema. Este resultado pode ser observado na simulação 5 do capítulo 4. O número de fontes e presença de harmônicos nos sinais característicos das fontes também não influenciam na qualidade do sinal filtrado.
6. Com um modelo numérico simulando presença de barreira, conclui-se que o filtro não consegue eliminar a varredura que possui o atraso temporal (*delay*), o qual atinge o receptor, isto é explicado pelo fato deste filtro ser um filtro de correlação, o que é um bom indicativo para estimativa da função transferência, ou seja, esta pode ser obtida mesmo na presença de caminhos de transmissão complexos.
7. Nos procedimentos experimentais foi desenvolvida uma metodologia para diminuir a energia proveniente das fontes do sistema no ponto receptor, porém mantendo o nível de energia da fonte de referência. A metodologia é constituída da realização de médias dos sinais medidos no ponto receptor, após análise tempo-frequência utilizando distribuição de Choy-Williams, técnicas de ajuste via mínimos quadrados e cálculo do Cepstrum. Erros da ordem de 10 (dez) dB nos sinais estimados com o filtro, obtido antes da metodologia (antes de fazer a média) foram reduzidos para 2 (dois) dB após utilização desta.

8. Procedimentos experimentais são finalizados com êxito, mostrando que a metodologia proposta consegue quantificar o nível sonoro de determinada fonte com erros de 2 dB, os quais são menores que os erros provenientes de instrumentação, ou seja, ± 3 dB.

6.1 Trabalhos Futuros

1. Aplicação desta metodologia em uma prática real, ou seja, aplicá-la em algum caso de controle de ruído de comunidade causado por uma planta industrial.
2. Estudo de outros filtros adaptativos, tais como o RLS, o qual é baseado no Algoritmo de Mínimos Quadrados Recursivo, ou *Recursive Least Square* (RLS).
3. Avaliar a metodologia proposta utilizando filtro de Kalman. Assim, poderão ser feitas comparações entre os três filtros adaptativos, LMS, RLS e Kalman, onde será avaliado a capacidade de filtragem e o desempenho destes diante da aplicação da metodologia estudada.
4. Utilizar a técnica da ‘direção de chegada dos raios’ (DOA - *Direction of Arrival*) juntamente com a metodologia proposta nesta dissertação. Assim, a influência dos ângulos dos raios que chegam no receptor poderá ser avaliada.
5. Utilizar a técnica de coerência parcial e fazer uma comparação com a metodologia estudada nesta dissertação.
6. Verificar qual a melhor faixa de frequência de trabalho. Determinando, então, a faixa de frequência que produza os menores erros entre o sinal estimado com o filtro adaptativo e o sinal medido.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AIDAR, F. H. Efeitos do Ruído no Homem. **Revista Acústica e Vibrações**. Edição nº 19, 1997.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, NRB 10.151: Acústica - Avaliação do Ruído em Áreas Habitadas, Visando o Conforto da Comunidade - Procedimento. Rio de Janeiro, 2000. 12p.

BARBER, A. **Handbook of Noise and Vibration Control**. 6.ed. Elsevier Science, Oxford, United Kingdom, 1993. 600p.

BARRON, R. F. **Industrial Noise Control and Acoustic**. 1.ed. Marcel Dekker Inc., New York, 2003. 534p.

BELL, D. H.; BELL, L. H. **Industrial Noise Control: Fundamentals and Applications**. 2.ed. Marcel Dekker Inc., New York, 1993. 672p.

BENDAT, J. S.; PIERSOL, A. G. **Engineering Applications of Correlation and Spectral Analysis**. 1.ed. John Wiley & Sons, United States of America, 1980. 302p.

BENDAT, J. S.; PIERSOL, A. G. **Random Data - Analysis and Measurement Procedures**. 2.ed. John Wiley & Sons, United States of America, 1986. 566p.

BERANEK, L. L.; VÉR, I. L. **Noise and Vibration Control Engineering: Principles and Applications**. 1.ed. John Wiley & Sons Inc., New York, 1992. 804p.

BEZERRA, R. A. **Detecção de Falhas em Rolamentos por Análise de Vibração**. 2004. Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Campinas.

BIES, D. A.; HANSEN, C. H. **Engineering Noise Control: Theory and Practice**. 3.ed.. London and New York, 2003. 719p.

BOURENNANE, S.; BENDJAMA, A. Localization of Moving Sources in a Multipath Propagation Environment. **Applied Acoustics Magazine**. v. 66 (2005), p. 319-339, 2005.

BOZIC, S. M. **Digital and Kalman Filtering** – An Introduction to Discrete-Time Filtering and Optimum Linear Estimation. 1.ed. Edward Arnold, Great Britain, 1979. 157p.

BRAUN, S. **Mechanical Signature Analysis: Theory and Applications**. 1.ed. Academic Press, London, 1986. 385p.

CHEN, J. C.; YAO, K.; HUDSON, R. E. Source Localization and Beamforming. **IEEE Signal Processing Magazine**. p. 30-39, 2002.

CHOI, H. I.; WILLIAMS, W. J. Improved Time-Frequency Representation of Multicomponent Signals Using Exponential Kernels. **IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing**. v. 37, p. 862-871, 1989.

CHUNG, J. Y. **Measurement and Analysis of Diesel Engine Noise**. 1974. Doctor thesis - Purdue University.

CHUNG, J.Y.; CROCKER, M. J.; HAMILTON, J. F. Measurement of Frequency Response and Multiple Coherence Function of the Noise Generation System of a Diesel Engines. **Journal of the Acoustical Society of América**. v. 58, p. 635 – 642, 1975.

COHEN, L, Time-Frequency Distributions: a Review. **Proceedings of IEEE**. v. 77, p. 941-981, 1989.

COHEN, L. **Time-Frequency Analysis**. Prentice Hall Inc., New Jersey, USA, 1995.

FISHER, M. J.; HOLLAND, K. R. Measuring the Relative Strengths of a Set of Partially Coherent Acoustic Sources. **Journal of Sound and Vibration**. v. 201 (1), p. 103-125, 1997.

FISHER, M. J.; BOURNE, M. H.; GLEGG, S. A. L. Jet Engine Source Location: The Polar Correlation Technique. **Journal of Sound and Vibration**. v. 51, p. 23 - 54, 1977.

FRANCO, P. R. G.; DE CASTRO, M. C. F.; DE CASTRO, F. C. C. **Processamento Digital de Sinais** – Introdução ao Processamento Adaptativo de Sinais Digitais. Universidade Católica do Rio Grande do Sul, 2002. Apostila do curso de Processamento Digital de Sinais - Mestrado em Engenharia Elétrica.

GERGES, S. N. Y. **Ruído** - Fundamentos e Controle. 2.ed. Editora NR, Florianópolis-SC, 2000. 674p.

HANDLEY, J. M. Controle de Ruído Industrial. **Revista Acústica e Vibrações**. 15.ed. 1995.

HAYKIN, S. **Adaptive Filter Theory**. 2.ed. Prentice Hall, 1991. 936p.

HOMER, J. P. **Advanced Signal Processing Technique for Noise Source Identification in Mining Equipment**. 2003. Master Degree Thesis - University of Pittsburgh, School of Engineering.

HUERTAS, J. I.; ANTELIS, J. M. Characterization of Adaptive Filters Used in the Identification Process of Annoying Noises in Vehicles. In: INTERNOISE 2005 - CONGRESS AND EXPOSITION ON NOISE CONTROL ENGINEERING, 07-10 august 2005, Rio de Janeiro, Brasil.

IBAMA, Resolução Conama 001, Publicado no Diário Oficial da União no dia 02 de abril de 1990, Seção I, p. 6.408.

JUHL, P. M.; PETERSEN, S. O.; HALD, J. Localizing Sound Sources in 3-D Space Using Spherical Harmonic Beamforming. In: INTERNOISE 2005 - CONGRESS AND EXPOSITION ON NOISE CONTROL ENGINEERING, 07-10 august 2005, Rio de Janeiro, Brasil.

KALMAN, R. On the General Theory of Control. In: PROC. 1st IFAC CONGRESS, London: Butterworth, 1960.

KOSS, L.L.; ALFREDSON, R. J. Identification of Transient Sound Sources on a Punch Press. **Journal of Sound and Vibration**. v. 34 (1), p. 11 - 33, 1974.

MARQUES, P. A. C. **Introdução à Filtragem Adaptativa**. Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2003. Apostila do curso de Processamento Digital de Sinal II - Engenharia Informática e de Computadores.

MARSH, K. J. Specification and Prediction of Noise Levels in Oil Refineries and Petrochemical Plants. **Applied Acoustic Magazine**. v. 9, p. 1-15.

MAS, P.; DELMOTTE, P.; SAS, P. Noise Source Identification Based on Measurements of Cross-Correlation Functions. In: IEEE INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, Brussels, June 4-6 1996. p. 360 - 365.

MULLER, S.; MASSARANI, P. Transfer-function Measurement with Sweeps. **Journal of Audio Engineering Society**, v. 49(6), p. 443-471, 2001.

NISHIURA, T.; NAKAMURA, M.; LEE, A.; SARUWATARI, H.; SHIKANO, K. Talker Tracking Display on a Autonomous Mobile Robot with a Moving Microphone Array. In: PROCEEDINGS OF THE INTERNACIONAL CONFERENCE ON AUDITORY DISPLAY, Kyoto, Japan, July 2-5, 2002.

NISHIURA, T.; YAMADA, T.; NAKAMURA, S.; SHIANO, K. Localization of Multiple Sound Sources Based on a CSP Analysis with a Microphone Array. In: CONFERENCE ACOUSTIC SPEECH SIGNAL PROCESS (ICASSP), Istanbul, 2000.

Norma ISO 9613/1. **Acoustics: Attenuation of Sound During Propagation Outdoors**. Part1: Calculation of the absorption of sound by the atmosphere. 1993.

RANDALL, R. B.; TECH, B. A. **Frequency Analysis**. 3.ed. Bruel & Kjaer, 1987.

SEYBERT, A. F.; CROCKER, M. J. The Use of Coherence Techniques to Predict the Effect of Engine Operating Parameters on Noise. **Journal of Industrial Engineering**. v. 97 (13), p. 1227 - 1233, 1976.

SOARES Z.M.D.; MÜLLER, S. Secondary Microphone Calibration with Constant Envelope Sweeps Adapted to Background Noise. In: PROCEEDINGS OF THE 17° INTERNATIONAL CONGRESS ON ACOUSTICS, v. 25(1-3), Roma, p. 357, 2001.

SOARES, Z.M.D; HOFFMANN, W.E., MÜLLER ,S. Secondary Microphone Calibration: Advantageous Use of Sweeps to Obtain Impulse Response. In: PROCEEDINGS OF THE 144° ASA MEETING, Cancun, abstracts in Journal of Acoustict Society American, v. 112(5), p. 2234, 2002.

SOUZA, F. P. Efeitos da Poluição Sonora no Sono e na Saúde Geral - Ênfase Urbana. **Revista Acústica e Vibrações**. 10.ed. 1992.

SOUZA, M. C. R. NBR 10151-2000 – A Revisão da Norma. **Revista Acústica e Vibrações**. 25.ed. Julho 2000.

STEARNS, S. D.; DAVID, R. A. **Signal Processing Algorithms in Matlab**. Prentice Hall Signal Processing Series, Upper Saddle River, New Jersey, 1996. 400p.

TESTER, B. J.; FISHER, M. J. Engine Noise Source Breakdown: Theory Simulation and Results. In: 7th AERO – ACOUSTIC CONFERENCE AIAA, Paper n° 81, 1981.

WANG, M.E.; CROCKER, M. J. On the Application of Coherence Techniques for Source Identification in a Multiple Noise Source Environment. **Journal of the Acoustical Society of America**. v. 74 (3), 1983.

WIENER, N. **Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Times Series, with Engineering Applications**. New York: Wiley, 1949.

WIDROW, B.; STEARNS, S. D. **Adaptive Signal Processing**. 1.ed. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1985. 528p.

ANEXO I

Técnica da Correlação Polar (PCT - Polar Correlation Technique)

Considere um conjunto de fontes em linha, como mostrado na Fig. A1.1, onde as fontes k e l são parcialmente coerentes.

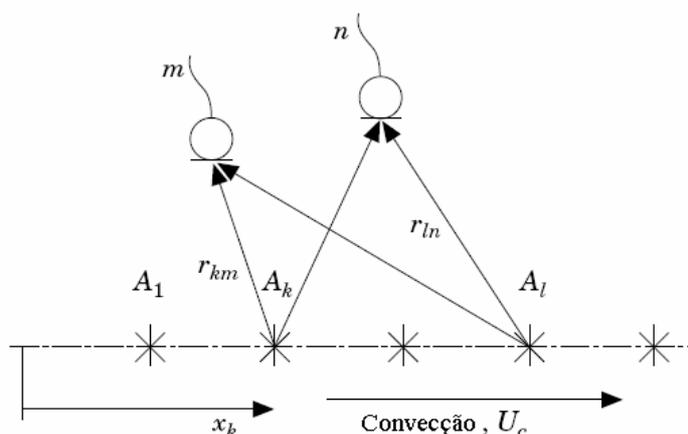


Figura A1.1 - Conjunto de fontes do tipo monopolo parcialmente coerentes.

Considere também, que o sistema possui uma velocidade de convecção U_c . Então, a função de correlação cruzada filtrada entre as duas fontes (k e l) pode ser expressa, segundo Fisher and Holland (1997), pela Eq. (A1.1).

$$A_k(t)A_l(t+\tau) = a_k a_l c_{kl} \exp \left[j \omega \left(r - \frac{x_l - x_k}{U_c} \right) \right] \quad (\text{A1.1})$$

onde a_k e a_l são as amplitudes rms e c_{kl} é o coeficiente de correlação entre as fontes k e l respectivamente.

O espectro cruzado entre os microfones m e n podem ser escritos como:

$$C(m,n) = \sum_k \sum_l \frac{a_k a_l c_{kl} \exp \left[j\omega \left(\frac{r_{km} - r_{ln}}{a_o} + \frac{x_k - x_l}{U_c} \right) \right]}{r_{km} r_{ln}} \quad (\text{A1.2})$$

onde r_{km} é a distância entre a fonte k e o microfone m , r_{ln} é a distância entre a fonte l ao microfone n e a_o é a velocidade do som. Note que, a fase do espectro cruzado compreende dois termos: $(r_{km} - r_{ln})/a_o$, representando a diferença do tempo de propagação, e o termo $(x_k - x_l)/U_c$, representando a diferença de fase entre as fontes k e l respectivamente.

Então a Eq.(A1.2) pode ser generalizada para qualquer situação na qual a geometria fonte-microfone e a fase relativa entre as fontes são conhecidas. Assim, a Eq. (A1.2) pode ser reescrita como:

$$C(m,n) = \sum_k \sum_l b_{kl} \exp[j\omega \phi(m,n,k,l)] \quad (\text{A1.3})$$

Desta maneira, o objetivo é basicamente usar um conjunto de medições de espectro cruzado, $C(m,n)$, juntamente com valores conhecidos de $\phi(m,n,k,l)$, que são as fases relativas, para determinar os valores desconhecidos de b_{kl} .

Para determinação de b_{kl} , um procedimento de ajuste via mínimos quadrados é vantajoso do ponto de vista estatístico, onde os erros envolvidos nas medições do espectro cruzado são inevitáveis.

Para utilização de um ajuste via mínimos quadrados, temos que o objetivo é encontrar um conjunto de fontes, b_{pq} , tendo as mesmas posições e fases especificadas na Eq. (A1.3), as quais minimizarão o erro médio quadrático entre o espectro cruzado medido e aquele calculado a partir do modelo da Eq. (A1.3). O erro a ser minimizado é definido como:

$$\sigma^2_{\min} = \frac{1}{M} \sum_m \frac{1}{N} \sum_n |\tilde{C}(m,n) - C(m,n)|^2 \quad (\text{A1.4})$$

onde $\tilde{C}(m,n)$ são os valores medidos. Para estimativa do erro mínimo tem-se que:

$$\partial \sigma^2_{\min} / \partial b_{pq} = 0 \quad (\text{A1.5})$$

Substituindo a Eq.(A1.3) em (A1.5), mais algumas manipulações algébricas, tem-se:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{M} \frac{1}{N} \sum_m \sum_n \tilde{R}(m,n) \cos[\phi(m,n,p,q)] + \tilde{I}(m,n) \sin[\phi(m,n,p,q)] \\ & = \sum_k \sum_l b_{kl} \frac{1}{M} \sum_m \frac{1}{N} \sum_n \cos[\phi(m,n,k,l) - \phi(m,n,p,q)] \end{aligned} \quad (\text{A1.6})$$

onde $\tilde{R}(m,n)$ e $\tilde{I}(m,n)$ são, respectivamente, as partes reais e imaginárias do espectro cruzado medido.

Analisando a Eq. (A1.6), têm-se que o lado esquerdo da equação é composto de um conjunto de medidas, combinadas com informações geométricas. Para cada par de valores (p,q) , pode-se escrever então:

$$\tilde{S}(p,q) = \sum_k \sum_l b_{kl} \frac{1}{M} \sum_m \frac{1}{N} \sum_n \cos(\phi(m,n,k,l) - \phi(m,n,p,q)) \quad (\text{A1.7})$$

onde $\tilde{S}(p,q)$ é um vetor de medidas, de dimensão $k^2 \times 1$ para k fontes, as quais igualam ao produto do vetor de amplitudes das fontes, B , também de dimensões $k^2 \times 1$, e uma matriz geométrica T de dimensões $k^2 \times k^2$, onde:

$$T(p,q,k,l) \equiv \frac{1}{M} \sum_m \frac{1}{N} \sum_n \cos[\phi(m,n,k,l) - \phi(m,n,p,q)] \quad (\text{A1.8})$$

A Eq. (A1.8) pode ser escrita em notação matricial, onde:

$$S = T B \quad (\text{A1.9})$$

E para resolução do problema, é necessária a solução inversa da matriz T :

$$B = T^{-1} S \quad (\text{A1.10})$$

É claramente observado que o fator crucial para obtenção de resultados satisfatórios é a condição de que a matriz geométrica T seja inversível. Contudo, desde que esta contenha somente informação geométrica, é necessário um teste *a priori*, para determinação da quantidade de microfones e definição das frequências para as quais os resultados obtidos terão melhor precisão.

Para melhor entendimento da inversão da Eq. (A1.7) e obtenção dos parâmetros requeridos (b_{kl}), o modelo de fontes da Fig. A1.2 será utilizado.

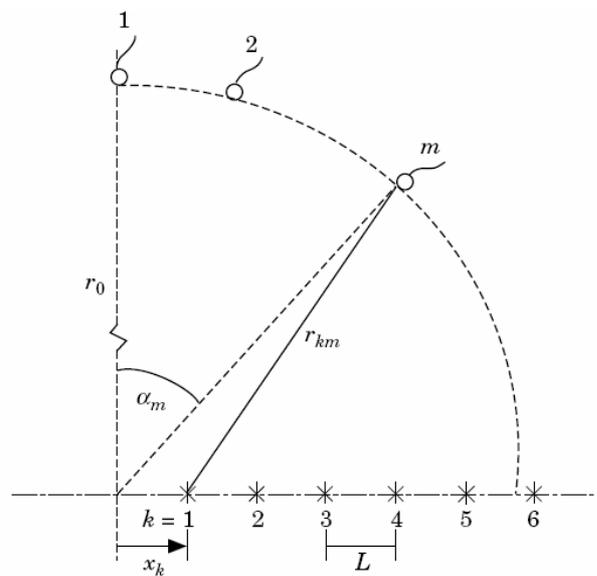


Figura A1.2 - Modelo geométrico

Na Fig. A1.2 as fontes estão igualmente espaçadas, L , tal que $x_k = kL$. Os microfones assumem posições localizadas em um arco polar de raio r_0 , sendo a posição do m -ésimo microfone definido pelo ângulo α_m , sendo $\text{sen}(\alpha_m) = m \text{sen}(\Delta)$, o que significa que os microfones estão espaçados por incrementos iguais de seno do ângulo α . As aproximações $r_{km} = r_0 - x_k \text{sen}(\alpha_m)$ e $r_{ln} = r_0 - x_l \text{sen}(\alpha_n)$ devem ser consideradas.

A partir das Eq.(A1.2) e (A1.3), e utilizando a definição de $T(p,q,k,l)$ na Eq. (A1.8), têm-se:

$$T(p,q,k,l) = \frac{1}{M} \sum_m \frac{1}{N} \sum_n \cos \left[\frac{\omega L \text{sen}(\Delta)}{a_o} \{(k-p)m - (l-q)n\} - \frac{\omega L}{U_c} \{(k-p) - (l-q)\} \right] \quad (\text{A1.11})$$

Com um valor ‘apropriado’ de $\left(\frac{\omega L}{a_o}\right)_{sen(\Delta)}$, a natureza oscilatória dos termos nesta equação (A1.11) sugere que $T(p,q,k,l) = 1$ se $k=p$ e $l=q$, e caso contrário, igual a 0. Substituindo este resultado na Eq.(A1.7), tem-se o resultado ideal $\tilde{S}(p,q) = b_{pq}$.

Analisando a Eq.(A1.11) têm-se que este resultado é equivalente a ter efetuado o cálculo da transformada discreta dupla de Fourier nos dados. Isto é esperado desde que a Transformada de Fourier seja bem conhecida.

É notado também que a aplicação da Eq. (A1.11) produz bons resultados quando a matriz geométrica T tem seus principais valores localizados na (ou próximo a) diagonal principal, $k=p, l=q$.

Fisher and Holland (1997) demonstra em seu trabalho, através de cálculos analíticos e simulações numéricas como esta técnica (PCT - Técnica da correlação polar) pode ser expandida e aplicada para utilização em sistemas com fontes coerentes, onde estes chegam à conclusão de que é necessária a utilização de múltiplos microfones de referência para trabalhar com este tipo de sistema (fontes coerentes).

ANEXO II

Método da Função de Coerência Parcial (PCF)

O método da Função de Coerência Parcial (*Partial Coherence Function - PCF*) é usado para determinar a única contribuição de uma fonte em um receptor utilizando a função densidade espectral de coerência residual. Esta é obtida removendo os efeitos de todas as fontes do sistema (exceto a única contribuição da fonte sobre investigação) do auto-espectro obtido no receptor (WANG AND CROCKER, 1983). A palavra ‘efeito’ se diz respeito à interferência causada por determinada fonte.

Os resultados da PCF são representados por notação simbólica, os quais consistem de termos $(\gamma^2_{ij.klm})$ e $(G_{ij.klm})$. Os termos denotados por $(\gamma^2_{ij.klm})$ representam as funções de coerência parcial e os termos denotados por $(G_{ij.klm})$ representam o auto-espectro residual ou densidade espectral cruzada residual.

O termo $(G_{ij.klm})$ precedido por um termo $(\gamma^2_{ij.klm})$ é a função densidade espectral de coerência residual. Por exemplo, considerando um sistema constituído de quatro fontes (x_1, x_2, x_3 e x_4) e um receptor (y), a notação $(\gamma^2_{1y.234})$ representa a coerência parcial entre a fonte x_1 e o receptor y sem os efeitos das fontes x_2, x_3 e x_4 . A notação $(G_{yy.234})$ representa o auto-espectro residual do receptor y devido somente ao efeito da fonte x_1 (retirando os efeitos provenientes das fontes x_2, x_3 e x_4). Neste caso, o termo $(\gamma^2_{1y.234} G_{yy.234})$ representa a densidade auto-espectral de coerência residual do receptor y devido à fonte x_1 , eliminando os efeitos das fontes x_2, x_3 e x_4 .

As funções de densidade auto-espectral residual de um sistema com múltiplas entradas ($x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$) e uma saída (y), ou seja, um sistema *MISO* (*Multiple input – Single output*), são calculadas usando as seguintes equações (BENDAT AND PIERSOL, 1986):

$$G_{yy.1} = G_{yy} (1 - \gamma_{1y}^2) \quad (\text{A2.1})$$

$$G_{yy.12} = G_{yy.1} (1 - \gamma_{2y.1}^2) \quad (\text{A2.2})$$

$$G_{yy.123} = G_{yy.12}(1 - \gamma_{3y.12}^2) \quad (\text{A2.3})$$

As funções parciais de coerência usadas nas Eq.(A2.1) a (A2.3) são obtidas utilizando as seguintes equações (BENDAT AND PIERSOL, 1986):

$$\gamma_{ny}^2 = \frac{|G_{ny}|^2}{G_{nn}G_{yy}} = \gamma_{yn}^2 \quad (\text{A2.4})$$

$$\gamma_{ny.1}^2 = \frac{|G_{ny.1}|^2}{G_{nn.1}G_{yn.1}} = \gamma_{yn.1}^2 \quad (\text{A2.5})$$

$$\gamma_{ny.12}^2 = \frac{|G_{ny.12}|^2}{G_{nn.12}G_{yy.12}} = \gamma_{yn.12}^2 \quad (\text{A2.6})$$

As funções de densidade espectral cruzada residual utilizadas nas equações (A2.4) a (A2.6) são obtidas a partir das seguintes equações (BENDAT AND PIERSOL, 1986):

$$G_{ny.1} = \frac{G_{11}G_{ny} - G_{n1}G_{1y}}{G_{11}} \quad (\text{A2.7})$$

$$G_{ny.12} = \frac{G_{22.1}G_{ny.1} - G_{n2.1}G_{2y.1}}{G_{22.1}} \quad (\text{A2.8})$$

$$G_{ny.123} = \frac{G_{33.12}G_{ny.12} - G_{n3.12}G_{3y.12}}{G_{33.12}} \quad (\text{A2.9})$$

onde os índices l , 2 , 3 , n e y podem ser trocados de posição, dependendo do resultado desejado.

É notável que os resultados das funções de densidade espectral de coerência residual são mais representativos para contribuição de fontes no receptor quando há pouca coerência entre as fontes.

ANEXO III

A Varredura Senoidal (*Sine Sweep*)

A varredura senoidal, ou, *sine sweep* é um sinal senoidal cuja frequência varia com o tempo, ou melhor, com uma função qualquer de t , $w(t)$. Se $w(t)$ for uma reta, então terá uma varredura linear.

A construção de uma varredura senoidal no domínio do tempo é facilmente compreendida utilizando as seguintes equações:

$$S(t) = A \sin(\varphi) \quad (\text{A3.1})$$

$$\varphi = \varphi_o + \Delta\varphi \quad (\text{A3.2})$$

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_o + \text{Inc}(\varphi) \quad (\text{A3.3})$$

onde $S(t)$ é a varredura linear, A é a amplitude, φ_o possui valor zero para a primeira amostra (primeiro ponto do sinal $S(t)$) e $\Delta\varphi_o$ para a primeira amostra depende da frequência inicial desejada para a varredura a ser construída, como mostrado na Eq. (A3.4):

$$\Delta\varphi_o = \frac{2\pi f_{\text{inicial}}}{f_s} \quad (\text{A3.4})$$

onde f_{inicial} é a frequência inicial da varredura e f_s é a frequência de amostragem.

O fator $\text{Inc}(\varphi)$ é dado por:

$$\text{Inc}(\varphi) = 2\pi \frac{f_{\text{final}} - f_{\text{inicial}}}{f_s N} \quad (\text{A3.5})$$

onde f_{final} é a frequência final da varredura e N é o número de pontos do sinal $S(t)$.

O grande interesse no emprego da varredura senoidal está na possibilidade de construir funções senoidais arbitrárias, isto é, com respostas em frequências quaisquer.

Na verdade a varredura senoidal é um caso particular da técnica geral de obter respostas impulsivas que utiliza FFT para passar do domínio do tempo para frequência e a IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) para o caminho inverso. Em tese, qualquer sinal pré-determinado pode ser utilizado como sinal de excitação nas técnicas de FFT.

O emprego da varredura senoidal é mais interessante não só pela possibilidade de criar sinais de excitação com resposta em frequência arbitrária, mas também porque há uma relação matemática bem definida entre a frequência da senóide e o instante de tempo em que ela está sendo “apresentada” ao sistema linear ensaiado, representada pela função no tempo, $w(t)$.

A técnica é melhor discutida na interessante revisão presente no artigo de Müller e Massarani (2001).

Quando se aplica uma varredura em um sistema, o que se faz é o excitar com uma determinada frequência em cada instante, sendo que, dependendo de como a frequência varia, pode-se ficar mais ou menos tempo excitando o sistema com a mesma frequência. Utilizando um caso limite como exemplo, um tom puro é uma varredura senoidal em que toda a energia (proporcional à duração do sinal) é empregada em uma única frequência.

A razão entre a energia que sai do sistema e a energia que nele foi injetada é a função de transferência do sistema para aquela frequência em particular. Ora, se em vez de um tom puro for injetado uma varredura senoidal com “lei de formação” conhecida, na prática se excita o sistema com um espectro amplo (limites de frequência da varredura) e com a quantidade de energia que se queira em cada frequência (duração da varredura para cada frequência).

Dividindo o espectro complexo da saída pelo da entrada, obtém-se a resposta em frequência complexa do sistema. A transformada inversa do espectro (IFFT) é a resposta impulsiva do sistema. A partir da resposta impulsiva é possível retirar os efeitos não desejados de eventuais reflexões que tenham contaminado o sinal final com um simples “janelamento” do sinal. Ou seja, com alguma manipulação algébrica, pode-se transformar a resposta impulsiva em uma resposta contínua, com as conseqüentes e inerentes vantagens desse feito.

Algumas recentes aplicações da varredura senoidal em acústica (*airborne acoustics*) podem ilustrar a diversidade da técnica (SOARES AND MÜLLER, 2001; SOARES; HOFFMANN; MÜLLER, 2002).

Mas o interesse do uso da varredura não é apenas esse. Como há uma lei de formação bem definida entre frequência instantânea e a fase do seno, o parâmetro “atraso de grupo” tem um significado claro na varredura. O atraso de grupo (τ) é a derivada da fase (Φ) em relação à frequência (f) multiplicada por uma constante ($-1/2\pi$), conforme a Eq. (A3.6).

$$\tau(f) = \frac{-1}{2\pi} \cdot \frac{d\Phi}{df} \quad (\text{A3.6})$$

Ao se dividir o espectro complexo da saída pelo da entrada (portanto da varredura), se obtém a resposta impulsiva, como para qualquer outro tipo de excitação. Mas como o atraso de grupo $\tau(f)$ está relacionado com o instante em que a frequência f foi apresentada ao sistema, a multiplicação pelo espectro inverso equivale a subtrair $\tau(f)$ para cada f .

Portanto frequências que tenham sido geradas pelo sistema (distorções harmônicas, por exemplo) vão aparecer no sinal de saída em instantes anteriores ao respectivo atraso de grupo. Como os atrasos de grupo são sempre maiores do que os instantes em que as distorções aparecem, as distorções são colocadas em instantes não causais na resposta impulsiva (ou transladadas para o final, no caso de deconvolução circular). Com o “janelamento” do sinal no tempo, as distorções podem ser eliminadas. Isso não é possível com outros tipos de excitação, pois as fases (e portanto os atrasos de grupo) são geralmente pseudo-aleatórias. O raciocínio apresentado não se aplicaria, nesse caso, e as distorções seriam difundidas ao longo de todo o espectro, diminuindo a relação sinal ruído.

ANEXO IV

Distribuições Tempo Freqüência (TFD)

A4.1 Introdução

É sabido que uma extensa classe de sinais pode ser expressa como a soma de uma série de senos e co-senos, conhecida como expansão em série de Fourier.

A transformada de Fourier tem sido a ferramenta mais utilizada para analisar o conteúdo em freqüência de um sinal. Contudo, utilizando somente o espectro de potência de um sinal não se pode fazer uma avaliação de como este conteúdo em freqüência se desenvolve com o tempo, mesmo considerando que a fase da resultante da transformada de Fourier se relacione com o deslocamento do espectro no tempo.

Assim sendo, as bases do espaço de funções, tempo e freqüência, podem ser didaticamente ilustrados como na Fig. A4.1, sendo a transformada de Fourier o operador que transporta uma série de um espaço para o outro de forma reversível.

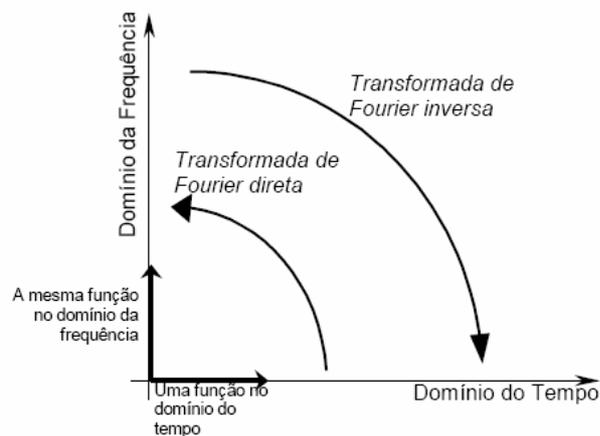


Figura A4.1 – Transformação de vetores entre os espaços tempo-freqüência.

As representações que descrevem o comportamento do conteúdo em freqüência de um sinal podem ser divididas em duas grandes categorias: representações lineares tais como a

transformada de Fourier e representações de forma quadrática tais como o espectro de potência.

A desvantagem da representação no domínio da frequência é que esta não contém nenhuma informação temporal, pois a base das funções de Fourier é ortogonal à base do tempo (COHEN, 1995) como se pode apreender com a ajuda do esquema da Fig. A4.1. Isto significa que, apesar de poder identificar todas as frequências que ocorrem no sinal, é impossível determinar a partir dos coeficientes calculados quando estas ocorrem.

Em determinado momento surge então a necessidade de gerar-se uma transformada que leve os vetores do domínio do tempo para um domínio não-ortogonal a este, um domínio onde ambas as informações estivessem presentes, conforme ilustrado na Fig. A4.2.

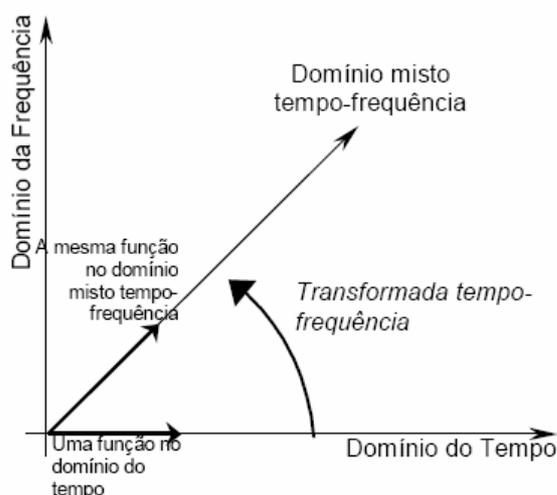


Figura A4.2 – Introdução da transformada Tempo-Frequência.

Deve ser observado que, como o novo domínio misto tempo-frequência não é ortogonal a nenhum dos domínios anteriores, tempo ou frequência, os vetores neste novo domínio misto trazem informação de ambos os domínios. Portanto a solução do problema resume-se em obter uma transformada adequada que relacione os vetores no domínio do tempo a vetores no domínio misto tempo-frequência. No entanto, existem duas formas de fazê-lo:

1. através da transformada Wavelet;
2. através das Distribuições Tempo-Frequência (TFDs).

Embora não tenha sido a primeira das distribuições tempo-frequência (a primeira foi a

Distribuição de Wigner-Ville), indiscutivelmente a mais utilizada é o espectrograma. Esta distribuição deve sua popularidade atual à simplicidade e ao simples entendimento de seu significado - o de um “espectro instantâneo” - que deriva da transformada de Fourier.

Dada a importância estratégica do espectrograma no entendimento da teoria das transformadas tempo-freqüência, sua idéia básica será apresentada, seguido da distribuição tempo-freqüência de Choi-Williams, as quais são focos desta dissertação.

A4.2 Espectrograma ou *Short Time Fourier Transform* (STFT)

O espectrograma, também chamado *Short Time Fourier Transform* (STFT), foi uma das primeiras técnicas tempo-freqüência e até hoje é a mais utilizada na análise de sinais transientes por ser rápida e ter interpretação simples, por ser uma derivação da transformada de Fourier.

A idéia básica do espectrograma é simples: ao invés de tomar-se a transformada de Fourier de todo o sinal de uma vez, divide-se o sinal em partes e então se calcula o espectro de cada parte em separado. Esta divisão pode ser feita utilizando-se uma função de *enjanelamento* (ou *windowing*, em inglês) $h(t)$, centrada num instante t , que irá “fatiar” a função original $f(t)$ em pedaços.

Para ilustrar melhor como este enjanelamento pode ser realizado, é apresentado, na Fig. A4.3, um exemplo onde um sinal cuja freqüência instantânea é linearmente crescente - também conhecido como *chirp* linear - foi fatiado por uma janela retangular de largura total 0,25s, mostrada na Fig. A4.4. Este processo de fatiamento seguido da análise espectral é intuitivo e pode fornecer um bom indicativo da dependência do conteúdo do espectro com o tempo.

Formalmente, a função “fatiada” $f_i(\tau, t)$ pode ser descrita pela Eq. (A4.1):

$$f_i(\tau, t) = f(\tau)h(\tau - t) \quad (\text{A4.1})$$

onde sua Transformada de Fourier é dada por:

$$F_i(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} f_i(\tau, t) e^{-i\omega\tau} d\tau = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)h(\tau - t) e^{-i\omega\tau} d\tau \quad (\text{A4.2})$$

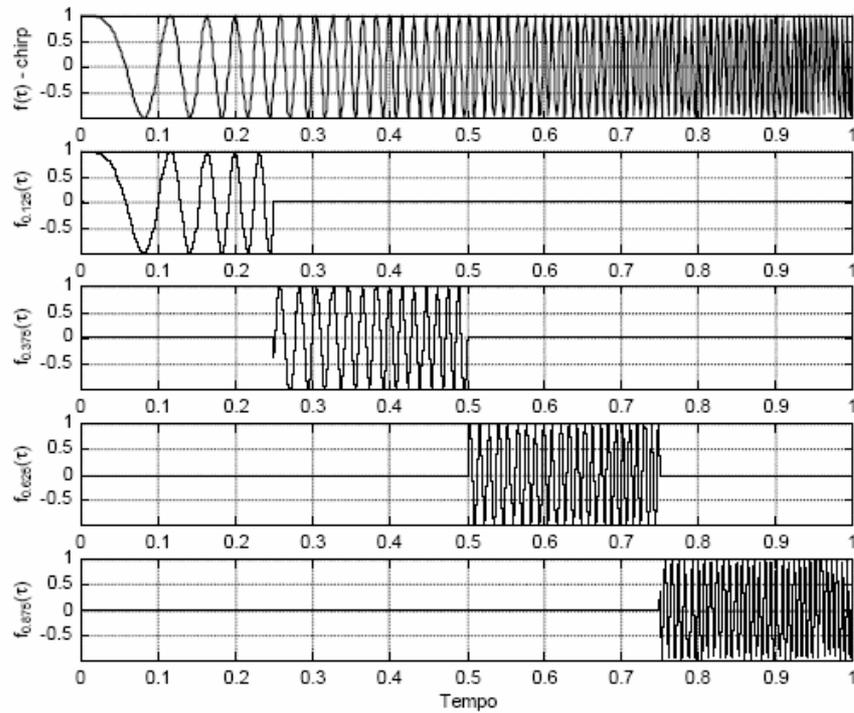


Figura A4.3 – Sinal decomposto por janela retangular de largura 0,25 s.

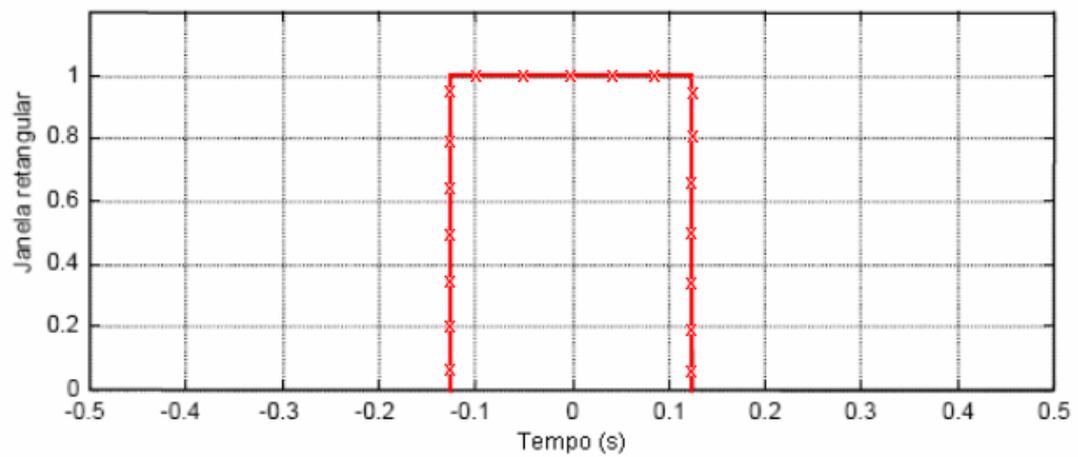


Figura A4.4 - Janela retangular

Define-se então o espectrograma como o conjunto dos quadrados dos módulos dos espectros das fatias:

$$SP(\omega) = |F_t(\omega)|^2 = \int R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (\text{A4.3})$$

onde $R(\tau)$ é a função de auto correlação do sinal em questão e é calculada por:

$$R(\tau) = \int f(t)f^*(t-\tau)dt \quad (\text{A4.4})$$

onde o símbolo * indica complexo conjugado.

A Eq. (A4.3) não é uma função do tempo, a qual indica quanta energia está presente na frequência ω dentro de um período completo. Mas ela mostra como o espectro está distribuído ao longo do tempo. Com base na Eq. (A4.3), não há como dizer se o espectro de potência do sinal está variando no tempo. Portanto, o espectro de potência padrão é inadequado para descrever sinais cujo conteúdo em frequência tenha alguma variação temporal, como por exemplo, sinais de vibração.

Uma forma que permite representar um espectro variável no tempo é expressar a função de auto-correlação de uma maneira dependente do tempo $R(t,\tau)$. Ou seja, obter $R(\tau)$ para cada instante de tempo t . Logo, a transformada de Fourier resultante desta nova função de auto-correlação em relação à variável τ , é também uma função do tempo:

$$SP(t, \omega) = \int R(t, \tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (\text{A4.5})$$

sendo $SP(t, \omega)$ o espectro de potência dependente do tempo e $R(t, \tau)$ a função de auto-correlação instantânea que é determinada através dos produtos dos pedaços do sinal em instantes de tempo no futuro $s(t+\tau/2)$ e no passado $s(t-\tau/2)$, identificando então as variações do conteúdo em frequência do sinal (Eq. A4.6).

$$R(t, \tau) = f\left(t + \frac{\tau}{2}\right) f^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \quad (\text{A4.6})$$

No entanto, há um grande paradoxo no uso do espectrograma. Se a janela usada tem longa duração, perde-se resolução no tempo e se ganha resolução em frequência. Por outro lado, se a janela é de curta duração, perde-se em frequência e se ganha no tempo. A regra então é: quanto mais curta a janela, mais perto do domínio no tempo; quanto mais larga, mais perto do domínio da frequência. O ideal então é tentar-se buscar para cada tipo de sinal um meio-termo, de maneira a melhor representar o sinal estudado.

Como se verá adiante, as técnicas bilineares (as distribuições tempo-freqüência ou TFDs) são bem mais eficazes, isto é, melhores que o espectrograma no momento de gerar um gráfico. Apesar disso o espectrograma continuará a ser mais eficiente, ou seja, realizará um trabalho de menor qualidade, porém, num tempo bastante menor se comparado com as técnicas descritas nos próximos itens.

A4.3 Distribuições Tempo- Freqüência (TFD)

A4.3.1 A Classe de Cohen

Cohen (1995) percebeu que todas as distribuições tempo-freqüência podem ser generalizadas de forma a pertencerem a uma única família, chamada por homenagem ao seu criador de *classe de Cohen*. Também é comumente conhecida como *Generalized Time-Frequency Distribution* (GTFD). Como já citado acima, a generalização proposta por Cohen afirma que qualquer distribuição tempo-freqüência $C_f(t, \omega)$ pode ser escrita como a transformada de Fourier de uma função de auto-correlação $R(t, \tau)$ da função $f(t)$ (Eq. A4.5).

Sendo a função de auto-correlação dada por:

$$R(t, \tau) = \frac{1}{2\pi} \int FA(\nu, \tau) \Phi(\nu, \tau) e^{j\nu t} d\nu \quad (\text{A4.7})$$

onde $FA(\nu, \tau)$ é a função de ambigüidade simétrica dada pela Eq. (A4.8), $\Phi(\nu, \tau)$ é a função janela núcleo bidimensional e ν representa a variável freqüência (ω) discreta no domínio de ambigüidade.

$$FA(\nu, \tau) = \int f\left(t + \frac{\tau}{2}\right) f^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j\nu t} dt \quad (\text{A4.8})$$

A principal função da janela $\Phi(\nu, \tau)$ é eliminar os termos cruzados da distribuição.

Existem vários núcleos desenvolvidos, cada qual com suas propriedades particulares que os tornam vantajosos ou não para determinado tipo de aplicação.

Existem quatro razões muito fortes para representar uma distribuição tempo-freqüência através de seu núcleo $\Phi(\nu, \tau)$, as quais são listadas a seguir:

1. Se existe uma propriedade especial que se deseja que a distribuição atenda, quase sempre será possível exigi-la diretamente de seu núcleo e, via de regra, a equação é mais simples.
2. Dada uma distribuição, todas as suas propriedades podem ser avaliadas por simples inspeção de seu núcleo.
3. Dado um núcleo, a distribuição é fácil de ser calculada.
4. Pode-se criar uma rotina computacional genérica para o cálculo das distribuições, se implementado um ou outro núcleo com poucas alterações no código.

A4.3.2 Distribuição Tempo-Frequência de Choi-Williams (CWD)

A função núcleo a ser utilizada na Eq. (A4.7) para caracterizar a distribuição de Choi-Williams é dada por:

$$\Phi(\nu, \tau) = e^{[-\sigma(\nu\tau^2)]} \quad (\text{A4.9})$$

Assim, a respectiva função generalizada de autocorrelação temporal indexada é dada pela Eq. (A4.10) (CHOI AND WILLIAMS, 1989):

$$R(t, \tau) = \int \left[\frac{1}{\sqrt{\frac{4\pi\tau}{\sigma}}} e^{\left(\frac{-(\nu-t)^2}{4\tau^2/\sigma}\right)} f\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \right] d\nu \quad (\text{A4.10})$$

onde $\sigma (\sigma > 0)$ é o parâmetro que controla a velocidade de decaimento. Valores de σ elevados implicam em uma alta taxa de decaimento da função núcleo ao longo dos eixos ν e τ , ou seja, menores serão os pesos que irão ponderar a função de ambiguidade simétrica ($FA(\nu, \tau)$) para valores distantes da origem, causando uma atenuação dos termos cruzados de interferência. Uma faixa de valores aceitáveis para σ deve estar situada entre 0,05 e 10 (CHOY AND WILLIAMS, 1989).

Um dos inconvenientes para o cálculo da distribuição de Choi-Williams é o seu elevado custo computacional requerido na sua implementação numérica, pois cada ponto no domínio tempo-frequência da CWD é o resultado do algoritmo da FFT aplicado à convolução de $R(t, \tau)$ com $\Phi(\nu, \tau)$ ou da FFT 2D em $FA(\nu, \tau)$. Contudo, com a capacidade de processamento das máquinas atuais isto deixa de ser um fator limitante.

Outra desvantagem das distribuições quadráticas bidimensionais de energia é a necessidade de uma frequência de amostragem quatro vezes maior do que a maior frequência que se deseja observar no fenômeno. Além destes inconvenientes, existe uma grande dificuldade para interpretação dos gráficos resultantes.

Livros Grátis

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

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

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

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

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