

CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM BARREIRA ACÚSTICA

Marilda Duboc

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Mecânica.

Orientadores: Jules Ghislain Slama
Ricardo Eduardo Musafir

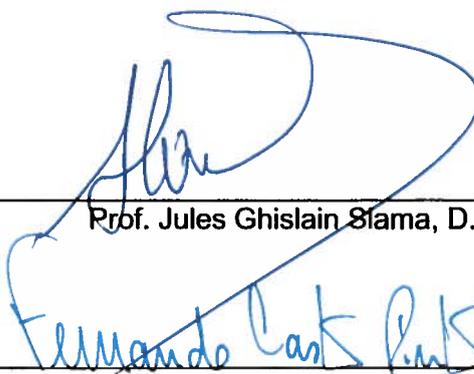
Rio de Janeiro
Janeiro de 2015

CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM BARREIRA ACÚSTICA

Marilda Duboc

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA MECÂNICA.

Examinada por:



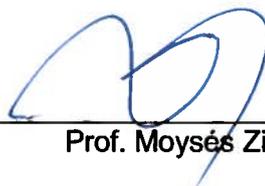
Prof. Jules Ghislain Sfama, D. Sc.



Prof. Fernando Augusto de Noronha Castro Pinto, Dr.-Ing.



Profa. Mariane Rembold Petraglia, Ph. D.



Prof. Moysés Zindeluk, D. Sc.



Prof. Samir Nagi Yousri Gerges, Ph. D.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

JANEIRO DE 2015

Duboc, Marilda

Controle Ativo de Ruído em Barreira Acústica/Marilda Duboc. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2015.

IX, 207 p.: il.; 29,7 cm

Orientador(s): Jules Ghislain Slama

Ricardo Eduardo Musafir

Tese (doutorado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Mecânica, 2015.

Referências Bibliográficas: p. 187-194.

1. Controle Ativo. 2. Ruído. 3. Barreira. 4. Helicóptero. I. Slama, Jules Ghislain *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Mecânica. III. Título.

Dedico este trabalho aos meus pais
Amália Fioravante Duboc e Thomaz Duboc.

Agradecimentos

Aos meus orientadores Professor Jules Slama e Ricardo Musafir pela orientação e amizade, em que cada um à sua maneira, o primeiro com sua enorme criatividade, compreensão e grande generosidade e o segundo com compreensão, paciência, e alto grau de exigência, buscaram tornar o trabalho o melhor possível.

Ao Professor Walter Suemitsu pelo apoio e compreensão. Ao Prof. Fernando Pinto pela colaboração e boas ideias na parte experimental. A Rosana Torres pelo carinho e compreensão.

As amigas e colegas Ana Paula Gama, Jeanne Barros e Tarcilene Heleno pelas contribuições com a tese e apoio nos momentos difíceis.

Ao professor Luiz Antonio Vaz por disponibilizar um experimento no laboratório LEME/LEDAV e a Elisa Lessa pelo grande auxílio no trabalho desenvolvido para a Qualificação.

Ao meu filho Matheus Duboc e a Cesar Chevrand pelo enorme carinho e paciência.

À Vera Noronha, secretária acadêmica do Programa de Engenharia Mecânica, pela disposição em sempre resolver os problemas e a todos os colegas do LAVI, sempre tão atenciosos.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM BARREIRA ACÚSTICA

Marilda Duboc

Janeiro/2015

Orientadores: Jules Ghislain Slama
Ricardo Eduardo Musafir

Programa: Engenharia Mecânica

Este trabalho estuda um método de controle ativo de ruído a ser aplicado em helipontos através da associação do controle ativo por filtragem adaptativa com barreira acústica passiva, considerando a difração e sensoriamento de campo próximo. O controle ativo tem por objetivo melhorar o desempenho da barreira acústica nas baixas-frequências criando uma “borda macia ativa” em seu topo. As equações para o controle ativo de ruído em campo livre com a perda por inserção de barreira ativa são descritas analiticamente e são feitas simulações e experimentos com uma barreira ativa. O algoritmo para o controle ativo por alimentação direta e realimentação através da filtragem adaptativa são desenvolvidos nos softwares MATLAB e LabVIEW. As técnicas de controle ativo de ruído por alimentação direta e por realimentação, bem como uma pequena modificação na técnica da alimentação direta para melhorar o desempenho com o ruído de helicóptero, são implementadas e avaliadas experimentalmente para tons puros e para o ruído de helicóptero. Os resultados experimentais observados corroboram os resultados previstos na simulação.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

ACTIVE NOISE CONTROL IN ACOUSTIC BARRIERS

Marilda Duboc

January/2015

Advisors: Jules Ghislain Slama

Ricardo Eduardo Musafir

Department: Mechanical Engineering

This work studies an active noise control method to be applied in helipads by combining the active control by adaptive filtering with passive acoustic barrier, considering diffraction and near-field sensing. The active control aims to improve the performance of noise barrier at low-frequency range by setting an active soft edge at the barrier top. The equations for the active noise control in free field with the active barrier insertion loss are described analytically and simulations and experiments are made with an active barrier. The adaptive filter algorithm for feedforward and feedback active noise control are developed in MATLAB and LabVIEW softwares. The active noise control systems, feedforward and feedback, and a small change in the feedforward control to improve the performance with the noise of the helicopter are implemented and evaluated experimentally for pure tones and helicopter noise. The experimental results agree with those predicted in the simulation.

SUMÁRIO

CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM BARREIRA ACÚSTICA

Capítulo 1. INTRODUÇÃO	1
Capítulo 2. CONTROLE ATIVO DE RUÍDO.....	10
Capítulo 3. ASPECTOS ACÚSTICOS DO CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM PROPAGAÇÃO UNIDIMENSIONAL E EM CAMPO LIVRE.....	16
3.1 - Controle ativo de ruído em propagação unidimensional.....	16
3.2 - Controle ativo em campo livre.....	19
Capítulo 4. SISTEMAS DE CONTROLE ATIVO DE RUÍDO ATRAVÉS DA FILTRAGEM ADAPTATIVA.....	23
4.1 - Filtros digitais.....	23
4.1.1 - A resposta ao impulso.....	24
4.1.2 - Filtros FIR e Filtros IIR	26
4.1.3 - Função de transferência de um filtro.....	26
4.1.4 Comprimento e ordem de um Filtro FIR.....	27
4.2 - Sinais aleatórios.....	28
4.2.1- Matriz de Autocorrelação.....	28
4.3 - Filtro adaptativo.....	29
4.3.1 - Filtro de Wiener.....	30
4.3.2- O Algoritmo LMS (Least-Mean-Square).....	32
4.4 - Sistemas de controle por alimentação direta (Feedforward), de banda larga, monocal.....	34
4.5.1 - O caminho secundário.....	35
4.5.2 - O algoritmo fx-LMS.....	36
4.5 - Sistema de controle por alimentação direta de banda estreita.....	38
4.6 - Sistema de controle por realimentação (<i>feedback</i>).....	38
4.7 - Sistema de controle global e sistema de controle diagonal.....	41
4.8 - Desempenho de um sistema de controle ativo de ruído adaptativo.....	42
Capítulo 5. APLICAÇÃO DO CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM BARREIRAS ACÚSTICAS.....	43
5.1 - Aspectos acústicos do controle ativo em barreiras.....	47
5.1.1 Teoria Geométrica da Difração para o caso do campo difratado por uma borda reta.....	50
5.2 - Posicionamento da fonte secundária e do microfone de erro.....	51

Capítulo 6. EXPERIMENTOS E RESULTADOS SEM A BARREIRA ACÚSTICA E COM TOM PUROS.....	60
6.1 - Primeiros experimentos – técnica da alimentação direta (Feedforward).....	65
6.1.1 Implementação do controle ativo por alimentação direta.....	65
6.1.2 Aspectos do controle ativo por filtragem adaptativa.....	70
6.1.3 Resultados.....	74
6.2 - Primeiros experimentos - técnica da realimentação (Feedback).....	79
6.2.1 Implementação do controle ativo por realimentação.....	79
6.2.2 Identificação do Caminho Secundário para o controle ativo por realimentação.....	84
6.2.3 Resultados.....	90
Capítulo 7. RUÍDO DE HELICÓPTERO.....	100
7.1 - Experimentos de controle ativo de ruído de helicóptero por alimentação direta	111
7.2 - Experimentos de controle ativo de ruído de helicóptero por alimentação direta com ruído branco.....	124
7.3 - Comparação entre o controle ativo de ruído de helicóptero com ou sem adição de um ruído branco.....	143
7.4 - Experimentos com controle ativo de ruído de helicóptero por Realimentação	147
7.5 - Sumário dos resultados com os experimentos com as técnicas de controle por alimentação direta realimentação.....	153
Capítulo 8. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTOS COM A BARREIRA ATIVA DE RUÍDO.....	156
8.1 - Resultado do controle de barreira ativa por simulação.....	158
8.2 - Resultado dos experimentos com barreira ativa.....	165
Capítulo 9. CONCLUSÃO.....	182
Capítulo 10. REFERÊNCIAS.....	187
APÊNDICES	
A.....	195
B.....	197

CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM BARREIRA ACÚSTICA

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

O ruído ambiental tem sido um problema crescente nas cidades. Em cidades cada vez mais populosas nos dias atuais, a mobilidade urbana tem sido um dos grandes desafios dos gestores públicos. O aumento no número de veículos, engarrafamentos gigantescos, construção de novas rodovias passando por locais densamente habitados são algumas das causas do excesso de ruído nas cidades. O adensamento urbano traz ainda uma demanda concorrente pelo uso do solo. Áreas, que antes se destinavam exclusivamente ao uso residencial, vão se transformando em áreas mistas ou comerciais com um incremento no fluxo de pessoas e veículos.

Neste contexto de concorrência por espaço e de busca por mobilidade, cada vez mais helipontos procuram se instalar em locais densamente povoados. Cidades como São Paulo e Rio de Janeiro registram crescimento no número de helipontos, que são construídos em novos edifícios ou adaptados em prédios antigos, e tem modificado o cenário arquitetônico da cidade. Há ainda a demanda crescente por implantação de helipontos e heliportos em solo. Segundo levantamento realizado pela Abraphe (Associação Brasileira dos Pilotos de Helicóptero), a cidade de São Paulo detém a maior frota de helicópteros por cidades do mundo, com mais de 400 aeronaves registradas e com a maior quantidade de operações diárias: em torno de 2000 pousos e decolagens/dia, em estudo concluído em agosto de 2013.

Com a mobilização da sociedade, que se vê incomodada pelo ruído de aeronaves e aeroportos, uma das direções seguidas para efetivar um maior controle deste tipo de ruído tem sido a criação de leis mais restritivas.

Citando ainda como exemplo a cidade de São Paulo, em 23 de outubro de 2009 foi promulgada a Lei 15.003 que regulamenta a construção, reforma e ampliação e operação em aeródromos, heliportos e helipontos na cidade. Em seu artigo 40-A a lei exige, para obtenção do licenciamento, o Estudo de Impacto de Vizinhança (EIV-RIV), no caso dos helipontos, ou Estudo de Impacto Ambiental (EIA-RIMA), no caso dos heliportos. Nesses estudos deve ser feita uma análise dos efeitos positivos e negativos do empreendimento ou atividade quanto à qualidade de vida da população residente na área e suas proximidades, levando em consideração, em relação ao ruído, os pontos abaixo:

- ruído emitido pelo pouso e decolagem de helicópteros no heliponto ou heliporto, com base no maior helicóptero previsto para o local;
- ruído de fundo do local de implantação, medido em dia útil, durante o período proposto para o funcionamento do heliponto ou heliporto;
- indicação do horário de funcionamento, compreendido entre 6 h e 23 h;
- avaliação do nível de pressão sonora resultante das operações do heliponto ou heliporto, de acordo com o disposto nas normas técnicas brasileiras, bem como nas disposições legais, não podendo o ruído emitido pelo helicóptero ultrapassar o limite máximo de 95 dB na operação de pouso e decolagem, medido na plataforma;
- observância de raio de 300m em relação a estabelecimentos de ensino, hospitais, creches, asilos, orfanatos, sanatórios, casas de repouso e geriátricas e equipamentos públicos relevantes, não se aplicando essa exigência aos helipontos e heliportos situados em hospitais, órgãos públicos de policiamento, segurança ou defesa nacional, e sede dos governos municipal e estadual.

Em outubro de 2001, todos os Estados participantes da Organização da Aviação Civil Internacional (OACI), organismo especializado das Nações Unidas para promover o desenvolvimento seguro e ordenado da aviação civil internacional, adotaram a Resolução A33/7 que define os conceitos da Abordagem Equilibrada no gerenciamento do ruído em aeroportos. O conceito de Abordagem Equilibrada consiste em integrar as diversas políticas de controle de ruído adotadas em vários países, considerando 4 aspectos:

1. Atenuação do ruído na fonte;
2. Planejamento e gestão do uso do solo no entorno dos aeroportos;
3. Procedimentos operacionais;
4. Restrições operacionais.

A redução de ruído na fonte consiste na redução da emissão sonora dos motores e do ruído aerodinâmico das aeronaves. Este procedimento depende de avanço tecnológico. As recomendações da OACI adotam o sistema de certificação de aeronaves em função do nível de ruído produzido buscando restringir o uso de aeronaves ruidosas.

Em relação ao planejamento do uso do solo, busca-se a redução da população submetida à exposição sonora através da restrição ou proibição do uso e ocupação do solo nas áreas adjacentes ao aeroporto. Em geral, escolas, hospitais, instituições religiosas e bibliotecas são usos do solo considerados incompatíveis com atividades aeronáuticas, sendo aconselhável a implantação de áreas industriais ou comerciais.

Outras medidas são a divisão em zonas de ruído, implantação de medidas de mitigação como programas de isolamento das edificações, uso de instrumentos financeiros como taxas relacionadas ao ruído aeroportuário (Carvalho, 2010).

Quanto aos procedimentos operacionais para redução de ruído, são propostas modificações nos procedimentos operacionais das aeronaves como adoção de procedimentos de pousos, aproximações e decolagens com níveis de ruído reduzidos, e utilização de rotas e pistas preferenciais, sendo consideradas pela OACI como as medidas de mais fácil implementação.

Ainda de acordo com a abordagem equilibrada, as restrições operacionais para aeronaves são definidas como quaisquer ações relacionadas com ruídos que limitam ou reduzem o acesso de uma aeronave a um aeroporto. As restrições de operações podem limitar o acesso de todas as aeronaves durante certas horas do dia ou proibir alguns tipos de aeronaves em um aeroporto. A retirada de operação parcial ou total das aeronaves muito ruidosas também faz parte desta abordagem.

A OACI reconheceu que o processo para implementação das medidas a serem adotadas, segundo a Abordagem Equilibrada, é de responsabilidade de cada Estado contratante, que deve propor ferramentas e desenvolver soluções adequadas para os problemas de ruído em seus aeroportos.

O estudo pioneiro sobre a reação da comunidade ao ruído de vários meios de transporte, pesquisa publicada por Shultz em 1978 (Gama, 2012), tem sido a base para

muitos países, inclusive o Brasil, estruturar as suas políticas de controle do ruído aeroportuário. O trabalho de Shultz relaciona percentuais de pessoas “altamente incomodadas” e níveis sonoros expressos na métrica DNL. De lá pra cá, estudos de sensibilidade, desenvolvimento de indicadores, propostas de novas métricas e outras ferramentas têm sido estudadas para auxiliar, avaliar e estabelecer o controle do ruído aeroportuário, dentro dos princípios da abordagem equilibrada.

No Brasil, segundo a legislação aeronáutica e a legislação urbana, o controle do ruído dos aeródromos se dá através do estabelecimento para cada aeroporto do plano de zoneamento de ruído.

O plano de zoneamento de ruído tem por finalidade reduzir a possibilidade de invasão das regiões próximas aos aeródromos por atividades sensíveis ao ruído. Os planos de zoneamento podem ser básicos (PBZR) ou específicos (PEZR), ficando a cargo do empreendedor, pela atual regulamentação, a escolha entre um e o outro plano.

As curvas de ruído do plano básico, que originalmente era aplicado a aeródromos de pequeno porte, não precisam de estudos detalhados e têm uma geometria pré-estabelecida. Já as curvas de ruído do plano específico são elaboradas obrigatoriamente por meio de um programa computacional. São utilizados como dados de entrada, a média diária dos movimentos anuais, os tipos de aeronaves, suas rotas e procedimentos, a distribuição dos movimentos por cabeceira e o percentual de voos noturnos, particularidades do uso do solo de cada região, entre outros aspectos, resultando em curva de ruído e restrições de uso do solo distintas para cada aeródromo.

O programa computacional Integrated Noise Model (INM) elaborado pela Federal Aviation Administration e adotado no Brasil, serve para prever o impacto sonoro em aeroportos onde operam os dois tipos de aeronaves, tendo integrado o ruído de helicópteros à sua metodologia somente em 2007 (Gama, 2012).

Para o caso de helipontos, para obtenção das curvas de ruído, são adotados como base, círculos com raios de 100m e 300m traçados a partir do centro da área de toque e que correspondem às curvas DNL 75 dB(A) e 65 dB(A), respectivamente. A curva de 300m é o separador no interior da qual é proibida a instalação de atividades sensíveis ao ruído, como escolas, hospitais e residências (Gama, 2012).

Com relação à adoção da abordagem equilibrada para ruído de helicópteros, o número de trabalhos é bem pequeno. RODRIGUES (2008) considerou o aumento do tráfego de helicópteros proveniente da exploração *off-shore* num aeroporto urbano. Propôs medidas de mitigação para as edificações mais sensíveis ao ruído, levando em conta o enfoque balanceado.

Gama (2012) apresenta uma nova abordagem para avaliação do impacto sonoro do tráfego de helicópteros em áreas urbanas, tendo em vista que a atual abordagem utiliza a mesma metodologia desenvolvida para aviões, o que, segundo a autora, podem resultar em áreas de restrição de uso do solo subestimadas, dadas as peculiaridades do ruído de helicóptero, e gerar conflitos com a população residente. Propôs uma matriz para o cálculo do número máximo de operações em um heliporto, para uma determinada rota, além de recomendação do aumento da altitude do voo de 150m para 300m, o que resultaria numa redução de até 5 dB(A) nos níveis de ruído ao longo das rotas.

A utilização de barreiras acústicas em aeroportos para controle do ruído emitido por aviões quando no solo foi objeto de estudo de Morais (2008). A proposta desse trabalho foi verificar a eficiência das barreiras acústicas e seu dimensionamento a custos acessíveis quando implantadas ao longo da pista de pouso e decolagem.

A abordagem equilibrada busca o controle do ruído aeroportuário através de restrições do uso do solo, procedimentos de voos mais adequados, busca por aeronaves menos ruidosas e restrições ao uso das mais ruidosas. Essas são medidas de controle de enfoque global, tendo em vista que o ruído dos aviões se estende em uma área geográfica grande, onde é necessário levar em consideração não somente o momento dos pousos e decolagens, mas também as rotas, considerando o sobrevoo em pequena altitude. Por sua vez, os Planos de Zoneamento de Ruído dos aeródromos resultam basicamente em restrições de uso do solo no entorno.

Porém, no caso específico dos helicópteros, dadas as características de grande mobilidade e necessidade de uma pista de pouso relativamente pequena, medidas de restrição do uso do solo a esta atividade vão de encontro ao fato de que o maior interesse pela instalação de helipontos é preferencialmente em áreas urbanas já consolidadas, e muitas vezes densamente povoadas.

Este trabalho propõe desenvolver um método de controle de ruído dos helipontos através da utilização de barreiras associadas ao controle ativo de ruído em campo livre, também chamadas de barreiras ativas de ruído, a serem instaladas nas proximidades de helipontos e heliportos. Também é possível pensar neste tipo de dispositivo para testes de motores em aeroportos. Para tanto serão comparadas as técnicas da alimentação direta e da realimentação com filtragem adaptativa instalados no topo da barreira.

A utilização de um sistema de controle ativo de ruído em barreira acústica tem por objetivo possibilitar o aumento da eficiência da barreira sem aumentar a sua altura e

criar uma região de sombra ao ruído emitido nos pousos e decolagens de helicópteros, para as áreas mais sensíveis ao ruído.

A busca por controle do ruído emitido pelos helipontos, através da instalação de mecanismos de controle em suas proximidades, é uma tentativa de compatibilizar a implantação de helipontos em áreas urbanas já consolidadas, contribuindo para a minimização do impacto negativo causado nas áreas mais sensíveis ao ruído, sem prejuízo da análise feita através da abordagem balanceada.

O controle ativo é uma metodologia de controle de ruído em que a atenuação em uma determinada região, se dá através da utilização de outro ruído, utilizando para este fim, um sistema eletroacústico composto por sensores de medição e atuadores.

A implementação do controle ativo de ruído se deu principalmente a partir dos anos 80 com a evolução do processamento de sinais e do aparecimento de algoritmos adaptativos. Neste período, a maioria das aplicações de controle do ruído foi feita em dutos. Nos anos 90, o controle ativo evoluiu para outras aplicações como máquinas, automóveis, cabines de avião e em aplicações comerciais como protetores auriculares, tendo como trabalhos de referência os de NELSON E ELLIOT (1992) e de KUO E MORGAN (1996).

Em campo livre, o controle ativo de ruído, entre outras aplicações, tem buscado desenvolver as barreiras ativas de ruído. Ainda nos anos 90 foram feitos os primeiros estudos sobre a eficácia de barreira ativa de ruído por OMOTO e FUGIWARA em 1993 (DUHAMEL, 1995) para fontes compactas e imóveis.

As barreiras acústicas geralmente são utilizadas no controle do ruído de tráfego de veículos e no controle do ruído industrial. As barreiras ativas de ruído têm buscado o controle do ruído do tráfego de veículos. Não foram encontrados ao longo deste trabalho, estudos a respeito do uso de barreiras acústicas, e em especial barreiras acústicas ativas, para controle do ruído de helicópteros em heliponto,

O controle ativo de ruído tem por característica, a eficácia nas baixas frequências. Barreiras acústicas por sua vez tem maior eficiência nas frequências mais altas, o que torna interessante a atuação em conjunto dos dois sistemas, passivo e ativo.

MORAIS (2008) estudou a eficiência das barreiras acústicas (passivas) em aeroportos e seu dimensionamento, quando implantadas ao longo da pista de pouso e decolagem de aviões. Porém em suas conclusões verificou que uma das maiores dificuldades à implantação deste instrumento ao longo da pista é a altura necessária da barreira.

Encontrou como altura média necessária 8m e comprimento mínimo de 1900m. Como próximo à pista há uma declividade para escoamento fluvial, a altura da barreira deveria ser elevada (chegando a 15m) para vencer este desnível, tornando altos os custos com a estrutura e fundação, devido à ação do vento, peso da barreira, além da grande extensão da barreira.

A viabilidade da utilização de barreiras ativas em helipontos se verifica porque o método de controle ativo de ruído pretendido busca aumentar a eficiência da barreira, sem aumentar sua altura. O perímetro de uma pista de heliponto é relativamente pequeno quando comparado à extensão de uma pista de pouso de aviões, podendo ainda a barreira ativa não abranger todo o perímetro do heliponto, apenas se interpor entre as áreas mais sensíveis e a pista.

Entre as dificuldades de implantação, há o fato de que a fonte primária é móvel (durante os pousos e decolagens). OMOTO, MORIE E FUJIWARA (2001) estudaram a performance de algoritmos adaptativos para sistema de controle ativo com fontes móveis. Através de simulação, fizeram um estudo comparativo da performance dos algoritmos NLMS (Método dos mínimos quadrados normalizado), RLS (Mínimos quadrados recursivo) e Fx-LMS (Método dos mínimos quadrados com x filtrado) para o controle ativo de uma fonte móvel, com o uso da técnica da alimentação direta. Como conclusões do estudo, foi apontado entre os algoritmos comparados, o Fx-LMS como o de melhor desempenho para controlar o ruído de uma fonte móvel.

A barreira ativa proposta neste trabalho utiliza elementos do controle ativo no topo da barreira acústica para aumentar sua eficiência, criando uma região absorvente em sua borda, na região de difração. Serão consideradas duas técnicas de controle ativo de ruído, a técnica Feedforward (alimentação direta) e a técnica Feedback (realimentação).

A técnica da alimentação direta utiliza, para o controle ativo, dois microfones. Um microfone para captar o ruído que se deseja controlar, e outro microfone localizado a posteriori da fonte secundária. A técnica da realimentação aparentemente se mostra promissora para o controle ativo instalado no topo da barreira, tendo em vista que ela utiliza um único microfone, não sendo necessário monitorar a fonte primária através de um outro microfone.

O controle ativo de ruído nas duas técnicas será implementado com a abordagem adaptativa. O algoritmo desenvolvido para utilização da técnica da alimentação direta terá como base o algoritmo dos mínimos quadrados (LMS) e para a técnica da realimentação terá como base o x-filtrado-LMS (Fx-LMS). Será feita, em experimento, uma comparação entre as técnicas da alimentação direta e a técnica da realimentação.

Em barreira com controle ativo de ruído, o conceito da realimentação tem sido implementado em geral com método de controle com resposta ao impulso infinita. Não foram encontrados trabalhos que considerem a técnica da realimentação em uma abordagem adaptativa, com filtro FIR (Filtro de comprimento de resposta ao impulso finita). O ruído a ser controlado será estudado, através da análise de seu espectro de potência, com objetivo de perceber as dificuldades de se obter o controle ativo deste tipo de ruído. O fato do helicóptero estar pousando ou decolando em heliportos, e portanto o ruído ter um caráter móvel, não será modelado e pode ser objeto de estudo futuro.

O Capítulo 2 apresenta uma introdução ao tema do controle ativo de ruído, abordando as técnicas de controle e formas de arranjos usualmente empregadas. A seguir é apresentada uma revisão bibliográfica, destacando avanços do controle ativo de ruído sem a pretensão de esgotar o assunto.

O Capítulo 3 apresenta um estudo teórico das características acústicas do controle ativo de ruído em dutos retos. A seguir apresenta um estudo teórico das características acústicas do controle de ruído em campo livre e apresenta um estudo do comportamento do controle ativo de ruído em campo livre baseado no sensoriamento de campo próximo.

O Capítulo 4 apresenta uma breve revisão sobre filtros digitais, sinais aleatórios e filtros adaptativos. O algoritmo Steepest Descent e a solução de Wiener, que levam à derivação do algoritmo dos mínimos quadrados (LMS) são apresentados, bem como a derivação do algoritmo Fx-LMS. As técnicas de controle ativo por alimentação direta e por realimentação com utilização de filtros adaptativos são descritas. São apresentados os arranjos de controle ativo do tipo global e local e as limitações das referidas técnicas de controle.

O Capítulo 5 apresenta inicialmente uma revisão bibliográfica sobre o controle ativo em barreira acústica. A seguir são estudadas as características acústicas do controle ativo de ruído em barreira. Foi desenvolvido neste estudo uma formulação matemática para o controle ativo de ruído em barreira, considerando a difração. Ainda neste item são discutidos o tipo de controle, de sensoriamento e as técnicas de controle ativo que melhor se adequam ao caso e que serão utilizados nos experimentos.

O Capítulo 6 apresenta os resultados preliminares obtidos com os experimentos no Laboratório de Acústica e Vibrações do PEM/COPPE (LAVI). Neste capítulo, estão reunidos todos os experimentos de controle ativo com tons puros e sem a presença da barreira. Este capítulo também descreve a implementação dos algoritmos, discute os

parâmetros de controle por filtragem adaptativa e as dificuldades encontradas na sua implementação. Para confecção do algoritmo por realimentação foi necessário identificar o caminho eletro-eletrônico e acústico entre a fonte secundária e o microfone. A rotina implementada é apresentada.

No Capítulo 7, foi feito um estudo sobre as características do som de um helicóptero através do sinal no tempo, espectro de potência e revisão bibliográfica. Objetivando melhorar o desempenho do controle ativo do ruído de helicóptero, este trabalho propôs uma melhoria na técnica de controle ativo de ruído por alimentação direta. Foi feita comparação do desempenho entre as técnicas de controle ativo implementadas para este tipo de ruído e para tons puros.

O Capítulo 8 apresenta os resultados, através de simulação e de experimento da associação do controle ativo de ruído e barreira acústica também realizado no LAVI. A formulação obtida nos Capítulos 3 e 5 serviram de base para a simulação. A perda excedente por inserção foi obtida através de medição é comparada aos resultados da simulação.

O Capítulo 9 contém a conclusão.

Capítulo 2

CONTROLE ATIVO DE RUÍDO

O controle ativo é uma metodologia de controle de ruído em que a atenuação do ruído indesejado, em uma determinada região, se dá através da utilização de outro ruído semelhante em exata oposição de fase. Este tipo de controle busca reduzir o ruído indesejado que se propaga através do ar, utilizando um sistema eletroacústico composto por sensores de medição e atuadores. Os sensores de medição podem ser, por exemplo, microfones e os atuadores alto-falantes.

Desde a proposta inicial desenvolvida e patenteada em 1936, por LUEG (NELSON e ELLIOT, 1992), até os dias de hoje, o controle ativo de ruído tem evoluído na direção da utilização do processamento de sinais digitais, visto que permite ou facilita a tarefa de processar em tempo real os sinais provenientes de sistemas eletroacústicos e transdutores eletromecânicos. A implementação do controle ativo de ruído se deu principalmente a partir dos anos 80 com o aparecimento de algoritmos adaptativos de processamento de sinais. O controle ativo de ruído feito através da abordagem adaptativa utiliza, para o processamento e controle digital dos sinais, algoritmos do tipo adaptativos.

O sistema ativo de controle normalmente é arranjado em uma das duas formas: na forma de controle Feedforward (técnica da alimentação direta), que é a mais utilizada, e na forma de controle Feedback (técnica da realimentação), com menos aplicações.

Ainda em relação às estruturas de controle estas podem ser de único canal, (um ou dois sensores e um atuador) ou de múltiplos canais (vários sensores e vários atuadores).

O sistema de controle ativo de um único canal é o utilizado em dutos. O controle de múltiplos canais, ou global, foi proposto para o campo sonoro tridimensional, como o produzido por grandes máquinas ou transformadores, ou ainda para o controle ativo de locais fechados, ou dutos de grande seção. No caso do controle global, os vários

sensores e atuadores são controlados de forma centralizada. O controle diagonal ou descentralizado por sua vez, utiliza vários canais, porém de controle descentralizado.

Há ainda o controle ativo de ruído chamado de controle local (ou sensoriamento) de campo próximo. Neste caso, a redução do ruído se restringe à criação de zonas de quietude próximas ao sensor de erro, e este deve estar próximo à fonte secundária.

Um sistema de controle ativo monocanal, pela estratégia da alimentação direta, é compreendido por dois microfones, um controlador e um alto-falante. Nesta estratégia o ruído a ser controlado é captado antes de atingir a região onde se deseja reduzir o ruído. O sinal de controle é gerado baseado no ruído captado nos dois microfones (microfone primário e microfone de erro) que possibilitam modelar as características do sistema.

O sistema de controle monocanal, pela estratégia da realimentação utiliza um microfone, um controlador e um alto-falante. Nesta estratégia diferentemente da técnica por alimentação direta, o sinal é captado à jusante da fonte emissora do sinal de cancelamento, sendo utilizado o microfone de erro para esta captação. Neste caso, as características do sistema devem ser modeladas a priori.

Normalmente o sinal de entrada do sistema, ou seja, o ruído a ser controlado, é captado por um microfone, porém em alguns casos o sinal de entrada pode ser sintetizado ou gerado em um gerador de sinais, como no caso de sistemas de controle ativo projetados para atuar em ruídos de banda estreita ou tonais (KUO e MORGAN, 1999).

Entre as técnicas de controle ativo de ruído que não se baseiam em filtros adaptativos, a desenvolvida por SAMEJIMA (2001) envolve a descrição do transdutor eletroacústico através de uma equação de estado derivada do seu circuito elétrico equivalente. O autor sugere uma montagem, onde a velocidade do cone do alto-falante poderia ser medida. O sistema de controle recebe as informações de velocidade do cone e estima as variáveis de estado, aplica a função desejada para movimentar o cone do alto-falante de forma controlada, sem a necessidade de microfones. Este sistema de controle seria capaz, segundo o autor de funcionar de forma estável e confiável absorvendo a energia acústica em uma frequência escolhida, com comportamento similar a um ressoador acústico, porém tem limitação de largura de banda de operação (FERNANDES, 2007).

Também na maioria das aplicações onde a estratégia da realimentação é utilizada, o controle não é formulado através de filtros adaptativos. ADACHI, OGAWA, TAKAHASHI E SANO (2001) descrevem o método de controle ativo de ruído utilizando a técnica da realimentação, baseada na resposta ao impulso Infinita (H_{∞}). Nesta abordagem, a

função de transferência do sistema é modelada através de suas características físicas por filtros IIR (filtros de resposta ao impulso infinita). A técnica foi proposta para atenuar, dentro de um automóvel, o ruído rodoviário. Segundo os autores, a vantagem deste método é que através da função de sensibilidade do alto-falante é possível identificar a faixa de frequência que melhor será atenuada.

Em relação aos filtros adaptativos existe uma série de algoritmos desenvolvidos, como o algoritmo baseado no Método dos Mínimos Quadrados, o LMS e outros que têm como base o LMS, como o Normalized-LMS, o Transform-Domain LMS e Fx-LMS, desenvolvido a partir do algoritmo LMS para o controle ativo de ruído. Os algoritmos que têm como base o LMS apresentam como vantagem a robustez, estabilidade e velocidade de convergência (DINIZ, 2008).

Outros algoritmos conhecidos são os recursivos, como os algoritmos Recursive Least-Square convencionais, chamados de RLS, e os que têm o RLS como base, como o Lattice-Based RLS, o Fast Transversal RLS e o QR Decomposition-Based RLS. Esses algoritmos apresentam rápida convergência e como desvantagem apresentam instabilidade e complexidade computacional (DINIZ, 2008). Tanto os algoritmos baseados no LMS quanto os que tem como base o RLS utilizam filtros de resposta impulsiva de duração finita (FIR) em sua formulação.

Há ainda os algoritmos baseados nos filtros de resposta impulsiva de duração infinita chamados de filtros adaptativos IIR, que são aqueles no qual os polos e zeros do filtro podem ser adaptativos. Os algoritmos que têm como base os filtros IIR apresentam como vantagens, sobre os que utilizam filtros FIR, a baixa complexidade computacional e o fato de necessitarem de um número menor de coeficientes. O número de coeficientes (o ou comprimento do filtro) em certas aplicações pode ser um fator crítico, como em cancelamento de ecos acústicos em canais de comunicação e equalização de canais de satélites. Nestes casos, onde o número de coeficientes de um filtro FIR pode chegar a mais de 1000, a utilização do IIR se torna mais interessante. Porém as desvantagens em relação ao FIR são a convergência lenta, maior instabilidade e a presença de mínimos locais (DINIZ, 2008).

O controle ativo de ruído em dutos teve os seus primeiros estudos dentro de guia de ondas com paredes rígidas. Considerando uma onda plana primária se propagando no interior da guia de ondas, o controle se faz através de uma fonte secundária que emite em exata oposição de fase à da onda plana primária, de forma que, partir do ponto onde a fonte secundária se localiza, o campo sonoro seria nulo. Mesmo em dutos, que constituem a situação mais simples do controle, esta apresenta uma séria de fatores

complicadores, como o fato de que a onda emitida pela fonte secundária se propaga não só na direção do ponto de cancelamento, mas também na direção oposta. Esta interferência que aparece somada ao campo primário de ruído será captada pelo microfone primário causando instabilidades ao sistema de controle ativo de ruído.

O princípio do controle ativo de ruído foi introduzido pela patente de Paul Lueg nos anos 30, mas só nos anos 50 a ideia foi retomada com Olson (NUNES, 1999) que em 1953 investigou as possibilidades de cancelamento local utilizando técnica de controle por realimentação. Em 1956, Conover (SOMEK, 2001) propôs o controle ativo do ruído de transformadores, através do ajuste manual da fase e amplitude do alto-falante secundário.

Nos anos 70 foram propostas diferentes configurações de fontes de controle como o dipolo, proposto por Swinbanks (NUNES, 1999) em 1972, e o tripolo, patenteado por ANGELINI, NAYROLE, JESSEL, CANÉVET, MANGIANTE e CARBONE (1979) para solução do problema de Feedback acústico no interior de um duto.

Nos anos 80, em 1981, Burgess (SOMEK, 2001) sugeriu filtros digitais adaptativos em controle ativo de ruído, e em 1984, Rouge (SOMEK, 2001) descreveu um sistema de controle ativo do ruído em dutos de ventilação baseado na análise no domínio da frequência. Ainda em 1987, ERIKSSON, ALLIE E GREINER (SOMEK, 2001) propuseram a utilização de filtros IIR para solução do problema de realimentação no interior do duto, onde o filtro adaptativo IIR tanto modela o caminho da realimentação como o caminho principal. Este algoritmo é conhecido como Filtered-U LMS.

Nos anos 90 NELSON e ELLIOT (1992) apresentam extenso trabalho abordando aspectos acústicos e eletrônicos do controle ativo de ruído tanto em dutos como em outras aplicações, como o controle do ruído em veículos (ELLIOT *et al*, 1998), ou ainda o controle multicanal em aplicações como o controle do ruído em cabines de avião e em salas. Nessa década o interesse pela aplicação do controle ativo de ruído já ia além do controle em dutos, como as aplicações comerciais, por exemplo, dos protetores auriculares ativos. KUO e MORGAN (1996) apresentaram as técnicas de controle baseadas em filtragem adaptativa, como as técnicas de controle por alimentação direta e de realimentação. Também apresentaram várias aplicações em máquinas, automóveis e cabines de avião.

O desenvolvimento teórico da *performance* do controle ativo e as implicações acústicas da interação da fonte secundária com o campo sonoro em ambiente fechado foi estudada por ELLIOTT, JOSEPH, BULLMORE E NELSON(1998). JOSEPH, ELLIOTT

e NELSON (1992) estudam os aspectos do controle ativo em recintos fechados com a fonte primária harmônica. Estabeleceram a diferença entre a técnica de controle ativo global e a técnica de controle ativo chamada pelos autores de local. O controle global em salas se refere ao processo de utilização de alto falantes para reduzir o nível de pressão sonora sobre o volume de toda a sala. Os autores verificam que quando o controle global é feito em salas pequenas onde a resposta modal da sala é dominada por um pequeno número de modos de vibração, ela se torna eficaz. Mas em salas com reverberação, o afastamento entre os modos de vibração torna-se pequeno e observou-se que, ao remover um ou alguns desses modos, o ganho de redução era inexpressivo em relação ao nível global da sala, permanecendo um campo sonoro residual não afetado pelo controle. Desta forma o controle teria que ser do tipo local, se restringindo à criação de zonas de quietude próximas ao sensor de erro. Este por sua vez, deveria estar posicionado próximo à fonte secundária. Este tipo de controle passou a ser chamado de controle local (ou sensoriamento) de campo próximo. Uma aplicação típica do controle ativo de ruído local é o da redução do ruído próximo ao ouvido do passageiro em avião.

Em relação ao controle ativo do ruído em dutos os avanços seguiram na direção de utilização da técnica de controle por alimentação direta (Feedforward) e da realimentação (Feedback), mas também evoluiu na direção do controle da impedância do diafragma do alto-falante (SAMEJIMA, 2001). Este tipo de controle mede a velocidade do cone, e estima as variáveis de estado necessárias para o controle, sem a necessidade de microfones (FERNANDES, 2007).

A influência do fluxo de ar no interior do duto, que deteriora a *performance* do controle, assim como a influência da posição do microfone de erro foram estudadas em experimento de controle ativo de ruído utilizando Fx-LMS por TANG *et al* (1998). Neste experimento 15 microfones de erro foram dispostos em posições equidistantes a 1 metro da fonte secundária. As medições mostraram uma atenuação pobre em torno das auto-frequências do duto. A pior localização para o microfone de erro foi o canto do duto e a localização que resultou na melhor atenuação do ruído foi na linha de centro do duto.

BOOT, J. (2004) explorou as possibilidades de utilização do controle ativo de ruído em dutos através da técnica da realimentação onde o sistema de controle foi modelado por variáveis de estado, não utilizando a formulação adaptativa. Mudanças na geometria de instalação da fonte secundária para evitar interferências do fluxo de ar, como a utilização da configuração do duto em forma de Y ou T, também foram sugeridas (YANG, 2004).

A utilização da técnica de cancelamento de eco para solução do problema de realimentação no microfone primário foi sugerida por KUO e MORGAN (1999). Estes mesmos autores também sugerem a utilização de filtro IIR para modelar a solução ótima, porém enumeram uma série de desvantagens em relação à utilização do filtro IIR.

Ainda nos anos 90, surgiram as primeiras aplicações em campo livre, mas principalmente a partir dos anos 2000 as barreiras ativas e outras aplicações em campo livre foram estudadas.

O conceito de janela ativa foi desenvolvido por um grupo de pesquisa de inovação tecnológica para o controle do ruído do aeroporto de Malpensa na Itália, cujos resultados são apresentados no Relatório TERIA Project (2006). Este grupo, integrado por vários laboratórios de acústica da Europa, estudou a implementação de janela ativa com o microfone primário na fachada da edificação e com pontos de cancelamento no vão da janela e no interior da sala, através da técnica da alimentação direta e filtragem adaptativa. Também foi proposto pelo grupo a instalação do controle ativo em um duto de ventilação do ambiente, construído abaixo da janela que permanece fechada.

A redução do ruído transmitido através de uma abertura do tipo fenda em uma parede foi objeto de estudo de ROMEU, JIMÉNEZ, CAPDEVILA E DIAZ (2001) que utilizaram o controle ativo de ruído com filtragem adaptativa e a técnica da alimentação direta.

Capítulo 3

ASPECTOS ACÚSTICOS DO CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM PROPAGAÇÃO UNIDIMENSIONAL E EM CAMPO LIVRE

Este capítulo apresenta considerações sobre os aspectos acústicos do controle ativo em propagação unidimensional, tendo em vista ter sido em dutos os primeiros estudos de controle ativo de ruído, em seguida apresenta considerações sobre os aspectos do controle ativo em campo livre, e faz uma análise sobre as zonas de quietude nas proximidades da fonte secundária.

O controle ativo de ruído atua basicamente através de dois mecanismos. Em dutos quando a pressão acústica na fonte secundária é levada a zero, a onda proveniente da fonte primária é refletida. Desta forma após a fonte secundária, não haveria transmissão sonora. O outro mecanismo, que é responsável pelo cancelamento ativo em campo livre, é o da absorção acústica pela fonte secundária. O alto-falante secundário, em oposição de fase ao campo sonoro primário, utilizará parte da energia sonora, do campo primário, para sua própria movimentação reduzindo o ruído num ponto.

3.1 CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM PROPAGAÇÃO UNIDIMENSIONAL

A propagação de ondas sonoras no interior de dutos, com paredes rígidas e seção transversal uniforme, pode ser considerada como unidimensional quando os comprimentos de onda são grandes quando comparados ao diâmetro do duto. A frequência de corte em dutos, de seção circular onde abaixo da qual apenas ondas planas se propagam (HALL, 1987) é:

$$fc = \frac{c}{1,7d} \quad (3.1)$$

Como o controle ativo de ruído normalmente é aplicado em baixas frequências, o problema de dutos pode ser considerado como o de ondas planas.

A propagação de ondas planas na direção x , com velocidade c é escrita como:

$$p(x, t) = f(x - ct) + g(x + ct) \quad (3.2)$$

onde o primeiro termo descreve a onda se propagando no sentido positivo de x , e o segundo termo descreve a onda se propagando no sentido contrário.

No domínio da frequência a pressão complexa produzida por uma onda plana propagando-se no sentido positivo de x , pode ser escrita como (JIRISEK, 2005):

$$p(x, \omega) = Ae^{-ikx} \quad (3.3)$$

onde A é a amplitude complexa da onda, $k = \omega/c$ é o número de onda e ω é a frequência angular.

Considerando a introdução de um alto-falante em um duto infinito pode-se considerar o efeito produzido no campo sonoro no duto como o produzido por um monopolo. O alto-falante pode ser visto como um pistão sem massa, de área S , que forçado a oscilar ocasiona uma variação de volume, gerando uma onda plana.

A vazão volumétrica de uma fonte q_v é caracterizada por sua variação de volume no tempo. A variação de volume, considerando um pistão de área S que se desloca dx na direção do eixo x do duto é $dV = S dx$. Então $q_v = \frac{dV}{dt} = S \frac{dx}{dt} = S u(x, t)$ (HALL, 1987) onde u é a velocidade da partícula.

Considerando que o pistão se movimenta para frente e para trás e que na fronteira da superfície da fonte com o meio físico, a velocidade da partícula do meio é a velocidade da superfície tem-se:

$$q_v = 2S|u_{sup}| \quad (3.4)$$

Para onda plana (DOULING e WILLIAMS, 1983):

$$p = \rho_0 c u$$

$$u_{sup} = q_v / 2S \quad (3.5)$$

Para um duto infinito, com uma fonte primária localizada em $x = 0$ e considerando que esta fonte é um monopolo, a pressão sonora complexa produzida pela fonte primária é (NELSON e ELLIOT, 1992):

$$p_p(x) = \frac{\rho_0 c}{2S} q_{vp} e^{-ik|x|} \quad (3.6)$$

Da mesma forma, uma fonte secundária localizada no interior do duto em $x = L$, (figura 3.1) com vazão volumétrica q_{vs} , produzirá, independentemente, a pressão complexa (NELSON e ELLIOT, 1992):

$$p_s(x) = \frac{\rho_0 c}{2S} q_{vs} e^{-ik|L-x|} \quad (3.7)$$

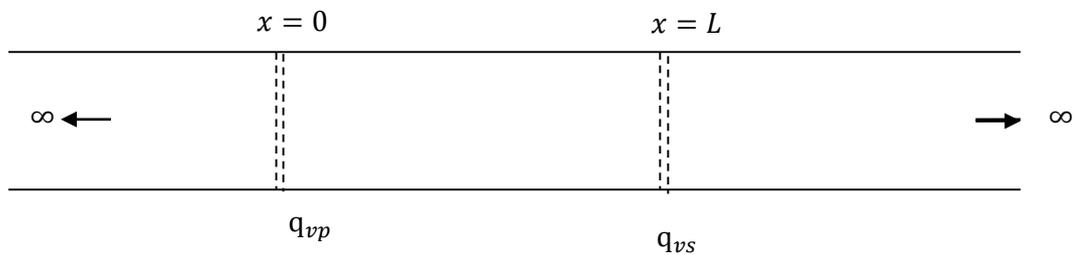


Figura 3.1: representação da posição da fonte primária e secundária no controle ativo em um duto, figura baseada em (NELSON e ELLIOT, 1992).

O campo sonoro produzido pelas duas fontes num ponto x qualquer é dado por (NELSON e ELLIOT, 1992):

$$p(x) = p_p(x) + p_s(x) \quad (3.8)$$

O controle ativo de ruído busca levar a zero o campo de pressão na região posterior a da fonte secundária, ou seja (NELSON e ELLIOT, 1992):

$$\frac{\rho_0 c}{2S} q_{vp} e^{-ikx} + \frac{\rho_0 c}{2S} q_{vs} e^{-ik(x-L)} = 0, \quad x \geq L \quad (3.9)$$

Desta forma, a relação necessária entre as fontes primária e secundária para o cancelamento do ruído (NELSON e ELLIOT, 1992) é dada por:

$$q_{vs} = -q_{vp} e^{-ikL} \quad (3.10)$$

A relação (3.10) no domínio do tempo é (NELSON e ELLIOT, 1992):

$$q_{vs}(t) = -q_{vp}\left(t - \frac{L}{c}\right) \quad (3.11)$$

3.2 CONTROLE ATIVO EM CAMPO LIVRE

NELSON e ELLIOT (1992) mostraram que, em campo livre, é possível obter controle total do fluxo de energia quando a distância entre a fonte primária e a secundária é menor do que meio comprimento de onda. Porém esta forma de controle é muito difícil de ser obtida pelo fato de que nem sempre a fonte secundária pode estar tão perto da fonte primária de ruído. Nesse caso, o controle ativo possível se restringe à obtenção de zonas de quietude. Zonas de quietude em campo livre são definidas como a região do espaço na qual há significativa atenuação da pressão sonora através da introdução de um sistema de controle ativo de ruído (GOUNOT, 2011).

Em seu trabalho “Near Field Zones of Quiet”, JOSEPH, ELLIOT E NELSON (1994) estudaram o controle ativo de ruído em campos sonoros difusos (reverberantes). Concluíram que, no controle ativo neste caso, a redução do ruído se restringe à criação de zonas de quietude próximas ao sensor de erro, sendo essa técnica chamada de controle local (ou sensoriamento) de campo próximo.

No mesmo trabalho, os autores citaram que o método de controle local havia sido originalmente proposto por Olson e May, num histórico artigo, publicado em 1953, em que foi sugerido que um arranjo de um alto-falante e um microfone “fortemente acoplados” poderia funcionar como um absorvedor sonoro eletrônico.

A fonte secundária, em oposição de fase ao campo sonoro primário, utilizará parte da energia sonora do campo primário para sua própria movimentação. Desta forma o sistema funciona, nas proximidades do alto-falante, como um absorvedor acústico ativo, e o microfone de erro deve ser posicionando nesta região.

Um dos benefícios de se utilizar o microfone de erro próximo ao alto-falante é que não é necessário que a fonte secundária tenha um nível de pressão sonora alto, quando comparado ao da fonte primária, fazendo com que não haja grande incremento de energia sonora no campo afastado. Outro benefício, é que é possível utilizar vários conjuntos, microfone e alto-falante, para atuarem independentemente e próximos uns dos outros, sendo desprezível o acoplamento cruzado entre os conjuntos individuais.

A figura 3.2 ilustra a frente de ondas produzida por uma fonte primária, em uma região no espaço livre, homogêneo, e um alto-falante secundário. Nesse Capítulo e nos

subsequentes, q_s e q_p serão identificados como a vazão mássica, respectivamente, da fonte secundária e da fonte primária sendo:

$$q = \rho_0 q_v \quad (3.12)$$

A origem do sistema de coordenadas está situada na fonte primária, alinhada com o centro do alto-falante secundário.

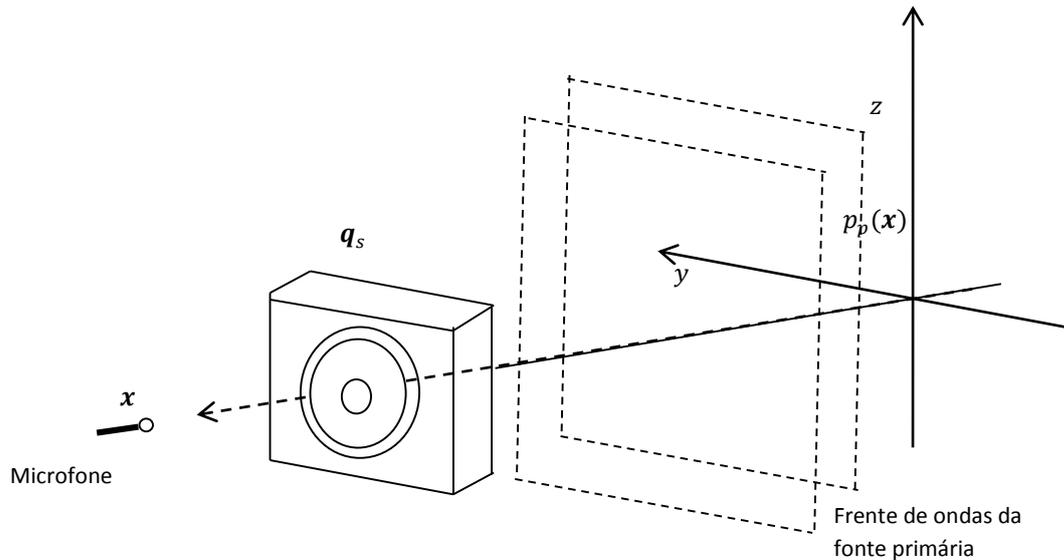


Figura 3.2: ilustração do alto-falante secundário, identificado por sua vazão mássica q_s ; do ponto de cancelamento, x , no campo próximo ao alto-falante; da frente de ondas proveniente da fonte primária e do sistema de coordenadas considerado.

O campo de pressão sonora irradiado pela fonte secundária, no ponto x , em campo livre pode ser escrito como (JOSEPH et al, 1994) :

$$p_s(x) = Z_s(x)q_s \quad (3.13)$$

onde, $Z_s(x)$ é a impedância acústica de transferência em campo livre entre a fonte secundária e a posição do microfone.

A pressão complexa total $p(x)$, num ponto x qualquer, será:

$$p(x) = Z_p(x)q_p + Z_s(x)q_s \quad (3.14)$$

onde $Z_p(\mathbf{x})$ é a impedância acústica de transferência em campo livre entre a fonte primária e a posição do microfone.

Para um ponto \mathbf{x} qualquer, a pressão pode ser levada a zero para uma amplitude ótima q_{s0} igual a:

$$q_{s0} = -Z_p(\mathbf{x})q_p/Z_s(\mathbf{x}) \quad (3.15)$$

No caso da fonte ser modelada com um monopolo pontual, a impedância de transferência, que é irradiada simetricamente em r , é dada como em (GOUNOT, 2011):

$$Z_n(\mathbf{x}) = \frac{i\omega e^{-ikr_{nm}}}{4\pi r_{nm}} \quad (3.16)$$

onde o índice n representa a fonte primária ou a fonte secundária e m representa o microfone; considerando a origem do sistema de coordenada na fonte primária (ver figura 3.2), r_{pm} é a distância da fonte primária ao microfone e r_{sm} é a distância da fonte secundária ao microfone.

No caso geral, considerando n fontes primárias, n fontes secundárias e seus m respectivos microfones, Z_n se torna uma matriz composta pelas impedâncias de transferências entre as fontes (primária ou secundária) e as respectivas posições dos microfones. A função de custo J a ser minimizada pode ser escrita como a soma das pressões quadráticas complexas nas posições dos microfones (GOUNOT, 2011), sendo:

$$J = \mathbf{p}^H \mathbf{p} \quad (3.17)$$

onde H representa a transposição Hermitiana (transposição seguida de uma conjugação complexa).

Ainda no caso geral, q_{s0} que minimiza (3.17) é dada como (GOUNOT, 2011):

$$q_{s0} = -(\mathbf{Z}_s^H \mathbf{Z}_s)^{-1} \mathbf{Z}_s^H \mathbf{Z}_p q_p \quad (3.18)$$

Considerando o caso de uma única fonte primária, uma fonte secundária e um microfone, q_{s0} se torna:

$$q_{s0} = -\left(Z_s^H(\mathbf{x})Z_s(\mathbf{x})\right)^{-1} Z_s^H(\mathbf{x})Z_p(\mathbf{x})q_p \quad (3.19)$$

onde \mathbf{x} é um ponto qualquer onde esteja localizado o microfone.

Em campo livre, o campo sonoro total, $p(\mathbf{x})$, na presença da fonte primária e secundária, pode ser escrito como:

$$p(\mathbf{x}) = p_p(\mathbf{x}) - Z_s(\mathbf{x})(Z_s^H(\mathbf{x})Z_s(\mathbf{x}))^{-1}Z_s^H(\mathbf{x})Z_p(\mathbf{x})q_p \quad (3.20)$$

Capítulo 4

SISTEMAS DE CONTROLE ATIVO DE RUÍDO ATRAVÉS DA FILTRAGEM ADAPTATIVA

Neste capítulo são apresentados alguns conceitos relacionados ao controle ativo de ruído através da filtragem adaptativa. É feita uma revisão sobre filtros digitais, filtros adaptativos e sistemas de controle ativo de ruído com filtragem adaptativa. Os conceitos sobre filtros digitais apresentados neste capítulo, se encontram nas notas de aula de PETRAGLIA e PETRAGLIA (2008) e no livro de DINIZ, SILVA e NETTO (2004). Os conceitos apresentados sobre sinais aleatórios e filtros adaptativos deste capítulo foram retirados do livro de DINIZ (2008).

4.1– FILTROS DIGITAIS

O conceito básico de filtro é que dado um sinal de entrada, um filtro é capaz de fazer alguma modificação desejada neste sinal, em geral permitindo a passagem de certas componentes de frequências e suprimindo outras não desejadas, como por exemplo um filtro passa baixa, que suprime as componentes de frequência acima de uma determinada frequência de corte.

A maioria dos fenômenos físicos é observada no tempo de forma contínua, como o som ou variações de temperatura. As quantidades representativas dos fenômenos físicos podem ser convertidas em sinais elétricos utilizando-se um transdutor (os sinais elétricos têm representação no tempo contínuo). Até os anos 60, só era possível fazer modificações nesses sinais analogicamente e os filtros faziam estas modificações no sinal de entrada através de circuitos elétricos.

Porém, no processamento digital, um sinal contínuo precisa ser processado para se tornar uma seqüência discreta.

Normalmente um sinal no tempo discreto é produzido a partir de um sinal analógico $x(t)$ pela amostragem periódica nos instantes de tempo nT , onde T é o período de amostragem. Um sinal no tempo discreto pode ser representado por uma seqüência de números, $x(n)$, $n \in Z$, onde $x(n)$ corresponde à amplitude do sinal em cada instante nT .

Um sinal no tempo discreto pode ainda ser escrito como uma soma de impulsos unitários deslocados, onde cada impulso é multiplicado por uma constante (PETRAGLIA e PETRAGLIA, 2008):

$$x(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k)\delta(n-k) \quad (4.1)$$

4.1.1 A resposta ao impulso

Uma entrada $x(n)$ é uma seqüência de números reais ou complexos, indexada por um número inteiro n e pode ser expressa como (PETRAGLIA e PETRAGLIA, 2008):

:

$$x(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k)\delta(n-k) \quad (4.2)$$

onde $\delta(n)$ é a seqüência impulso definida como (PETRAGLIA e PETRAGLIA, 2008):

$$\delta[n] = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad (4.3)$$

A resposta de um sistema discreto, inicialmente em repouso, a uma entrada $x(n)$, se esta excitação de entrada for uma seqüência impulso, $\delta(n)$, será chamada de *resposta ao impulso* ou *resposta impulsiva* do sistema e é denotada por $h(n)$. Um sistema linear e invariante no tempo é completamente caracterizado por sua resposta ao impulso (PETRAGLIA e PETRAGLIA, 2008).

Dado um sistema linear representado pelo operador $H\{.\}$ e invariante no tempo (LTI), ilustrado na figura 4.1, no qual é aplicada uma excitação $x(n)$ qualquer, do tipo da equação (4.1), aplicando as propriedades de invariância no tempo e de linearidade dos sistemas LTI, a resposta $y(n)$ a uma entrada $x(n)$ é dada por (PETRAGLIA e PETRAGLIA, 2008):

$$y(n) = H\left\{\sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k)\delta(n-k)\right\}$$

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k)H\{\delta(n-k)\}$$

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k)h(n-k) \quad (4.4)$$

O somatório (4.4) é chamado de somatório de convolução linear, e relaciona a saída de um sistema LTI à sua resposta ao impulso $h(n)$, e à sequência de entrada $x(n)$, onde $h(n-k) = H\{\delta(n-k)\}$ é a resposta do sistema a um impulso ocorrido em $n = k$. A convolução linear também pode ser escrita como abaixo (PETRAGLIA e PETRAGLIA, 2008):

$$y(n) = x(n) * h(n) \quad (4.5)$$

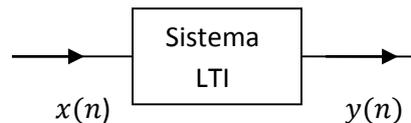


Figura 4.1 – Sistema linear e invariante no tempo (LTI) ao qual é aplicada uma entrada $x(n)$

Se a resposta impulsiva deste sistema é conhecida, é possível saber o comportamento deste sistema a qualquer entrada $x(n)$, visto que será a convolução desta nova entrada com resposta impulsiva do sistema.

Desta forma os filtros digitais podem ser entendidos como sistemas cujas respostas impulsivas devem ser configuradas (ver figura 4.2). Ou seja, conhece-se a saída $y(n)$, visto que será a saída desejada, conhece-se ainda a entrada $x(n)$, pois é o sinal que se deseja filtrar. Então, configura-se o filtro, ou seja, a resposta impulsiva deste sistema, para que a resposta em frequência do sinal de saída seja o mais próximo possível da saída em frequência desejada.

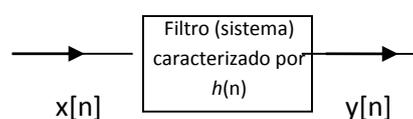


Figura 4.2: Filtro digital caracterizado como um sistema de resposta impulsiva $h(n)$.

4.1.2 --Filtros FIR e Filtros IIR

Na maioria das aplicações com filtros digitais, os sistemas no tempo discreto podem ser descritos por equações de recorrência, que são para o domínio do tempo discreto o que as equações diferenciais são para o domínio do tempo contínuo (DINIZ *et al*, 2004). A entrada e a saída de um sistema podem ser descritas por equações de recorrência da forma (DINIZ *et al*, 2004):

$$\sum_{i=0}^L a_i y(n-i) - \sum_{l=0}^M b_l x(n-l) = 0 \quad (4.6)$$

Os Filtros FIR são caracterizados por sistemas não recursivos. A equação de recorrência da forma não recursiva caracteriza um filtro FIR (DINIZ *et al*, 2004):

$$y(n) = \sum_{l=0}^M b_l x(n-l) \quad (4.7)$$

Os coeficientes b_l são relacionados com a resposta ao impulso do sistema, ou seja, $b_l = h(l)$.

Os filtros IIR são caracterizados por sistemas recursivos, para o qual a equação de recorrência pode ser obtida, para $a_0=1$, segundo (DINIZ *et al*, 2004):

$$y(n) = -\sum_{i=1}^L a_i y(n-i) - \sum_{l=0}^M b_l x(n-l) = 0 \quad (4.8)$$

4.1.3 --Função de transferência de um filtro

A transformada z de uma sequência $x(n)$ é definida como (DINIZ *et al*, 2004) :

$$\{x(n)\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (4.9)$$

onde z é uma variável complexa.

Outra forma de caracterizar um filtro é através de sua função de transferência (relação entrada-saída). A função de transferência é obtida através da relação entre a transformada z da entrada, $X(z)$, e a transformada z da saída, $Y(z)$.

Aplicando a transformada z e as propriedades de linearidade à equação de recorrência (4.7), que caracteriza um filtro FIR (DINIZ *et al*, 2004):

$$Y(z) = \sum_{l=0}^M b_l Z\{x(n-l)\} \quad (4.10)$$

Aplicando uma das propriedades da transformada z, o teorema de deslocamento no tempo, $x(n-l) \leftrightarrow z^{-l} X(z)$, onde l é um inteiro tem-se (DINIZ *et al*, 2004):

$$Y(z) = \sum_{l=0}^M b_l z^{-l} X(z) \quad (4.11)$$

Então dividindo $Y(z)$ por $X(z)$ encontra-se (DINIZ *et al*, 2004):

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{l=0}^M b_l z^{-l} = \sum_{l=0}^M h(l) z^{-l} \quad (4.12)$$

onde $H(z)$ é a função de transferência e $b_l = h(l)$ é a resposta impulsiva do sistema.

No caso do filtro IIR, aplicando-se a transformada z à equação recursiva (4.8) e fazendo-se $a_0=1$ sem perda da generalidade (DINIZ *et al*, 2004) tem-se a função de transferência de um filtro recursivo (DINIZ *et al*, 2004):

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{l=0}^M b_l z^{-l}}{1 + \sum_{i=0}^L a_i z^{-i}} \quad (4.13)$$

A realização de um filtro digital, ou seja, a implementação da função de transferência, pode ser feita de muitas formas. A mais simples para um filtro FIR é a realização direta, onde os coeficientes multiplicadores do filtro são obtidos diretamente da função de transferência, sendo os coeficientes do filtro obtidos do próprio polinômio formado pela função de transferência.

4.1.4 Comprimento e ordem de um Filtro FIR

Considerando um filtro FIR implementado na forma direta, M é a ordem do filtro. O comprimento do filtro, N , é igual ao comprimento da resposta impulsiva do sistema $h(n)$, e $N = M + 1$. O número de coeficientes é igual ao comprimento do filtro.

4.2 - SINAIS ALEATÓRIOS

Um sinal determinístico no tempo discreto é caracterizado por uma função definida em um índice de tempo n , onde $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Um exemplo de sinal determinístico (DINIZ, 2008) é:

$$x(k) = e^{-n} \cos(\omega n) + u(n) \quad (4.14)$$

onde $u(n)$ é a sequência degrau unitária.

Nem sempre os sinais a serem processados são do tipo determinístico, necessitando serem definidos estatisticamente.

Uma variável aleatória X é uma função que associa um número a cada saída de um dado experimento. Um processo estocástico é aquele que descreve a evolução no tempo de uma variável aleatória.

Não é possível descrever precisamente a forma de onda de um sinal aleatório. Para descrever um sinal aleatório pode-se ou caracterizá-lo através de medições estatísticas ou através de modelos probabilísticos (DINIZ, 2008).

Considerando os sinais aleatórios no tempo real, sendo que $x(n)$ representa um sinal aleatório, define-se a função de distribuição de variável aleatória como (DINIZ, 2008): :

$$Px_n(y) = \int_{-\infty}^y p_{x(n)}(z) dz \quad (4.15)$$

sendo $Px_n(y)$ a probabilidade de $x(n)$ ser menor ou igual a y . E a função densidade de probabilidade (pdf) como (DINIZ, 2008):

$$p_{x(n)}(y) = \frac{dPx_n(y)}{dy} \quad (4.16)$$

4.2.1 – A Matriz de Autocorrelação

Usualmente filtros adaptativos utilizam sinais de entrada avaliados num instante n , sendo os sinais de entrada representados por:

$$x(n) = [x_0(n) x_1(n) \dots x_N(n)]^T \quad (4.17)$$

A matriz de autocorrelação é definida como $\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)]$ DINIZ (2008), onde $E[.]$ denota valor esperado e $\mathbf{x}^H(n)$ é a transposição Hermitiana de $\mathbf{x}(n)$.

4.3 FILTRO ADAPTATIVO

O objetivo de um filtro adaptativo é ajustar seus parâmetros $\theta(n)$, que caracterizam sua função de transferência, de forma que estes parâmetros minimizem uma função de custo F . A função de custo normalmente é função do sinal de entrada, do sinal de referência e do sinal de saída do filtro adaptativo.

Uma das aplicações de filtros adaptativos é a de identificação de sistemas.

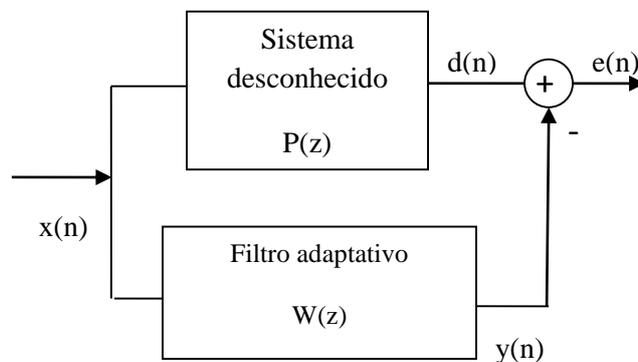


Figura 4.3: esquema de filtro adaptativo para identificação de sistemas, figura baseada em (DINIZ, 2008)

A figura 4.3 mostra um esquema de filtro adaptativo quando utilizado para identificação de sistemas. Nesta aplicação, o sinal $x(n)$, geralmente um sinal de banda larga, tanto será a entrada do sistema desconhecido como a entrada do filtro adaptativo. O sinal $d(n)$ é denominado de sinal de referência ou sinal desejado, sendo a saída do sistema que se deseja identificar e $y(n)$ é a saída do filtro adaptativo.

A função objetivo a ser minimizada, em geral, é o erro médio quadrático (MSE), o mínimo quadrado (LS) ou o valor instantâneo quadrático (ISV) entre o sinal desejado e o sinal de saída do filtro adaptativo. A diferença entre o sinal desejado $d(x)$ e o sinal de saída do filtro adaptativo $y(x)$ é chamada de erro $e(n)$.

Para minimizar o erro, o algoritmo adaptativo busca adaptar os coeficientes de um filtro FIR ou IIR para um valor ótimo, de forma a minimizar a função de custo. Minimizado o

erro, a solução ótima será um vetor ótimo de coeficientes do filtro. Desta forma, a função de transferência do filtro adaptativo se aproxima da função de transferência do sistema desconhecido e o sistema desconhecido pode ser identificado pelos coeficientes do filtro adaptativo.

4.3.1 - Filtro de Wiener

Para composição de um filtro adaptativo basicamente são considerados três itens (DINIZ,2008): definição de um algoritmo de minimização, definição da forma da função objetivo e definição do sinal de erro.

Em relação ao algoritmo de minimização, os métodos mais comuns de otimização no campo de processamento de sinais são: Métodos de Newton, Quasi-Newton e Steepest-Descent. Os Métodos de Newton necessitam da derivada de primeira e segunda ordem da função objetivo. O Steepest-Descent de implementação mais simples, busca o ponto de mínimo da função objetivo seguindo na direção oposta do vetor gradiente da função.

A equação de atualização dos coeficientes tem a forma (DINIZ, 2008):

$$\boldsymbol{\theta}(n+1) = \boldsymbol{\theta}(n) - \mu \mathbf{g}_{\boldsymbol{\theta}}\{F[e(n)]\} \quad (4.18)$$

onde μ é um fator de convergência (passo), $\mathbf{g}_{\boldsymbol{\theta}}$ é o gradiente da função objetivo.

A função de erro médio quadrático (MSE) é definida como (DINIZ, 2008):

$$\xi(n) = E[e^2(n)] = E[d^2(n) - 2d(n)y(n) + y^2(n)] \quad (4.19)$$

onde, $d(n)$ é a saída do sistema desconhecido e $y(n)$ é a saída do filtro adaptativo, E o erro no n-ésimo tempo, entre a resposta desejada e o sinal de saída do filtro adaptativo, é dado por (DINIZ, 2008):

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (4.20)$$

Supondo que a saída do filtro adaptativo consista de uma combinação linear de sinais de entrada, que chegam numa fila, com os coeficientes do filtro $\mathbf{w}(n)$ (DINIZ, 2008):

$$y(n) = \sum_{i=0}^N w_i(n)x_i(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (4.21)$$

onde $\mathbf{x}(n) = [x_0(n)x_1(n)...x_N(n)]^T$ é o vetor de entrada e $\mathbf{w}(n) = [w_0(n)w_1(n) \dots w_N(n)]^T$ é o vetor de coeficientes do filtro adaptativo. Ou ainda, que a saída do filtro adaptativo seja obtida pela aplicação de um filtro FIR na forma direta ao sinal de entrada, ou seja (DINIZ,2008):

$$y(n) = \sum_{i=0}^N w_i(n)x_i(n-i) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)$$

onde $\mathbf{w}(n) = [w_0(n)w_1(n) \dots w_N(n)]^T$ é o vetor de coeficientes do filtro FIR, N é comprimento do filtro FIR, e o vetor de entrada é $\mathbf{x}(n) = [x_0(n)x_1(n-1)...x_N(n-N)]^T$

Tanto na combinação linear quanto na aplicação de um filtro FIR ao sinal de entrada, a função objetivo pode ser reescrita como (Diniz, 2008):

$$\begin{aligned} E[e^2(n)] &= \xi(n) \\ &= E[d^2(n)] - 2E[d(n)\mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)] + E[\mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n)] \end{aligned} \quad (4.23)$$

Onde, para filtros com coeficientes fixos, em ambientes estacionários, a função do erro médio quadrático (MSE) é dada por (DINIZ, 2008):

$$\xi = E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T E[d(n)\mathbf{x}(n)] + \mathbf{w}^T E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)]\mathbf{w} \quad (4.24)$$

$$= E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T \mathbf{R}_{dx} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (4.25)$$

onde: $\mathbf{R}_{dx} = E[d(n)\mathbf{x}(n)]$ é o vetor correlação cruzada entre do sinal desejado e o sinal de entrada; \mathbf{R} é a matriz de autocorrelação do sinal de entrada.

O gradiente da função MSE em relação aos coeficientes é dada por (DINIZ, 2008):

$$\mathbf{g}_w = \frac{\partial \xi}{\partial \mathbf{w}} = \left[\frac{\partial \xi}{\partial w_0} \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_N} \right]^T \quad (4.26)$$

$$\mathbf{g}_w = -2\mathbf{R}_{dx} + 2\mathbf{R}\mathbf{w} \quad (4.27)$$

Equacionando o vetor gradiente para zero e considerando \mathbf{R} como não singular, os valores ótimos para os coeficientes de ponderação, que minimizam a função objetivo são avaliados como (DINIZ, 2008):

$$\mathbf{w}_0 = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{R}_{dx} \quad (4.28)$$

Esta solução é a chamada solução de Wiener. Ela fornece a solução ótima para os coeficientes do filtro através da busca pelo erro quadrático mínimo.

Substituindo a solução ótima de Wiener na expressão do MSE (4.25) tem-se (DINIZ, 2008):

$$\xi_{min} = E[d^2(n)] - \mathbf{w}_0^T \mathbf{R}_{dx} \quad (4.29)$$

A equação acima indica que o grupo de parâmetros ótimo remove parte da potência do sinal de referência através da correlação cruzada entre $x(n)$ e $d(n)$, considerando ambos os sinais como estacionários (DINIZ, 2008).

Na solução ótima, quando o grupo de coeficientes estão em seus valores ótimos, o vetor gradiente é igual a zero, o que implica que a correlação cruzada entre o sinal de erro e o sinal de entrada seja zero. Ou seja, o sinal de erro é ortogonal aos elementos do vetor do sinal de entrada, sendo estes sinais não correlacionados (DINIZ, 2008):

$$\mathbf{g}_w = \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial \mathbf{w}} = -E[2e(n)\mathbf{x}(n)] \quad (4.30)$$

sendo $E[e(n)\mathbf{x}(n)] = 0$ ou $E[e(n)x(n-i)] = 0$ para $i = 0, 1, \dots, N$.

Quando um filtro adaptativo é implementado através de filtros IIR, existe a possibilidade do aparecimento de mínimos locais, o que inviabiliza a utilização de algoritmos baseados no gradiente (DINIZ, 2008).

4.3.2- O Algoritmo LMS (LEAST-MEAN-SQUARE)

O LMS (Least-Mean-Square) é um algoritmo de busca que possibilita simplificar a computação do vetor gradiente da função objetivo.

Na prática, estimativas precisas de \mathbf{R} e \mathbf{R}_{dx} não são possíveis. Se o sinal de entrada for do tipo ergódico é possível usar médias no tempo para estimar \mathbf{R} e \mathbf{R}_{dx} . Em muitos algoritmos isto é implicitamente feito (DINIZ, 2008).

Se uma boa estimativa da matriz \mathbf{R} e do vetor \mathbf{R}_{dx} são possíveis, um algoritmo baseado no Steepest-Descent pode ser usado para buscar a solução de Wiener (DINIZ, 2008). O algoritmo Steepest-Descent tenta uma aproximação por interações, partindo de uma estimativa inicial do tipo da abaixo (DINIZ, 2008):

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \hat{\mathbf{g}}_w(n) \quad (4.31)$$

Substituindo (4.27) em (4.31), tem-se (DINIZ, 2008):

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu(\hat{\mathbf{R}}_{dx}(n) - \hat{\mathbf{R}}(n)\mathbf{w}(n)) \quad (4.32)$$

onde $\hat{\mathbf{g}}_w(n)$ representa uma estimativa do gradiente da função objetivo relacionada aos coeficientes do filtro e $n=0,1,2,\dots$

Para solucionar a equação (4.32) é possível utilizar-se estimativas instantâneas de \mathbf{R} e \mathbf{R}_{dx} na forma (DINIZ, 2008):

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n) \quad (4.33)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{dx}(n) = d(n)\mathbf{x}(n) \quad (4.34)$$

A estimativa do gradiente é dada então por (DINIZ, 2008):

$$\hat{\mathbf{g}}_w(n) = -2d(n)\mathbf{x}(n) + 2\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n) \quad (4.35)$$

$$= 2\mathbf{x}(n)(-d(n) + \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n))$$

$$\hat{\mathbf{g}}_w(n) = -2e(n)\mathbf{x}(n) \quad (4.36)$$

Desta forma o LEAST-MEAN-SQUARE (LMS) tem como equação de atualização (DINIZ, 2008):

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) \quad (4.37)$$

onde μ é o fator a ser escolhido para garantir a convergência.

Para garantir a convergência do algoritmo LMS μ deve estar no intervalo (DINIZ, 2008):

$$0 < \mu < \frac{1}{\text{tr}[\mathbf{R}]} \quad (4.38)$$

Onde o $\text{tr}[\mathbf{R}]$ está relacionado com a norma quadrática euclidiana do vetor sinal de entrada.

4.4- SISTEMA DE CONTROLE POR ALIMENTAÇÃO DIRETA (FEEDFORWARD), DE BANDA LARGA, MONOCANAL

Quando o ruído que se deseja controlar é de banda larga, a técnica da alimentação direta de um único canal considera um sensor primário, uma fonte secundária e um sensor de erro. O sinal captado pelo microfone primário é processado pelo filtro adaptativo para gerar um sinal de controle a ser emitido pelo alto-falante. O microfone de erro é usado para monitorar a atuação do sistema de controle ativo, captando o sinal desejado. Este tipo de controle ativo se utiliza do esquema dos filtros adaptativos para identificação de sistemas, descrito abaixo e visto no capítulo anterior.

Um esquema de controle ativo de ruído do ponto de vista da metodologia de identificação de sistemas é visto na figura 4.4:

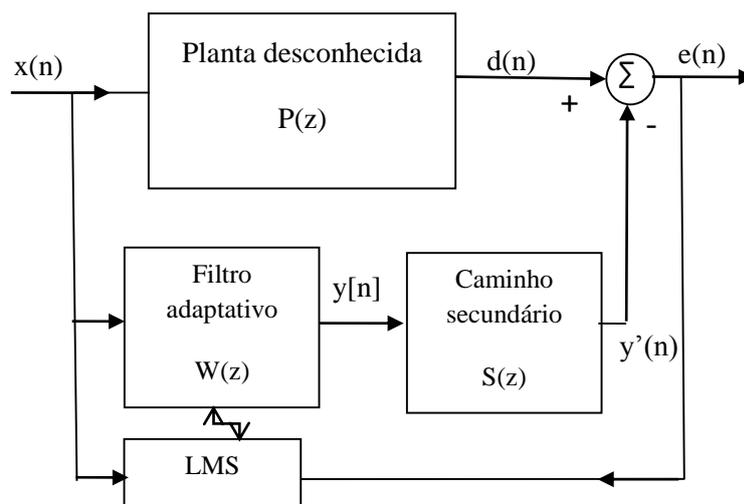


Figura 4.4: diagrama de blocos de um sistema de controle ativo de ruído por alimentação direta, figura baseada em (KUO e MORGAN, 1999).

Visualizando o sistema de controle ativo de ruído como um problema de identificação de sistemas, o sistema a ser identificado neste caso será o sistema compreendido pelo caminho acústico principal, cuja entrada é o ruído a ser controlado, $x(n)$, e cuja saída é o sinal captado pelo microfone de erro, $e(n)$. O sistema que realiza a identificação será compreendido pelo filtro adaptativo (filtro FIR ou IIR e um algoritmo de minimização) e

pelo caminho secundário. O caminho secundário, por sua vez, é o caminho acústico e eletroeletrônico entre o alto-falante e o microfone de erro.

O filtro adaptativo terá seus coeficientes ajustados de forma a modelar a função de transferência do sistema desconhecido.

O algoritmo adaptativo LMS é um dos diversos algoritmos utilizados em filtros adaptativos, tem como característica velocidade e robustez (DINIZ, 2008). Outros algoritmos fazem papel semelhante ao descrito acima, porém com diferenças na velocidade de convergência e robustez (menor ou maior estabilidade).

Considerando a transformada z do sinal de erro, $E(z)$, a equação (4.20) será dada por (KUO e MORGAN, 1999):

$$E = P(z) - Y(z) \quad (4.39)$$

$$E(z) = P(z) - S(z)W(z)X(z) \quad (4.40)$$

onde $P(z)$ é a função de transferência do caminho principal, $Y(z)$ é a função de transferência do sistema compreendido pelo filtro e pela fonte secundária e $W(z)$ é a função de transferência do filtro. $S(z)$ é o caminho composto pelo amplificador, alto-falante e o microfone de erro sendo chamado de caminho secundário.

No caso ideal, o sinal do alto-falante $y'(n)$ e o sinal de referência $d(n)$ seriam, após a convergência do filtro, iguais em módulo e de sinais inversos, de forma que a superposição acústica entre eles cancelaria o ruído, isto é, idealmente $E(z)$ seria zero.

Isto requer uma função de transferência $W_0(z)$ ótima onde (KUO e MORGAN, 1999):

$$W_0 = \frac{P(z)}{S(z)} \quad (4.41)$$

Então o filtro adaptativo $W(z)$ tem que simultaneamente modelar $P(z)$ e inversamente modelar $S(z)$.

4. 4.1 - O Caminho Secundário

O caminho secundário entre o alto-falante e o microfone de erro, que também em parte é acústico, na prática é composto por uma série de equipamentos e dispositivos, que introduzem atrasos e causam instabilidade no sistema. Esta instabilidade é devido ao fato do sinal de erro não ficar corretamente alinhado no tempo com o sinal de entrada

dada a presença de equipamentos como conversores (D/A e A/D), filtro de reconstrução, amplificador de potência, alto-falante, microfone de erro, pré-amplificador e filtro *antialiasing*,

Para corrigir este problema MORGAN e, independentemente, WIDROW e BURGESS (KUO e MORGAN, 1999) derivaram o algoritmo chamado de Filtered-XLMS (Fx-LMS). Neste algoritmo o caminho secundário é substituído por um filtro que seria uma estimativa de $S(z)$, e que tem como saída $y'(n)$.

4.4.2 - O algoritmo Fx-LMS

Considerando a equação (4.40) o erro instantâneo pode ser escrito como KUO e MORGAN, 1999):

$$e(n) = d(n) - s(n) * y(n) \quad (4.42)$$

Sendo,

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M-1} w_i(n)x_i(n-i) = w^T(n)x(n) \quad (4.43)$$

$$e(n) = d(n) - s(n) * [w^T(n)x(n)] \quad (4.44)$$

onde $*$ denota convolução linear e $s(n)$ é a resposta impulsiva do caminho secundário.

O filtro $W(z)$ deve ter comprimento suficiente para modelar satisfatoriamente a função de transferência do sistema.

Dado o valor esperado da função de custo, $\xi(n) = E[e^2(n)]$, o filtro adaptativo Fx-LMS minimiza a estimativa instantânea do erro quadrático médio através do algoritmo Steepest Descent. Este algoritmo atualiza os valores do vetor de coeficientes do filtro adaptativo $w(n)$ através da expressão alternativa abaixo (KUO e MORGAN, 1999):

$$w(n+1) = w(n) - \frac{\mu}{2} \nabla \hat{\xi}(n) \quad (4.45)$$

onde $\nabla \hat{\xi}(n)$ é o gradiente da estimativa instantânea do erro médio quadrático (MSE) no tempo n , sendo o gradiente expresso por (KUO e MORGAN, 1999):

$$\nabla \hat{\xi}(n) = \nabla e^2(n) = 2[\nabla e(n)]e(n) \quad (4.46)$$

Derivando a equação (4.44) em relação a w :

$$\frac{d(e(n))}{dw} = -s(n) * x(n) \quad (4.47)$$

De forma que (KUO e MORGAN, 1999):

$$\nabla e(n) = -s(n) * x(n) = -x'(n) \quad (4.48)$$

Então, $x'(n) = s(n) * x(n)$, onde $x'(n) = [x'(n) \ x'(n-1) \dots x'(n-L)]^T$.

Desta forma, substituindo (4.48) em (4.46), a expressão do gradiente estimado se torna (KUO e MORGAN, 1999):

:

$$\nabla \hat{\xi}(n) = \nabla e^2(n) = 2[\nabla e(n)]e(n) = -2[s(n) * x(n)]e(n) \quad (4.49)$$

$$\nabla \hat{\xi}(n) = -2x'(n)e(n) \quad (4.50)$$

Substituindo (4.50) em (4.45) tem-se o algoritmo X-filtrado LMS, Fx-LMS (KUO e MORGAN, 1999):

$$w(n+1) = w(n) + \mu x'(n)e(n) \quad (4.51)$$

Portanto, no controle ativo de ruído, dados os problemas de instabilidade no sistema causado pela introdução de um caminho secundário, a função de transferência do caminho secundário, $S(z)$, deve ser estimada por um filtro $S_m(z)$.

O sinal desejado $x'(n)$ será obtido pela filtragem de $x(n)$ através do filtro $S_m(z)$. Então, tem-se que (KUO e MORGAN, 1999):

$$x'(n) = s_m * x(n) \quad (4.52)$$

onde s_m é a resposta impulsiva do filtro $S_m(z)$, representada pelo vetor de coeficientes:

$$S_m = [s_{m_0} \ s_{m_1} \ s_{m-1}]^T \quad (4.53)$$

A figura 4.5 mostra o diagrama de blocos de um sistema de controle por alimentação direta utilizando o Fx-LMS. Neste algoritmo o sinal de entrada é primeiro filtrado pela função de transferência estimada do caminho secundário.

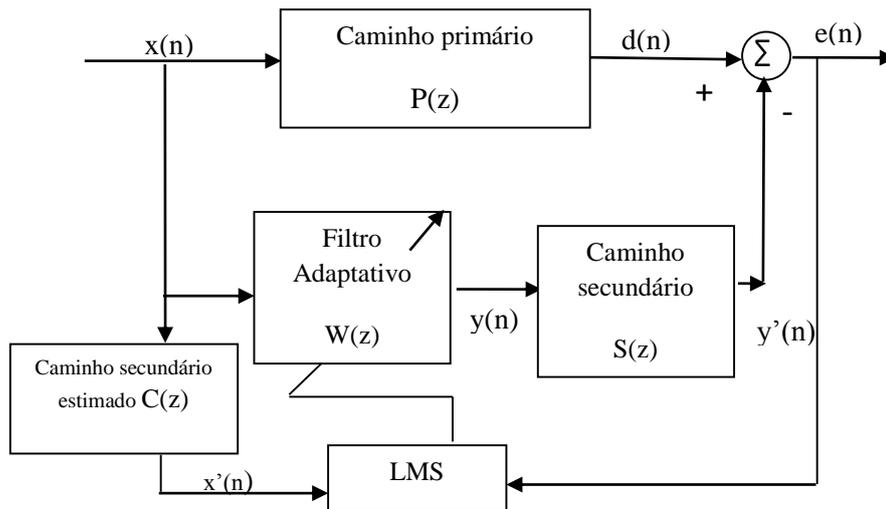


Figura 4.5: Diagrama de bloco de um sistema de controle de ruído por alimentação direta de um único canal, utilizando o Fx-LMS, baseado em (KUO *et al*, 1999).

4.5 – SISTEMA DE CONTROLE POR ALIMENTAÇÃO DIRETA DE BANDA ESTREITA

Quando o ruído a ser controlado é periódico, como por exemplo, o gerado por compressores, motores e ventiladores, o sinal captado normalmente contém a fundamental e os harmônicos do ruído. Neste caso o sinal primário pode ser sintetizado e internamente gerado pelo sistema de controle ativo.

Em geral, são utilizados como sinal primário uma síntese da forma de onda, como proposto por CHAPLIN (KUO e MORGAN, 1999) ou ondas senoidais que tenham as mesmas frequências que os tons harmônicos a serem cancelados. Neste segundo caso o sinal primário é produzido por um filtro adaptativo chamado Notch, originalmente desenvolvido para cancelamento de interferência tonal e posteriormente aplicado para controle ativo de ruído periódico.

4.6- SISTEMA DE CONTROLE POR REALIMENTAÇÃO (FEEDBACK)

No sistema de controle ativo de ruído por realimentação (Feedback), só é utilizado um microfone, que serve para captar o sinal de erro. O sinal captado no microfone de erro é então processado para gerar um sinal primário, que também será o sinal desejado. A técnica Feedback, como descrita por NELSON e ELLIOT (1992) e inicialmente proposta por Eriksson, em 1991 (KUO e MORGAN, 1999) não utiliza filtros adaptativos em sua formulação. Com filtros adaptativos, foi proposta por KUO e MORGAN em 1999 e tem sido muito pouco empregada.

A figura 4.6 mostra o diagrama de bloco de um sistema de controle de ruído por realimentação como proposto por KUO e MORGAN (1999) e implementado neste trabalho. Nesse sistema o filtro $S_m(z)$ que corresponde à estimativa do caminho secundário, descrita nas seções 4.5.1 e 4.5.2, é usado para sintetizar o sinal de referência e para compensar o atraso introduzido pelo caminho secundário (KUO *et al*, 2003).

Considerando em um filtro adaptativo, a transformada z do erro é:

$$E(z) = D(z) - Y(z) \quad (4.54)$$

sendo a saída do filtro adaptativo sintetizada como na equação (4.22) (DINIZ, 2008):

$$y(n) = \sum_{i=0}^N w_i(n)x_i(n-i) = w^T(n)x(n) \quad (4.55)$$

Então o erro, no domínio z :

$$E(z) = D(z) - W(z)X(z) \quad (4.56)$$

Considerando o caminho secundário representado por $S(z)$, o erro:

$$E(z) = D(z) - S(z)W(z)X(z) \quad (4.57)$$

ou

$$E(z) = D(z) - S(z)Y(z) \quad (4.58)$$

Se $S_m(z) \approx S(z)$, pode-se estimar o sinal $d(n)$ e usá-lo como um sinal de referência sintetizado, ou seja (KUO e MORGAN, 1999):

$$X(z) \equiv \hat{D}(z) = E(z) + S_m(z)Y(z) \quad (4.59)$$

E, o sinal $x(n)$ pode ser sintetizado como (KUO, et al, 2003):

$$x(n) \equiv \hat{d}(n) = e(n) + \sum_{m=0}^{M-1} s_m y(n-m) \quad (4.60)$$

onde $\hat{d}(n)$ é o sinal de referência sintetizado, s_m são os coeficientes do filtro FIR de ordem M usado para estimar o caminho secundário, e $m = 0, 1, \dots, M-1$. A entrada $x(n)$ é então aproximadamente igual a $d(n)$.

Desta forma, a estimativa do sinal de referência $\hat{d}(n)$ é obtida filtrando o sinal secundário $y(n)$ no caminho secundário estimado $S_m(z)$ e então combinando-o com o sinal de erro $e(n)$, de modo a gerar novamente o sinal de referência. Sendo que, num sistema Feedback, o sinal de referência é também o sinal primário.

O sinal secundário $y(n)$ é gerado por KUO et al, 2003): :

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l(n) x(n-l) \quad (4.61)$$

Onde $w_l(n), l = 0, 1, \dots, L-1$ são os coeficientes de $W(z)$ no tempo n .

A atualização dos coeficientes pode ser dada na forma do algoritmo Fx-LMS, seguindo a proposta de KUO, Kong e GAN (2003):

$$w(n+1) = w(n) + \mu x'(n-l)e(n) \quad (4.62)$$

$$l = 0, 1, \dots, L-1$$

Onde x' é a versão filtrada do sinal $x(n)$ na estimativa do caminho secundário $s_m(z)$, sendo dada por (KUO et al, 2003):

$$x'(n) = \sum_{m=0}^{M-1} s_m x(n-m) \quad (4.63)$$

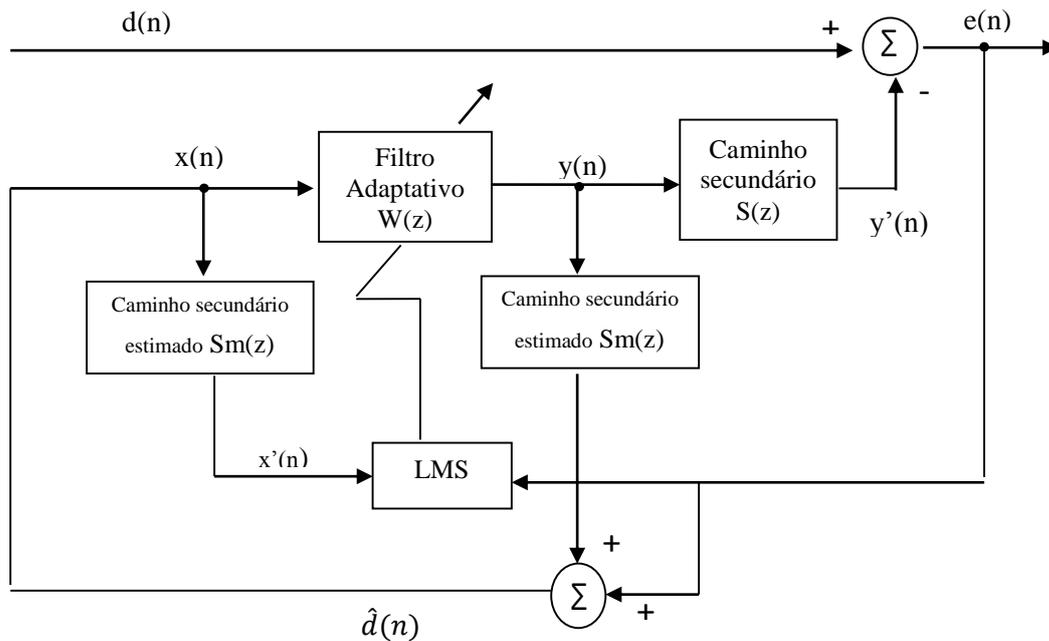


Figura 4.6: Diagrama de bloco de um sistema de controle de ruído por realimentação de um único canal, baseado em (KUO *et al*, 2003).

4.7 - SISTEMA DE CONTROLE GLOBAL E SISTEMA DE CONTROLE DIAGONAL

O controle de múltiplos canais, ou global foi proposto para o campo sonoro tridimensional, como o produzido por grandes máquinas ou transformadores, ou ainda para o controle ativo de locais fechados, ou dutos de grande seção.

O controle global pode utilizar vários sensores primários, fontes secundárias e sensores de erro. No caso de um único sensor primário e de múltiplas saídas, a derivação do algoritmo FLXS segue caminho similar ao controle de um único canal, sendo composto por K equações (KUO e MORGAN, 1999):

$$w_k(n+1) = w_k(n) + \mu \sum_{m=1}^M x'_{km}(n) e_m(n) \quad (4.64)$$

para $k = 1, 2, \dots, K$ e $x'_{km}(n) \equiv s_{mk}(n) * x(n)$ é o sinal formado pela filtragem do ruído primário em k caminhos secundários estimados, formados por k fontes e m microfones de erro.

O controle diagonal ou descentralizado foi citado em KUO e MORGAN (1999) para os casos em que $k = m$ com $K = M$, sendo que o sensor de erro deve ser colocado mais próximo à sua respectiva fonte secundária, estratégia utilizada na barreira ativa do PROJETO TERIA (2006).

4.8 – DESEMPENHO DE UM SISTEMA DE CONTROLE ATIVO DE RUÍDO ADAPTATIVO

A atuação de um sistema de controle ativo de ruído é limitada pela coerência do sinal, de maneira que quanto maior a coerência (correlação cruzada) entre o sinal de entrada e o sinal de referência $d(n)$ menor será o erro residual, o que é uma característica dos filtros adaptativos, conforme a equação (4.30).

O auto espectro de potência do sinal de erro $e(n)$ é expresso como (KUO e MORGAN, 1999):

$$S_{ee}(\omega) = [1 - C_{dx}(\omega)]S_{dd}(\omega) \quad (4.65)$$

onde $C_{dx}(\omega)$ é a função de coerência quadrática entre dois processos randômicos estacionários $d(n)$ e $x(n)$ e $S_{dd}(\omega)$ é auto espectro de potência de $d(n)$.

Para se obter um sinal de erro pequeno tem que haver coerência alta, próxima de 1, nas frequências onde há energia significativa (KUO e MORGAN, 1999).

Capítulo 5

APLICAÇÃO DO CONTROLE ATIVO DE RUÍDO EM BARREIRAS ACÚSTICAS

O presente capítulo inicia com uma revisão bibliográfica destacando alguns dos trabalhos relacionados ao controle ativo de ruído em barreiras acústicas.

A seguir, na seção 5.1, é revisto o problema da difração do som na borda superior da barreira e apresentada a teoria geométrica da difração. Este estudo tem por objetivo entender as implicações da difração no controle ativo de ruído em barreira.

A associação do controle ativo de ruído com barreiras acústicas se encontra entre as implementações do controle ativo de ruído em campo livre, dando origem às chamadas barreiras ativas. Barreiras acústicas (passivas) têm sido utilizadas para controlar o ruído ambiental proveniente de máquinas em instalações permanentes ou temporárias, e principalmente para isolar o ruído do tráfego de veículos das residências próximas em rodovias.

As barreiras acústicas têm melhor atuação em médias e altas frequências e o controle ativo de ruído, por sua vez, atua principalmente nas baixas frequências, fazendo com a associação dos dois sistemas seja interessante.

Considerando as barreiras acústicas passivas, esforços mais recentes foram feitos principalmente no sentido de aumentar a eficiência da barreira sem aumentar sua altura. SHONO, YOSHIDA E YAMAMOTO (1994) testaram, em experimento, a instalação de absorção no topo de barreira próxima a uma rodovia. Com o objetivo de determinar a forma, tamanho e estrutura ótima a ser disposta sobre a barreira, foram testados os formatos cilíndricos, triangulares e retangulares. A maior atenuação foi obtida com a forma cilíndrica, com 10 cm de diâmetro, mas todos os formatos testados deram resultados de atenuação maiores do que a forma tradicional de barreira com borda reta.

OKUBO E FUJIWARA (1998) propuseram um formato de roda d'água para a estrutura absorvedora a ser colocada no topo da barreira. Para produzir a superfície de absorção, propuseram uma superfície cilíndrica, consistindo de tubos acústicos abertos, de $\frac{1}{4}$ de comprimento de onda, arranjados radialmente, sendo sua solução porém dependente da frequência da onda incidente. A superfície de absorção sobre barreira foi denominada de "borda macia".

Em relação às barreiras ativas, dois tipos de barreiras têm sido propostas: barreiras passivas associadas ao controle ativo de ruído e, como segundo tipo, barreiras compostas somente por elementos do controle ativo de ruído, como microfones e alto-falantes.

Para o ruído de tráfego de rodovia, DUHAMEL (1995) publicou um método para calcular o campo tridimensional de pressão sonora em torno de uma barreira usando elementos finitos. Em estudo posterior, calculou a eficiência do controle ativo em barreiras, através do cálculo da correlação espacial da pressão sonora entre pontos determinados em torno da barreira, considerando uma fonte linear. Foi observado que a presença da barreira aumenta a correlação espacial da pressão sonora entre os pontos, o que foi considerado um aspecto positivo pois a existência de correlação é necessária para aplicações em controle ativo.

Em experimento com barreira ativa, DUHAMEL et al (1998), com a técnica Feedforward e o algoritmo Fx-LMS, avaliaram a melhor posição para a fonte secundária, entre 3 pontos localizados entre a fonte primária e a barreira. O primeiro ponto próximo ao chão, o segundo em uma altura mediana, e o terceiro quase na altura da barreira. O microfone de erro foi posicionado na região de sombra da barreira. Para o campo afastado da barreira, o melhor resultado foi obtido como ponto mais próximo ao topo, mas com deficiências na região de sombra próxima à barreira. O ponto próximo ao chão não apresentou resultados positivos. Foi ainda relatado em (DUHAMEL *et al*, 1998) que a colocação da fonte secundária, após a barreira, na região de sombra, foi avaliada pelos autores em experimento em escala, encontrando resultados pobres.

Verificando a dependência da frequência, o efeito observado por Duhamel *et al* foi que à medida que há incremento na frequência, diminui a zona de atenuação do controle, sendo a zona de atenuação similar a um setor angular cuja abertura do ângulo decresce com o aumento da frequência. Para estimar o ângulo de abertura em função da frequência e da posição da fonte primária e secundária, propôs o cálculo pelo método dos raios, válido para altas frequências. A difração da barreira foi considerada no cálculo, através de um coeficiente de difração.

O conceito do segundo tipo de barreira ativa, composta somente por elementos do controle ativo de ruído, foi desenvolvido pelo grupo de estudos Territorial Inset Airport em experimentos (TERIA PROJECT, 2006) no aeroporto de Malpessa de 2004 a 2006. O experimento, para controle do ruído aeroportuário, constituiu-se de uma antena compreendida por 64 módulos de controle montados em uma estrutura metálica de 5 m x 5 m. A antena é interposta entre a fonte de ruído, no caso, aviões decolando, e um prédio do aeroporto, para criar uma região de sombra atrás barreira ativa. Experimento anterior já havia sido montado no aeroporto de Saint-Exupéry em Lyon pelo mesmo grupo. Outro experimento também relatado pelo TERIA PROJECT (2006) foi montado pelo Wyle Labs, Estados Unidos, para aviões percorrendo a pista. A particularidade do Teria Project consistiu da criação de módulos de controle que atuam independentes um dos outros, utilizando o controle diagonal ou descentralizado, o que simplifica a parte eletrônica e facilita a implementação.

O sistema de controle ativo de implementação mais simples é o de um único canal, utilizado em dutos. O controle de múltiplos canais, ou global foi proposto para o campo sonoro como o produzido por grandes máquinas ou para o controle ativo de locais fechados. O controle global pode utilizar vários sensores primários, fontes secundárias e sensores de erro, de controle centralizado. O controle diagonal utiliza vários canais, porém de controle descentralizado.

O controle diagonal ou descentralizado foi citado por KUO E MORGAN (1999) para os casos em que o número de sensores de erro é igual ao número de fontes secundárias, estratégia utilizada na barreira ativa do Teria Project, que utilizou os sensores de erro próximos às respectivas fontes secundárias.

O controle ativo do tipo global em ambientes fechados se mostrou limitado a espaços pequenos. JOSEPH, ELLIOTT E NELSON (1994) demonstraram que em campo reverberante, o sensor de erro deveria estar posicionado no campo próximo ao da fonte secundária.

Considerando as barreiras acústicas associadas ao controle ativo de ruído e à filosofia de “borda macia”, Omoto e Fugiwara (YANG E GAN, 2000) propuseram a borda superior da barreira para colocação do microfone de erro, visto que a borda se comporta como uma fonte virtual de difração. A estratégia de controle proposta por Omoto e Fugiwara é de cancelamento em múltiplos pontos ao longo da borda de difração.

Shao et al (YANG E GAN, 2001) propuseram um arranjo de fontes sonoras secundárias em forma de arco sobre a barreira, para aumentar a eficiência do controle ativo. YANG

E GAN (2001) discutiram os resultados de Shao *et al* e demonstraram, por simulação, que a maior eficiência da fonte em arco se devia ao fato desta estar mais próxima da fonte primária. Também demonstraram que um número de pontos de cancelamento maior do que o número de fontes secundárias produz um pequeno incremento em eficiência na redução do ruído.

Em relação à utilização de uma fila de microfones de erro ao longo do topo da barreira, foi demonstrado no trabalho de Omoto (ZOU *et al*, 2010) que o controle ativo em barreira é efetivo quando o intervalo entre os sensores de erro é menor que meio comprimento de onda do sinal e a performance aumenta com o decréscimo da distância entre a fonte secundária e a fonte primária. Mais tarde Guo *et al* (ZOU *et al*, 2010) argumentaram que o espaçamento devia ser otimizado para uma determinada frequência, e que haveria perda por inserção de barreira também em uma faixa de frequências em torno da frequência especificada.

Em relação à posição do sensor de erro, a maioria das aplicações o posiciona sobre o topo da barreira, e a fonte secundária, em posição anterior a barreira, entre a fonte primária e o microfone de erro, argumentando que quando a pressão sonora, na posição do sensor de erro, for controlada pela fonte secundária, a difração do som ao longo da borda da barreira passiva será atenuada (ZOU *et al*, 2010).

A barreira ativa de ruído com a técnica Feedforward e filtragem adaptativa com controle descentralizado foi investigada por ZOU, LU e QIU (2010). Também compararam a implementação do sistema com a função de transferência definida previamente e concluíram que as duas técnicas são viáveis. Utilizaram a modelagem teórica que usa a pressão sonora na posição do sensor de erro como função de custo a ser minimizada, ao invés do modelo empregado no sistema de controle multicanal, que utiliza como função de custo a minimização da soma quadrática das pressões sonoras, demonstrando bons resultados.

Argumentando a dificuldade de ordem prática de se instalar a fonte secundária antes da barreira e o microfone de erro sobre o topo da barreira, devido ao fato da fonte ser muito maior do que o microfone de erro, Ohnishi *et al* (NIL *et al*, 2007) propuseram posicionar a fonte secundária ao lado do topo da barreira. Na mesma abordagem, NIU, ZOU, QIU, WU, (2007) por simulação numérica e por experimentos, com o microfone de erro bem próximo à fonte secundária, verificaram que a melhor posição para o microfone seria sobre a fonte secundária, estando essa ao lado do topo da barreira, com seu alto falante voltado para cima. NIL *et al* em sua simulação numérica consideraram as reflexões no chão através do método das imagens.

O presente trabalho discute a posição da fonte secundária e do microfone de erro através da teoria geométrica da difração e da formulação desenvolvida, sendo considerado um posicionamento diferente do proposto por NIU *et al* e por Omoto e Fujiwara.

OMOTO, MORIE E FUJIWARA (2001) estudaram a performance de filtros adaptativos para sistema de controle ativo de fontes móveis. Através de simulação, fizeram um estudo comparativo do desempenho dos algoritmos NLMS, RLS e Fx-LMS para o controle ativo de uma fonte móvel com a técnica Feedforward. Para simular o ruído da fonte se movimentando, foi utilizado o sinal de ruído de um escapamento de motocicleta gravado previamente, convoluído com a resposta impulsiva do caminho entre a fonte primária e os sensores. A velocidade e a aceleração da fonte foram modeladas ao longo de um percurso paralelo à barreira. O estudo apontou o algoritmo RLS como o de melhor resultado para ambiente estacionário e o Fx-LMS como de melhor resultado para controlar o ruído de uma fonte móvel.

A técnica Feedback foi proposta por SHUICHI, OGAWA, TAKAHASHI E SANO (2001) para o controle do ruído de automóveis em campo livre, onde um filtro IIR de ordem baixa foi proposto para modelar a função de transferência do caminho secundário entre a fonte secundária e o microfone de erro. Este trabalho não utilizou filtros adaptativos em sua formulação, sendo a função de transferência do filtro IIR definida previamente.

A utilização de uma combinação de sensor de erro de campo próximo, com sensor de erro virtual no campo afastado, com o objetivo de criar zonas de quietude próximo ao ouvido humano, foi estratégia desenvolvida por Elliot e David em 1992 (MUN, 2003). Esta técnica foi ainda discutida por Garcia-Bonito em 1996, Elliot, Rafaely et al (MUM, 2003) e MUN (2003). BERKHOFF (2005) propôs um sistema multicanal para controle através da estratégia de campo próximo com sensoriamento virtual de campo afastado, para controle do ruído de tráfego em barreiras ativas. Esta técnica atenta para o fato de que a minimização da pressão sonora no campo próximo pode não resultar numa redução da pressão no campo afastado. Buscando corrigir esse fato, a técnica estima a pressão sonora num ponto de campo afastado, que deverá ser minimizada em conjunto com a pressão captada no sensor de campo próximo.

5.1 ASPECTOS ACÚSTICOS DO CONTROLE ATIVO EM BARREIRAS

A possibilidade de perda por inserção de uma barreira é determinada pela difração em sua borda superior e em suas laterais, e por transmissão do som através da barreira. A transmissão através da barreira pode ser considerada desprezível para barreiras, constituídas de material não poroso, capazes de produzir perda por inserção de 25 dB na frequência de interesse. Por outro lado a difração é considerada um importante problema da física, tendo sido inicialmente estudado no campo da ótica. A solução analítica do problema vem sendo proposta por matemáticos e físicos ao longo dos últimos dois séculos. Vários físicos, como Lorde Rayleigh e Sommerfeld, buscaram resolver matematicamente cada caso da difração.

A primeira teoria matemática da difração da luz é dada por Fresnel, que confirmou sua natureza ondulatória, ganhando um prêmio do concurso da Academia de Ciências em Paris em 1819 (KUMAR e RANGANATH, 1991).

No caso da difração do som, Kirchoff (PIERCE, 1974) deu um tratamento matemático mais preciso ao princípio de Fresnel/Huygens. Nos casos práticos, para a difração do som em um anteparo rígido, a solução de Kirchoff conduz a um resultado em que as amplitudes difratadas a grandes distâncias da barreira podem ser expressas em termos do número de Fresnel (PIERCE, 1974), o que reduziu bastante os cálculos computacionais. Sua teoria foi estendida para o domínio da luz, mas neste caso, apresenta grandes dificuldades no cálculo teórico dos padrões de difração, mesmo para aberturas e obstáculos com as formas geométricas mais usuais (KUMAR e RANGANATH, 1991).

Outra abordagem do problema, a teoria geométrica da difração (TGD), foi sistematizada nos anos 50 e 60 por KELLER (1962). A abordagem geométrica para explicar a difração ótica foi introduzida inicialmente por Thomas Young em 1802. Também em 1945 o problema foi estudado por Raman (KUMAR e RANGANATH, 1991). Young propôs tratar a difração como um problema de interferência, observando que quando a luz incide sobre uma borda reta, a borda reflete a luz em várias direções, e, a interferência associada com a onda originária da borda e com a onda transmitida dá origem aos efeitos observados de difração. De fato, no caso do som, a energia sonora que irá enriquecer a região de sombra da barreira vem da região próxima ao seu topo. Desta forma, é possível considerar que a energia sonora pareça emanar da borda da barreira.

O problema da difração da onda pela borda se tornou um clássico na teoria da propagação de ondas e foi originalmente solucionado por Sommerfeld (PIERCE, 1974), que apresentou a solução exata para o problema da difração de onda plana por anteparo semi-infinito. Sua solução considera a existência da onda incidente, da refletida e mais

uma terceira onda chamada de onda difratada (KELLER, 1962). Segundo KELLER (1962), quando a onda incidente se propaga na direção normal à borda reta do anteparo, a onda difratada é cilíndrica, tendo a borda do anteparo como seu eixo, de forma que a frente de onda cilíndrica parece emanar da borda. A linha reta ortogonal à esta frente de onda, pode ser identificada com os raios difratados. Quando a incidência é normal à borda, esta produz raios difratados que também são normais à borda. Quando a incidência é oblíqua à borda do anteparo, os raios difratados são cônicos. Neste caso, as frentes de onda difratadas são cones paralelos à borda e a seus eixos comuns (ver figura 5.1).

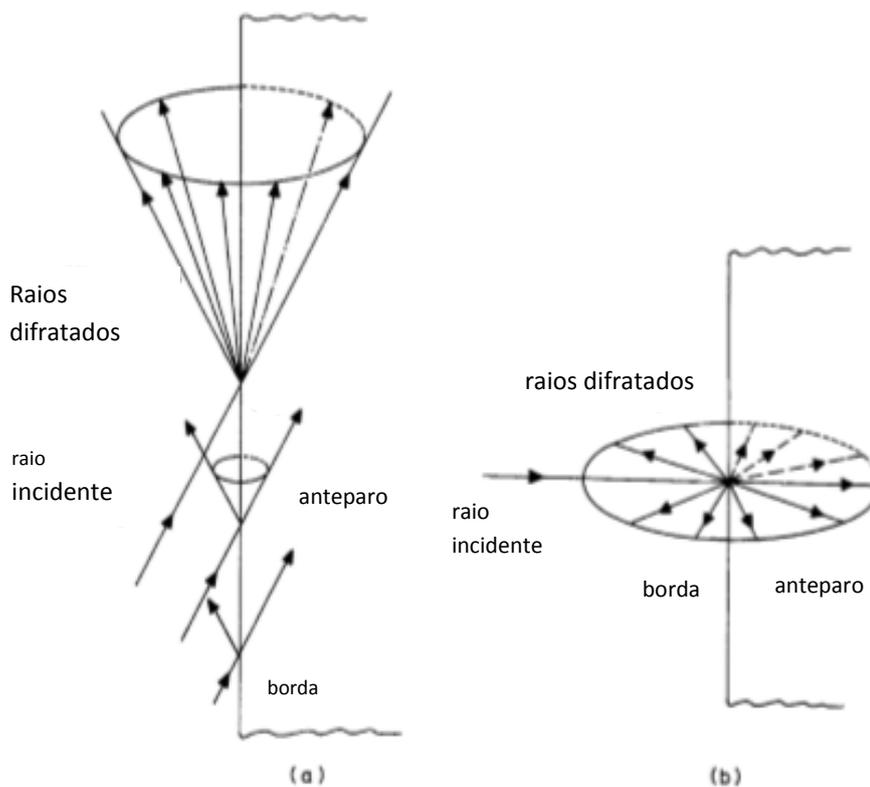


Figura 5.1: a) Cone de raios difratados produzido pelo raio incidente quando este atinge obliquamente a borda de um anteparo fino. b) plano de raios difratados produzidos por um raio de incidência normal a borda de um anteparo fino. KELLER (1962).

KELLER em sua teoria geométrica da difração, estabeleceu uma analogia entre os fenômenos de reflexão e refração da ótica geométrica e os fenômenos de difração. Propôs um coeficiente de difração, considerando que o valor do campo difratado é proporcional ao valor do campo incidente na borda de difração multiplicado por um coeficiente.

5.1.1 Teoria Geométrica da Difração para o caso do campo difratado por uma borda reta

Segundo KELLER (1962), supondo que os raios estejam em meio homogêneo, sendo portanto linhas retas, tomando o caso bidimensional na qual a borda é uma linha reta e que os raios incidentes proveem de planos normais à borda, então os raios difratados também serão normais à borda e emanarão dela em todas as direções.

Keller, considerando somente um raio em um plano normal à borda (ver figura 5.1b) e r como a distância da borda, para determinar a amplitude $A(r)$ do raio difratado tomou um tubo de altura unitária, formado por dois raios vizinhos de um mesmo plano normal à borda, de forma que a área da seção cruzada do tubo é proporcional a r . Como o fluxo de energia através do tubo deve ser constante, a amplitude $A(r)$, do raio difratado decresce com o aumento do r , sendo proporcional a $r^{-\frac{1}{2}}$. A amplitude do raio difratado também é proporcional a amplitude incidente A_i , sendo então dada por (KELLER, 1962):

$$A(r) = DA_i r^{-\frac{1}{2}} \quad (5.1)$$

O campo difratado u_e será (KELLER, 1962):

$$u_e = Du_i r^{-\frac{1}{2}} e^{ikr} = DA_i r^{-\frac{1}{2}} e^{i(kr + \psi_i)} \quad (5.2)$$

Onde u_e é o campo de um raio difratado da borda, D é o coeficiente de difração, u_i o campo incidente, λ o comprimento de onda do campo incidente, ψ_i a fase do raio incidente na borda e $kr + \psi_i$ é a fase do raio difratado.

Para obter a expressão do coeficiente de difração, KELLER (1962) expandiu assintoticamente a solução exata de Sommerfeld, para grandes valores de kr , para o caso da difração da onda plana em borda reta, e depois igualou o resultado à expressão (5.2), encontrando:

$$D = \frac{e^{\frac{i\pi}{4}}}{2(2\pi k)^{\frac{1}{2}} \sin\beta} \left[\sec \frac{1}{2}(\theta - \alpha) \pm \csc \frac{1}{2}(\theta + \alpha) \right] \quad (5.3)$$

onde β é o ângulo entre o raio incidente e a borda, θ é o ângulo entre o raio incidente e a normal ao anteparo, e α é o ângulo entre o raio difratado e a normal ao anteparo.

Na expressão (5.3), o sinal negativo entre o termo da secante e da cossecante, aplica-se a barreiras não absorventes (KURZE et al, 1971). No caso em que a borda é uma linha reta e o raio incidente provém de plano normal à borda, $\beta = \pi/2$. A figura 5.2 mostra a projeção de um raio incidente e difratado em um plano normal à borda de um anteparo.

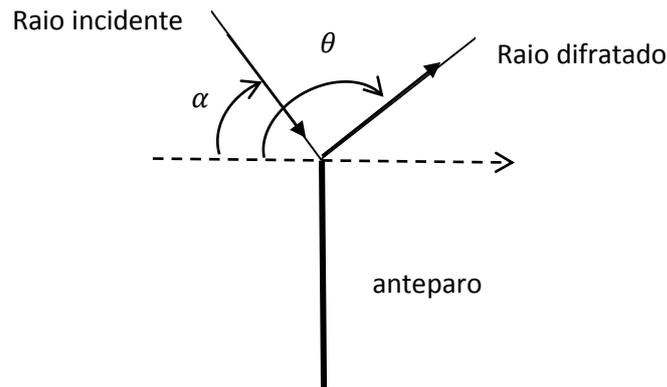


Figura 5.2: projeção dos raios incidente e difratado em um plano normal à borda do anteparo. A borda é normal ao plano da figura. Figura baseada em (KELLER, 1962).

O coeficiente de difração é determinado pela direção da onda incidente e difratada, pelo comprimento de onda, e pelas propriedades geométricas e físicas do meio na borda de difração.

5.2 POSICIONAMENTO DA FONTE SECUNDÁRIA E DO MICROFONE DE ERRO

Nesta seção, tomando como base a teoria geométrica da difração e os aspectos acústicos do controle ativo em campo livre, discutidos no Capítulo 3, foi desenvolvida por este trabalho, formulação para o cálculo da perda por inserção de barreira ativa e da perda excedente por inserção do controle ativo, considerando o coeficiente de difração de KELLER (1962). Como há pontos onde o coeficiente de difração de Keller não é válido foi desenvolvida uma segunda formulação, considerando para o cálculo da

perda por inserção de barreira passiva o trabalho de KURZE e ANDERSON (1971). Esta última formulação será utilizada para as simulações do Capítulo 8.

Esta seção também objetiva discutir o tipo de controle, a posição dos sensores e fonte secundária, e as técnicas de controle ativo que melhor se adequam ao caso, e que serão empregados nos experimentos.

O controle ativo de ruído busca aumentar virtualmente a altura da barreira acústica através da redução do ruído na borda de difração. Pela teoria geométrica da difração, na borda da barreira, é admissível considerar a existência de uma fonte de ruído (cilíndrica) em seu topo. Desta forma, o arranjo dos microfones e de fontes secundárias no sistema de controle ativo de ruído empregado, deve ser tal, que a fonte secundária absorva energia sonora no topo da barreira, reduzindo a amplitude $A(r)$ do campo na região da borda.

Reconhecendo, pela teoria geométrica da difração, que somente a vizinhança ao ponto de difração pode afetar o valor da amplitude do raio difratado, visto que a amplitude do raio difratado decresce com o afastamento da borda do anteparo, conforme equação (5.1), vê-se que a utilização do controle ativo com sensoriamento local se mostra interessante. No sensoriamento de campo próximo, discutido do ponto de vista acústico no Capítulo 3, a zona de quietude é localizada nas proximidades do microfone de erro, (sendo este localizado próximo à fonte secundária). Se uma linha de fontes secundárias e microfones de erro for utilizada, pode-se produzir a condição de contorno que minimiza a transmissão sonora através da zona de quietude (ROMEY *et al*, 2001). Para o caso em que esta linha de microfones esteja após a fonte secundária no topo da barreira, é possível produzir uma região de sombra no entorno da linha de microfones e desta forma aumentar a região de sombra da barreira.

A fonte secundária, que é o absorvedor acústico, deve estar no topo da barreira, na borda de difração, voltada para a região de sombra da barreira passiva, e o microfone de erro deve estar localizado após a fonte secundária, em seu campo próximo.

A abordagem de campo próximo também propicia a utilização de um sistema de controle descentralizado, monocanal. O controle descentralizado com a técnica da alimentação direta, considera um sistema monocanal como um conjunto independente. Neste caso, um microfone primário, uma fonte secundária e microfone de erro compõem um conjunto de processamento mais simples. Mas também é possível considerar como conjunto independente somente a fonte secundária e o microfone de erro. Neste caso é utilizado apenas um microfone primário para os diversos conjuntos.

Considerando o caso real do controle ativo em uma barreira em campo livre, seriam necessários várias fontes secundárias e microfones de erro ao longo de toda a extensão da barreira, o que dificultaria a utilização da abordagem multicanal (de controle centralizado), pois aumentaria sobremaneira a complexidade do processamento. Portanto o controle descentralizado se mostra mais adequado ao controle ativo em barreira.

Em simulação e experimento será avaliado apenas um sistema monocanal.

Quando uma barreira é interposta entre uma fonte e um receptor é possível considerar o campo subdividido em 3 regiões. As linhas pontilhadas na figura 5.3, localizadas em $\theta = \pi - \theta_s$ e $\theta = \pi + \theta_s$ delimitam as regiões I a III. Para um receptor na região I, o campo sonoro total é composto pelo som direto proveniente da fonte primária p_d , pelo som refletido pela barreira p_r , e pelo som difratado pela borda da barreira p_D . Na região II, o campo sonoro total é composto pelo som direto proveniente da fonte primária e o campo difratado pela borda da barreira, p_D . Na região III, chamada de zona de sombra, o campo sonoro é composto somente pelo som difratado. O campo em cada região é dado como (NIU et al, 2007):

- Região I: $p_p = p_d + p_r + p_D$
- Região II: $p_p = p_d + p_D$
- Região III: $p_p = p_D$

A indicação do vetor posição será omitida para simplificar a notação adotada no capítulo 3. Considerando um campo sonoro primário, p_p , produzido por uma fonte sonora primária harmônica, e um alto-falante secundário, de vazão mássica complexa q_s e impedância de transferência Z_s , a pressão complexa total p num ponto qualquer será:

$$p = p_p + Z_s q_s \quad (5.4)$$

Sendo q_{s0} a amplitude ótima da fonte secundária com o controle ativo em funcionamento, a pressão sonora total neste ponto se torna:

$$p = p_p + Z_s q_{s0} \quad (5.5)$$

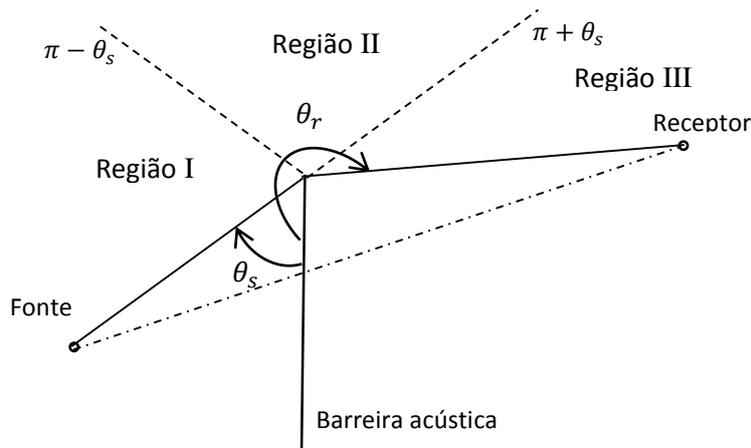


Figura 5.3: desenho esquemático de uma barreira acústica, figura baseada em NIL *et al* (2007)

Interpondo uma barreira acústica entre a fonte primária e um ponto qualquer na região III em solo absorvedor e posicionando a fonte secundária no topo da barreira, o campo total com o controle ativo em funcionamento se torna:

$$p = p_D + Z_s q_{s0} \quad (5.6)$$

sendo q_{s0} dado na equação (3.19) por:

$$q_{s0} = -(Z_s^H Z_s)^{-1} Z_s^H Z_p q_p \quad (5.7)$$

onde Z_p é a impedância de transferência acústica entre a fonte primária e o microfone de erro, Z_s é a impedância de transferência acústica entre a fonte secundária e o microfone de erro, Z_s^H é a transposição Hermitiana de Z_s e q_p é a vazão mássica da fonte primária.

A pressão complexa total p num ponto x qualquer, será:

$$p = p_D - Z_s (Z_s^H Z_s)^{-1} Z_s^H \frac{i\omega e^{-ikr}}{4\pi r} q_p \quad (5.8)$$

onde r é o menor caminho sobre a barreira entre a fonte primária e o ponto x .

Sendo a expressão do campo sonoro difratado u_e , dada em (5.2) como (KELLER, 1962), a expressão necessária para reduzir a pressão sonora em um ponto x qualquer, considerando a difração e a vazão mássica ótima da fonte secundária, é dada por:

$$p = DA_i r^{-\frac{1}{2}} e^{i(kr + \psi_i)} - Z_s (Z_s^H Z_s)^{-1} Z_s^H \frac{i\omega e^{-ikr}}{4\pi r} q_p \quad (5.9)$$

onde D é o coeficiente de difração, r é a distância entre a fonte secundária e o ponto x .

Então a perda por inserção de barreira ativa (IL_{BA}) é dada por:

$$IL_{BA} = 20 \log \left| \frac{p(x)}{p_{pa}(x)} \right| \quad (5.10)$$

onde p_{pa} é a pressão complexa da fonte primária no ponto x na ausência da barreira ativa e $p(x)$ é calculado pela equação 5.9.

A perda excedente por inserção de barreira ativa ($IL_{excesANC}$) é dada por:

$$IL_{excesANC} = 20 \log_{10} \left| \frac{p(x)}{p_{px}(x)} \right| \quad (5.11)$$

onde p_{px} é a pressão complexa no ponto x , protegido pela barreira passiva (com o controle ativo desligado), sendo $p_{px} = p_D$.

A perda por inserção de barreira passiva, considerando o coeficiente de difração D , pode ser obtida através de:

$$IL_{BKeller} = IL_{BA} - IL_{excesANC} \quad (5.12)$$

O coeficiente de difração D , dado por Keller, equação (5.3), é válido para o caso em que a borda é reta e o raio incidente provém de um plano normal à borda. Em sua formulação para a perda por inserção de barreira passiva, Kurze e Anderson (1971) se basearam no coeficiente de Keller e incluíram um termo de correção para a incidência oblíqua. Também incluíram na formulação a região entre a zona iluminada e a zona de sombra, região onde a teoria geométrica da difração não é válida (KUMAR e RANGANATH, 1991).

A formulação a seguir, desenvolvida por este trabalho, objetiva calcular a perda por inserção de barreira ativa e a perda excedente por inserção de barreira ativa, em n posições diferentes do microfone de erro. Neste caso, foi utilizado a perda por inserção de barreira acústica passiva dada por Kurze e Anderson.

Considerando uma configuração de controle ativo monocanal com um microfone de erro localizado em x_e , uma fonte primária de vazão mássica, q_p , e uma fonte secundária de vazão mássica ótima q_{s0} , a pressão complexa total em x_e será:

$$p_e = p_{pe} + Z_s q_{s0} \quad (5.13)$$

onde a impedância de transferência entre a fonte secundária e o microfone de erro é dada por:

$$Z_s = \frac{i\omega e^{-ikr_{se}}}{4\pi r_{se}} \quad (5.14)$$

sendo r_{se} a distância entre a fonte secundária e o microfone de erro.

Uma barreira acústica é interposta entre a fonte primária e n pontos de monitoração m , em solo absorvedor, e a fonte secundária é posicionada no topo da barreira. Sendo os n pontos m localizados em $x_m = [x_{m_1}, x_{m_2}, \dots, x_{m_n}]$, a pressão sonora complexa total no ponto (x_{m_n}) é dada pela soma da pressão complexa (p_{pm}) devido a fonte primária e a pressão p_{sm} , devido a fonte secundária q_{s0} , sendo dada por:

$$p_{m_n} = p_{pm_n} + p_{sm} \quad (5.15)$$

A pressão devido a fonte primária é:

$$p_{pm_n} = Z_{pm_n} q_p$$

$$p_{pm_n} = \frac{i\omega e^{-ikr_{m_n}}}{4\pi r_{m_n}} q_p \quad (5.16)$$

onde r_{m_n} é a menor distância entre a fonte primária e cada microfone de monitoração no percurso sobre a barreira.

A pressão sonora complexa devido à fonte secundária em x_m é:

$$p_{sm} = \frac{1}{r_{sm}} (Z_s q_{s0}) e^{-ikr_{sm}} \quad (5.17)$$

onde r_{sm} é a distância entre a fonte secundária e cada microfone de monitoração.

Substituindo (5.16) e (5.17) em (5.15) tem-se:

$$p_{m_n} = \frac{i\omega e^{-ikr_{m_n}}}{4\pi r_{m_n}} q_p + \frac{1}{r_{sm}} (Z_s q_{s0}) e^{-ikr_{sm}} \quad (5.18)$$

Substituindo a vazão mássica ótima q_{s0} , dada em (5.7), em (5.18), obtém-se:

$$p_{m_n} = \frac{i\omega e^{-ikr_{m_n}}}{4\pi r_{m_n}} q_p - \frac{1}{r_{sm}} (Z_s (Z_s^H Z_s)^{-1} Z_s^H Z_{pe} q_p) e^{-ikr_{sm}} \quad (5.19)$$

onde Z_{pe} é a impedância de transferência acústica entre a fonte primária e o microfone de erro. Então a pressão num ponto de monitoração x_{m_n} é dada por:

$$p_{m_n} = \frac{i\omega e^{-ikr_{m_n}}}{4\pi r_{m_n}} q_p - \frac{1}{r_{sm}} (Z_s (Z_s^H Z_s)^{-1} Z_s^H \frac{i\omega e^{-ikr_{pe}}}{4\pi r_{pe}} q_p) e^{-ikr_{sm}} \quad (5.20)$$

sendo r_{pe} a distância entre a fonte primária e o microfone de erro no percurso sobre a barreira.

Considerando um ponto de monitoração m , a atenuação obtida pelo sistema de controle ativo, ou seja a perda excedente por inserção de barreira ativa no ponto x_m , é dada por:

$$IL_{ANC} = 20 \log_{10} \left| \frac{p_{m_n}(x_m)}{p_{pm_n}(x_m)} \right| \quad (5.21)$$

onde $p_{m_n}(x_m)$ é a pressão complexa em um ponto de monitoração m devido ao controle ativo sobre a barreira e $p_{pm_n}(x_m)$ é a pressão complexa em um ponto de monitoração m devido a fonte primária sem a fonte secundária.

Considerando, a pressão sonora RMS (BERANEK, 1988):

$$p_{rms} = \sqrt{p^2} \quad (5.22)$$

A perda excedente por inserção de barreira ativa por ser ainda calculada por:

$$IL_{ANC} = 20 \log_{10} \left(\frac{p_{mrms}(x_m)}{p_{pmrms}(x_m)} \right) \quad (5.23)$$

A perda por inserção de barreira ativa é obtida por:

$$IL_{BA} = IL_{BP} + IL_{ANC} \quad (5.24)$$

Considerando o Número de Fresnel N_{fr} , a perda por inserção de barreira passiva IL_{BP} pode ser calculada pela formulação de Kurze e Anderson (BERANEK, 1988):

Para $N_{fr} \geq -0,2$:

$$IL_{BP} = 20 \log_{10} \left(\frac{\sqrt{2\pi N_{fr}}}{\tanh \sqrt{2\pi N_{fr}}} \right) + 5dB \quad (5.25)$$

Para $N_{fr} < -0,2$:

$$IL_{BP} = 0$$

Para $z_r + |x_r/x_s|z_s < 0$: (5.26)

que é chamada de zona de transição, deve ser calculada a equação (5.25) considerando o valor absoluto de N_{fr} e a tangente hiperbólica deve ser substituída pela tangente, onde (x_r, z_r) são as coordenadas do receptor e (x_s, z_s) as coordenadas da fonte, considerando um plano xz com a origem no topo da barreira. Neste caso a perda por inserção de barreira está entre 0 e 5 dB (Beranek, 1988).

Na prática, a perda por inserção excedente dada pelo controle ativo de ruído ($IL_{excesANC}$) é avaliada pela diferença entre a perda por inserção de barreira ativa com o controle ativo ligado e a perda por inserção de barreira com o controle desligado, dada por

$$IL_{excesANC} = IL_{BA} - IL_{BP} \quad (5.27)$$

Resta avaliar as técnicas de controle ativo de ruído, por alimentação direta e por realimentação abordadas no Capítulo 3.

O desempenho das técnicas da alimentação direta, da realimentação e uma proposta de melhoria feita por este trabalho, na técnica da alimentação direta, será comparado para o ruído de helicóptero.

No caso da utilização de filtros adaptativos, a técnica feedback necessita da estimativa do caminho secundário, para obter o sinal primário e o seu respectivo sinal de controle. Desta forma, também foi necessário identificar a função de transferência do caminho secundário.

O desempenho das técnicas da alimentação direta, da realimentação, e uma proposta de melhoria na técnica da alimentação direta, serão comparados para o ruído de helicóptero.

Será investigado em simulação e experimento a melhor distância entre a fonte secundária e o microfone de erro, com uma barreira ativa e um sistema monocal. Com a técnica da alimentação direta, o melhor local para posicionar o microfone primário deve ser observado em experimento.

Capítulo 6

EXPERIMENTOS E RESULTADOS SEM A BARREIRA ACÚSTICA E COM TONS PUROS

Todos os experimentos deste trabalho foram realizados no Laboratório de Acústica e Vibrações (LAVI) do Programa de Engenharia Mecânica da COPPE – UFRJ. O objetivo foi verificar a implementação dos algoritmos utilizados, não sendo feito portanto estudo de erro. As condições utilizadas nos testes também não foram as condições *in situ* que seriam possíveis em campo livre ou em uma câmara anecóica, tendo em vista que no laboratório não é possível obter as condições de campo livre.

Os experimentos deste capítulo foram feitos sem a barreira acústica e com tons puros. A implementação das rotinas nos softwares MATLAB e LabVIEW para o controle ativo serão descritas na seção 6.1 e 6.2.

Vários aspectos do controle ativo de ruído por filtragem adaptativa que influenciam no controle foram revistos neste capítulo, tais como os parâmetros do filtro adaptativo com filtro FIR, a frequência de amostragem, causalidade, instabilidades do sistema e o compromisso entre qualidade da adaptação e convergência.

Esses aspectos foram estudados com a técnica da alimentação direta, mas estão presentes nos demais experimentos, pois são importantes para que o controle ativo por filtragem adaptativa seja efetivado.

Esses testes iniciais demonstraram que os sistemas por alimentação direta e por realimentação estavam funcionando bem.

As fotos dos equipamentos instalados no LAVI são apresentadas nas figuras 6.1 a 6.7. Os ruídos a serem controlados foram gerados através do software Audacit, instalado em um notebook (figura 6.1). Os alto-falantes amplificados, mostrados nas figuras 6.2 e 6.5, foram utilizados respectivamente como fonte primária e como fonte secundária. Como controlador foi utilizado um computador com o software LabVIEW instalado (figura 6.4).

A distribuição espacial dos equipamentos foi alterada em alguns experimentos, com objetivo de buscar melhores resultados. Os equipamentos utilizados nos experimentos foram:

- computador com placa de 4 canais NI PCI 4461 input-output
- placa de 4 canais NI 9233 input
- chassi NI cDAQ-9174
- Microfone Primário: BSWA MPA 416, nº de série: 462006
- Microfone de erro: BSWA MPA 416, nº de série: 462275
- Microfone de monitoração: BSWA MPA 416, nº de série: 462277
- Fonte primária: alto-falante amplificado ONEAL OCM50 Professional Multiuse
- Fonte secundária: alto-falante amplificado Master Audio Amplifier guitar series GT-15
- 1 Notebook
- Um calibrador Brüel e Kjaer type 4230, serial n. 930043, 94 dB 1000 Hz Sound Level Meter

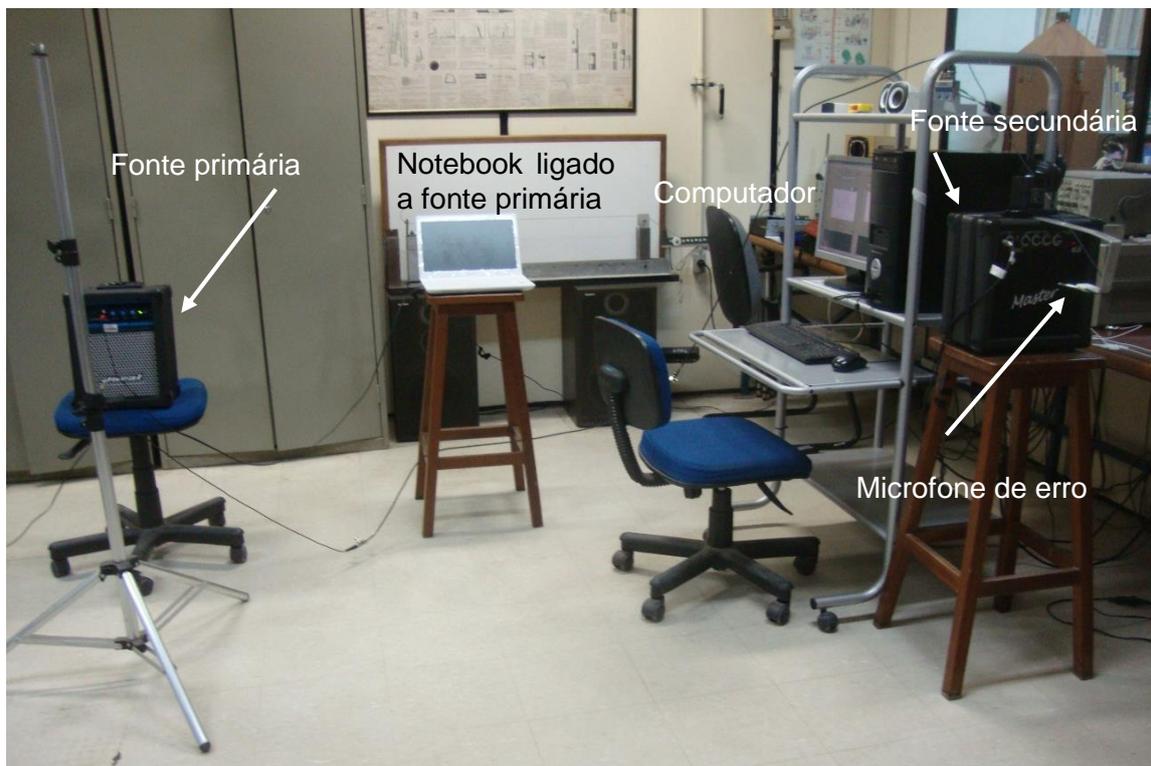


Figura 6.1: equipamentos utilizados nos experimentos de controle ativo montados no LAVI.

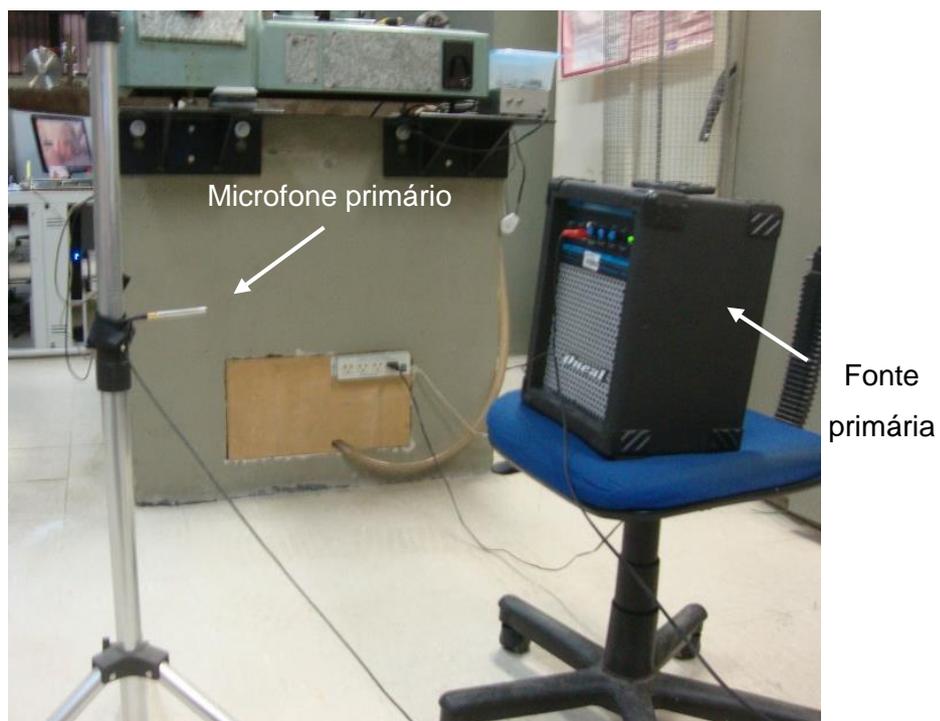


Figura 6.2: microfone primário e alto-falante amplificado, usado como fonte primária

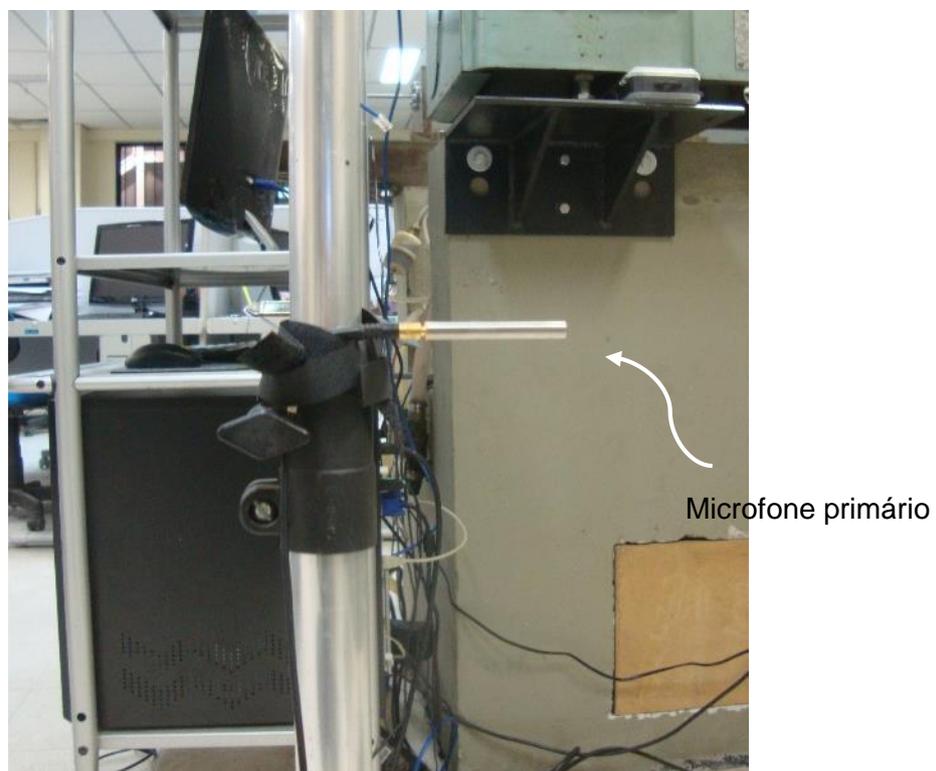


Figura 6.3: microfone primário

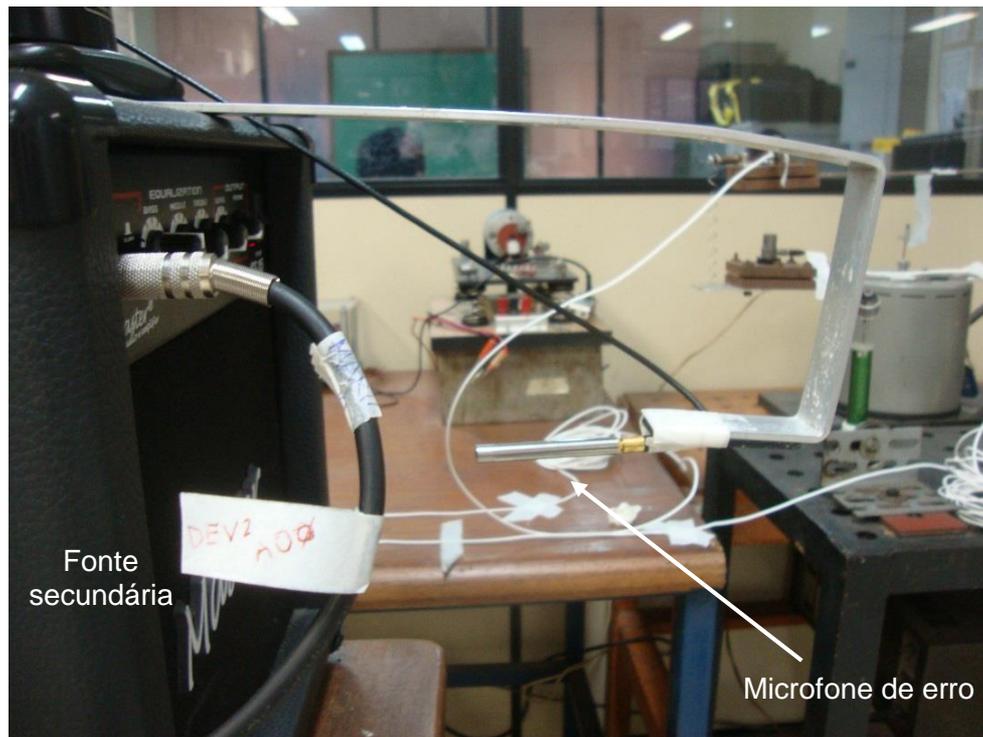


Figura 6.4: alto falante amplificado, utilizado como fonte secundária, e microfone de erro.



Figura 6.5: computador com LabView instalado, chassi e placa NI 9233 input, fonte secundária e microfone de erro



Figura 6.6: chassi NI cDAQ-9174 com placa de 4 canais NI 9233 input.

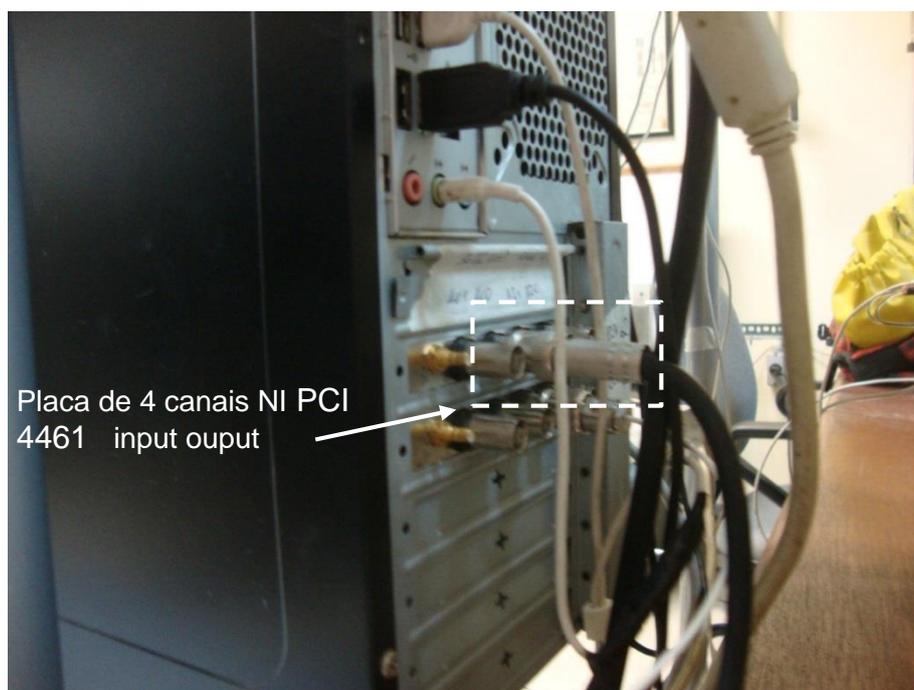


Figura 6.7: placa de 4 canais NI PCI 4461 input-output, instalada no computador

6.1 PRIMEIROS EXPERIMENTOS - TÉCNICA DA ALIMENTAÇÃO DIRETA (FEEDFORWARD)

6.1.1 – Implementação do Controle Ativo por Alimentação Direta

Inicialmente o algoritmo do método dos mínimos quadrados (LMS) foi implementado no software MATLAB. O algoritmo foi implementado conforme a teoria descrita no capítulo 4. O filtro FIR é representado por seus coeficientes, cujos valores partem de uma estimativa inicial e , em cada interação, estes valores são atualizados segundo a equação (4.37). No algoritmo implementado, a estimativa inicial é uma matriz de zeros com número de linhas igual ao número máximo de interações e número de colunas igual ao comprimento do filtro FIR. Para filtrar adaptativamente os sinais captados pelos microfones primário e de erro através do MATLAB, estes sinais precisam ser previamente captados e gravados. Neste caso, o número máximo de interações é igual ao comprimento do sinal gravado. A convolução linear que calcula $y(n)$, em cada interação, utiliza uma amostra do sinal $x(n)$ de comprimento igual ao do Filtro FIR.

Para implementar o controle ativo de ruído em uma plataforma que permitisse o funcionamento em tempo real, o sistema foi transposto para o software LabVIEW onde foram desenvolvidas rotinas para o controle ativo por alimentação direta e por realimentação.

O LabVIEW é uma linguagem de programação gráfica que utiliza ícones em vez de linhas de texto para criar aplicações. Os ícones representam as diversas funções que participam da programação. O LabVIEW utiliza programação baseada em fluxo de dados, onde o fluxo determina a momento da execução de uma determinada função ou nó. Duas interfaces devem ser construídas; a primeira, chamada de diagrama de blocos é utilizada para montar o programa; a segunda, chamada de painel frontal permite construir uma interface de usuário com painéis de equipamentos virtuais e interagir com os equipamentos que estarão conectados ao LabVIEW. Os equipamentos são controlados pelo programa através do diagrama de blocos construído.

O programa construído para a técnica da alimentação direta foi dividido em estruturas mostradas na figura 6.8. A primeira, constituída por uma estrutura de caso, permite direcionar o fluxo de dados para uma estrutura de repetição (ciclo) onde se processa o controle ativo, ou para um segundo ciclo com o controle ativo desligado. Estes ciclos são do tipo “while loop” que podem ser interrompidos após um comando, no caso do programa, a execução de um número de interações escolhidas. Na terceira estrutura

está o algoritmo LMS que também contém um ciclo do tipo “for loop”, que executa um número pré-determinado de ciclos.

Os microfones e o alto-falante secundário estão conectados ao sistema DAQ do LabVIEW, cuja principal tarefa é medir ou gerar os sinais físicos. O dispositivo DAQ pode executar várias funções, como operações de conversão analógico digital (A/D), digital analógico (D/A), de I/O (entrada e saída) digital e de contador/temporizador (LABVIEW, 2001).

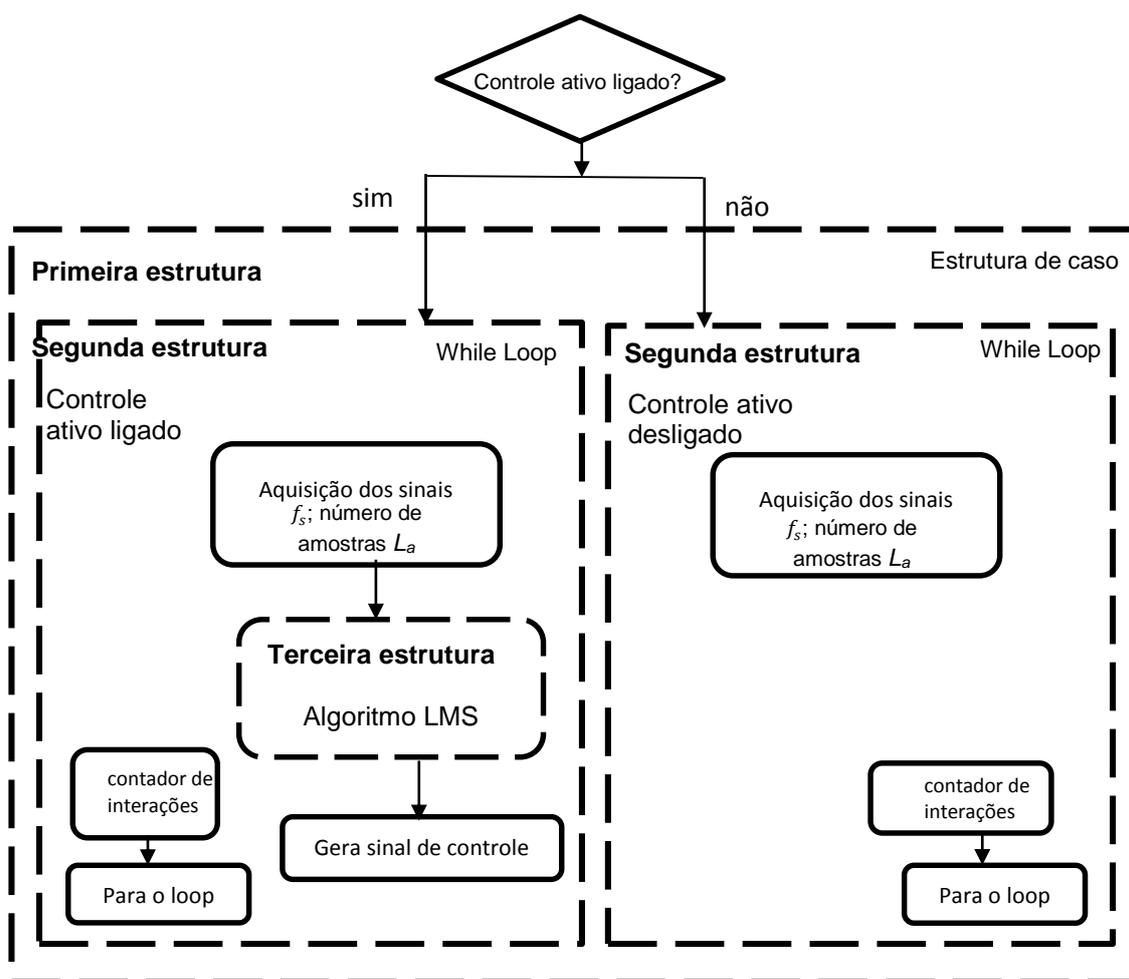


Figura 6.8: arquitetura geral do programa construído para o controle ativo por alimentação direta no LabVIEW.

O DAQ Assistant é um instrumento virtual (VI) que faz a interface com o sistema DAQ também possibilita calibrar os microfones, escolher a frequência de amostragem e o número de amostras a serem processadas. No painel de controle foram desenhadas

interfaces para ligar ou desligar o controle ativo, escolher o número de interações da estrutura “while loop” e a frequência de amostragem necessária para plotar o espectro dos sinais, escolher o comprimento do filtro FIR e o passo. Também foram montados indicadores que mostram os sinais no tempo e no domínio da frequência. Na implementação da técnica da alimentação direta foram utilizadas as funções VI *adaptive filter* que contém o LMS. O número de interações do LMS é fornecido pelo número de amostras do sinal coletadas pelo DAQ Assistant, que coleta L_a amostras do sinal em cada interação.

O tempo total de aquisição do sinal é calculado por:

$$\text{tempo de aquisição do sinal} = \left(\frac{L_a}{f_s} \right) \text{ núm. de ciclos do segundo nível} \quad (6.1)$$

O programa construído no LabVIEW está representado através do diagrama de blocos mostrado nas figuras 6.9 e 6.10.

Na figura 6.11 é apresentada uma representação ilustrativa do funcionamento do sistema de controle ativo por alimentação direta implementado. Os sinais captados pelo microfone primário e microfone de erro são processados pelo filtro adaptativo, através do algoritmo LMS. O filtro adaptativo envia o sinal de cancelamento para a fonte secundária. O caminho acústico entre os microfones primário e de erro é considerado um sistema desconhecido $P(z)$. O ruído primário $x(n)$, é a entrada do sistema desconhecido e sinal de entrada do filtro adaptativo. A saída do sistema desconhecido $d(n)$, é captada pelo microfone de erro e enviada ao filtro adaptativo.

O algoritmo adaptativo busca ajustar os coeficientes de um filtro para um valor ótimo, de forma a minimizar uma função de custo do tipo $e(n) = d(n) - y(n)$. Minimizado o erro, a solução ótima será um vetor ótimo de coeficientes do filtro FIR.

Após a convergência do filtro adaptativo, sua saída, $y(n)$ é enviada ao alto-falante secundário como sinal de cancelamento. No caso ideal, $y(n)$ e $d(n)$ seriam iguais em módulo e de sinais inversos, de forma que a superposição acústica entre eles ocasiona absorção acústica pela fonte secundária.

A função de transferência do filtro adaptativo, $W(z)$, se aproxima da função de transferência do sistema desconhecido $P(z)$, e o sistema desconhecido pode ser identificado pelos coeficientes do filtro FIR

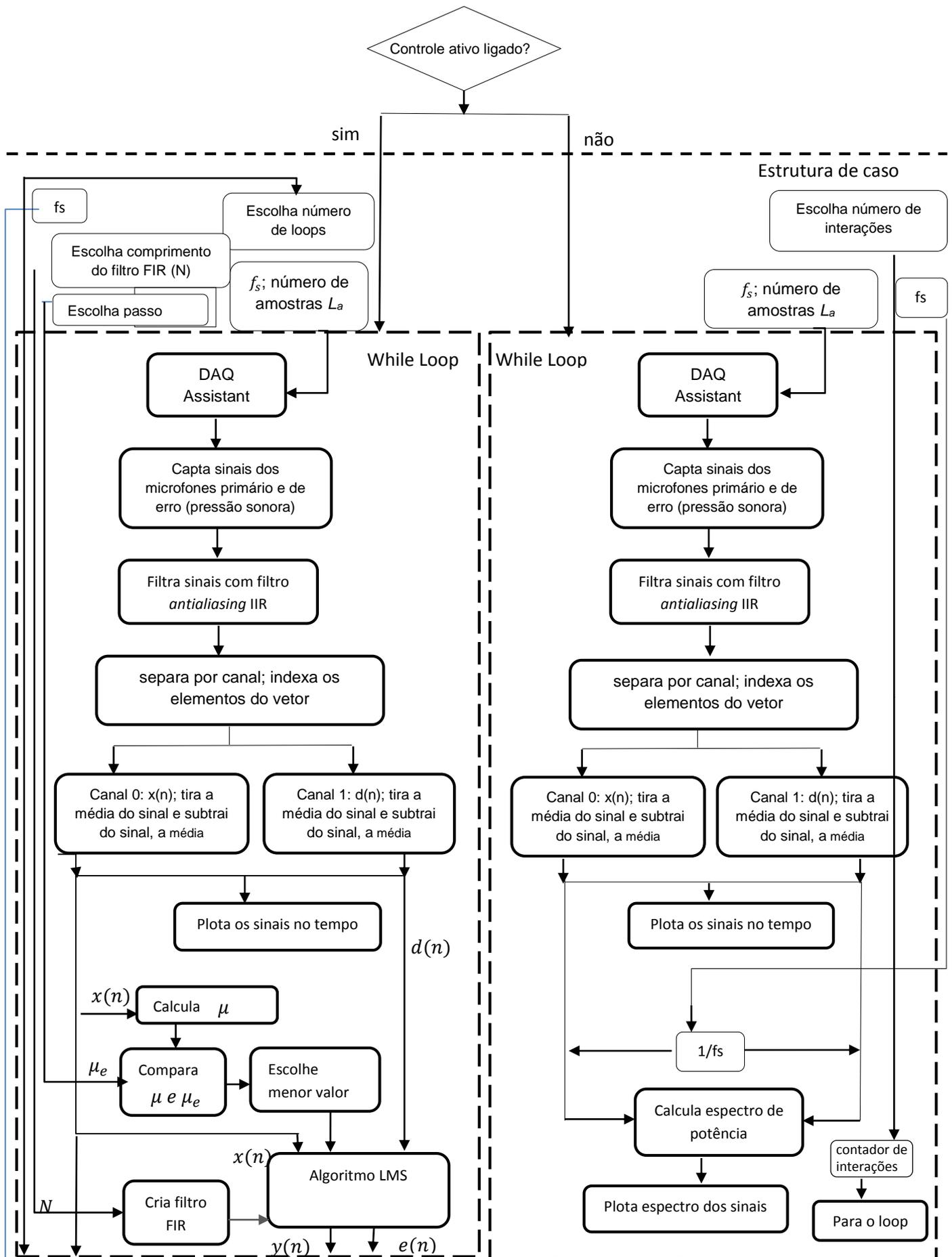


Figura 6.9: representação por diagrama de blocos do programa implementado no LabVIEW para o controle ativo por alimentação direta (primeira parte).

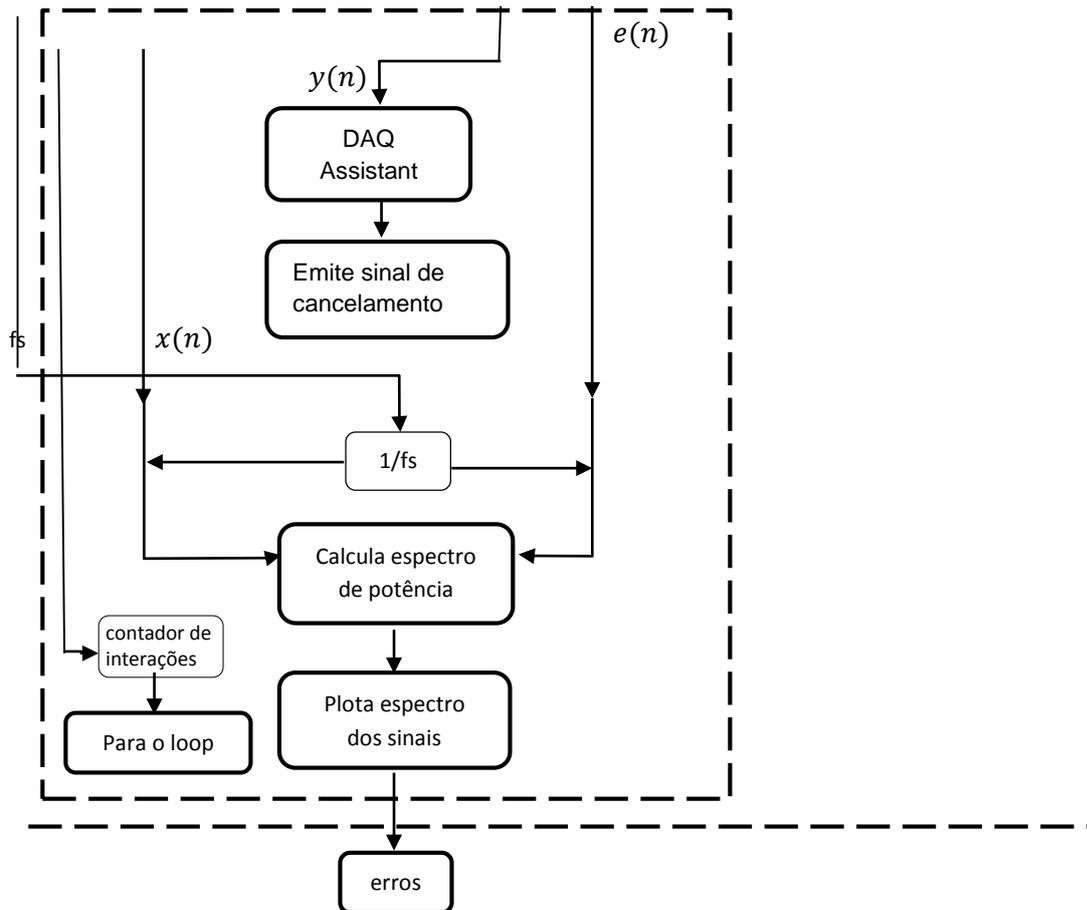


Figura 6.10: continuação da representação por diagrama de blocos do programa implementado no LabVIEW para o controle ativo por alimentação direta (segunda parte).

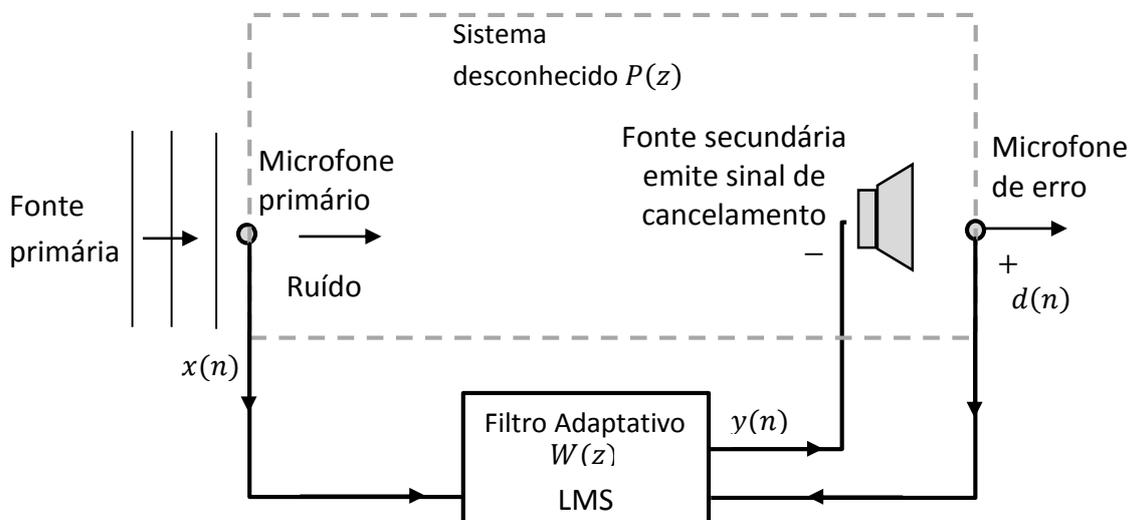


Figura 6.11: representação do controle ativo por alimentação direta.

A disposição espacial das fontes e dos microfones está descrita nas figuras 6.12 e 6.13. Além dos microfones primário e de erro, um terceiro microfone foi usado para monitorar a redução dos ruídos nas proximidades do microfone de erro.

6.1.2 Aspectos do Controle ativo por Filtragem Adaptativa

Instabilidades do Sistema, Realimentação e Convergência

O sistema de controle ativo inicialmente mostrou-se bastante instável. Quando o nível de pressão sonora da fonte primária era pouco mais alto do que o ruído de fundo do laboratório, o filtro adaptativo não convergia, inviabilizando o controle. Também havia o problema da realimentação entre o alto-falante e o microfone de erro.

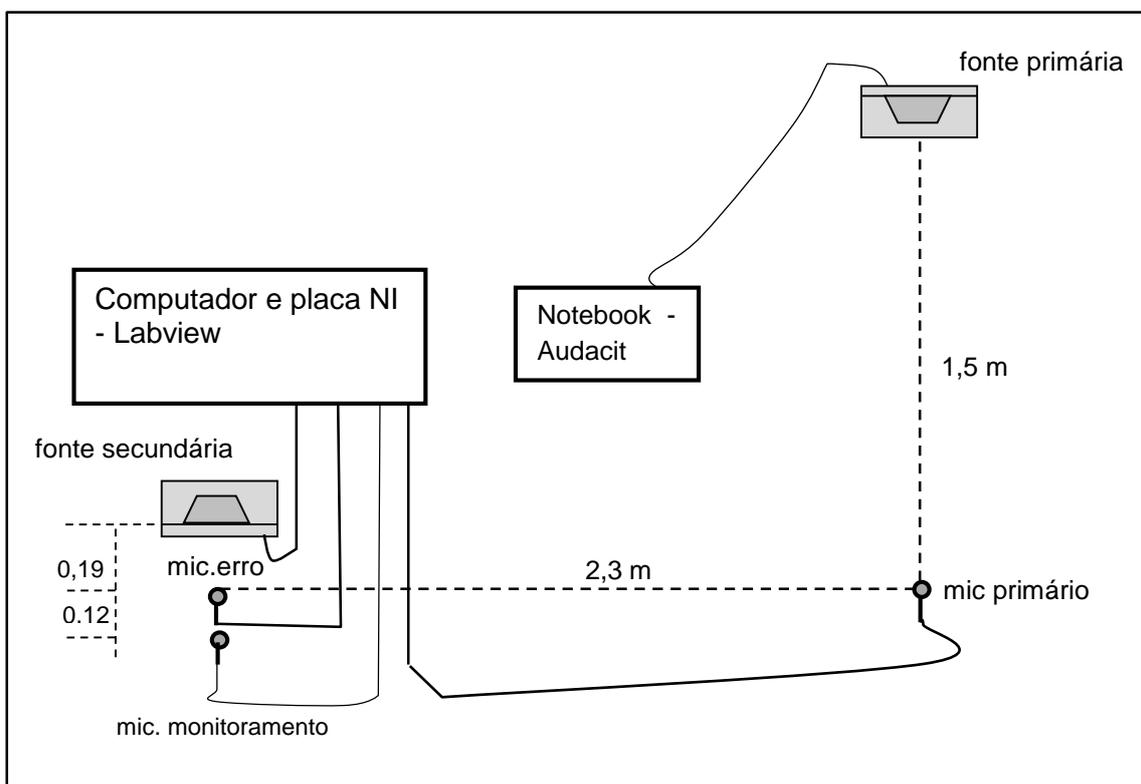


Figura: 6.12: disposição espacial do primeiro experimento com a técnica da alimentação direta, feedforward.

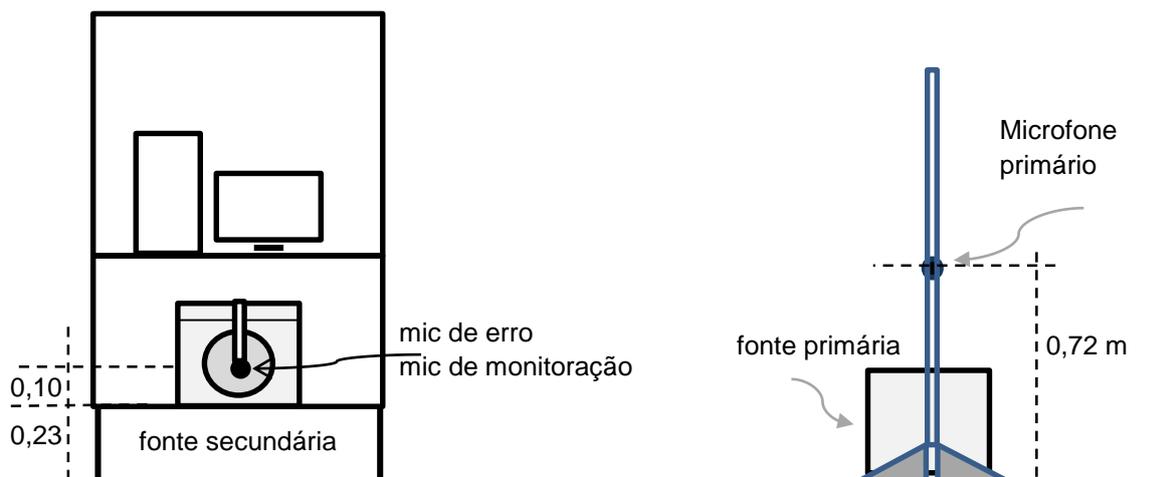
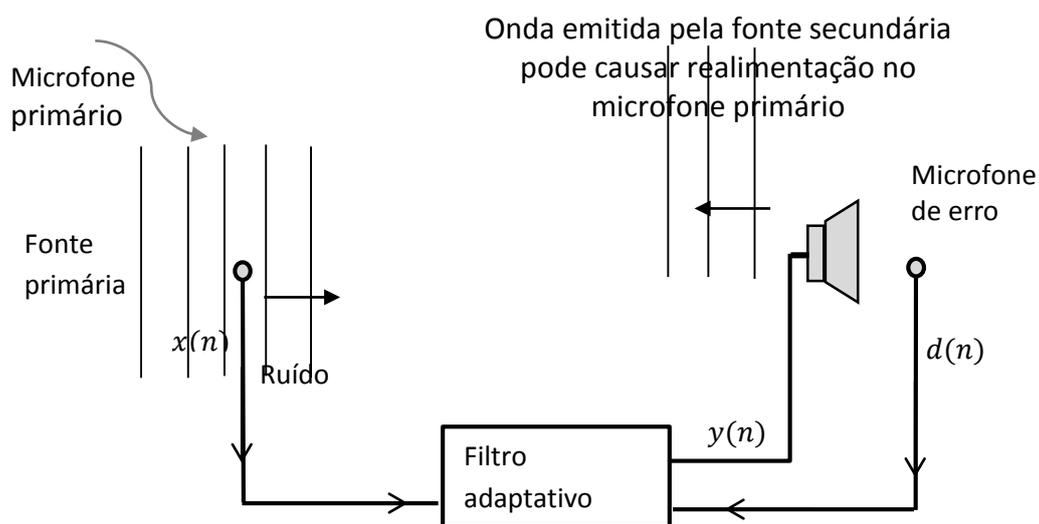


Figura 6.13: Altura relativa entre a fonte primária, secundária e microfones

Outro problema de realimentação ocorre porque a onda sonora, emitida pela fonte secundária, se propaga também em direção a fonte primária, sendo seu sinal captado pelo microfone primário, ocorrendo realimentação neste microfone (ver figura 6.14), o que também desestabiliza o controle.

Esta questão foi resolvida com um rearranjo da posição relativa entre as fontes e os microfones, resultando, neste experimento, no arranjo apresentado na figura 6.12.



6.14: ilustração de uma situação de realimentação no microfone primário.

No caso da realimentação no microfone primário, foi observado que o fato ocorria quando o volume da fonte secundária era mantido alto. A partir daí o volume passou a ser testado nos experimentos, e, normalmente, foi mantido baixo.

Para resolver o problema da não convergência do filtro adaptativo, para altos níveis de pressão sonora da fonte primária, foi utilizado um passo limitado pelo valor máximo da potência do sinal de entrada (máximo passo). Segundo Kuo et al (1996):

$$0 < \mu < \frac{1}{P_{max}} \quad (6.2)$$

onde P_{max} é a potência máxima do sinal de entrada, para uma amostra de tamanho igual ao comprimento do filtro FIR utilizado.

O máximo passo foi calculado através da função *AFT Estimate Maximum Step Size for FIR LMS* do LabVIEW, que é descrita através do diagrama de blocos na figura 6.15.

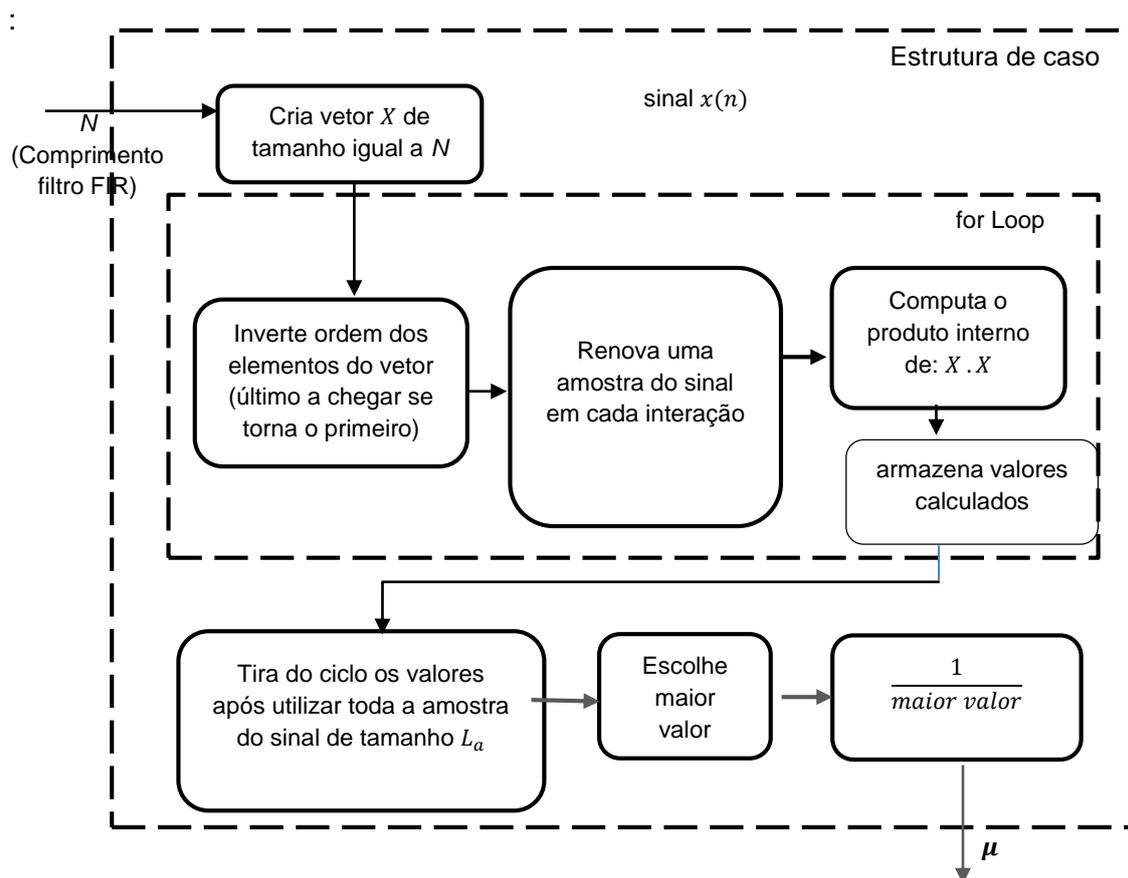


Figura 6.15: descrição através de digrama de bloco da função *AFT Estimate Maximum Step Size for FIR LMS* do LabVIEW.

Um fator importante para que o controle ativo funcionasse satisfatoriamente, foi estabelecer a melhor relação entre o número de amostras (L_a) e a frequência de amostragem (f_s). A melhor relação encontrada neste primeiro experimento foi de 0,5, onde foram utilizadas 20.000 amostras do sinal e $f_s = 40$ kHz. Considerando que a frequência de amostragem deve satisfazer a condição de Nyquist:

$$f_s \geq 2f_{Ma} \quad (6.3)$$

onde f_{Ma} é a maior frequência de interesse, nos experimentos subsequentes foi utilizado um filtro passa-baixa para possibilitar a redução da frequência de amostragem, conforme descrito no digrama de bloco do programa (figura 6.9).

A distribuição espacial dos experimentos pode interferir na resposta causal do controlador. Para que haja uma resposta causal, o sinal de controle deve ser processado em um intervalo de tempo (t) menor do que o tempo que o ruído primário leva para chegar ao microfone de erro (t_{pe}), ao percorrer o caminho acústico (Δ_{pe}). O tempo t é constituído por atrasos em conversões AC e DC nos microfones e alto-falantes, pelo tempo de processamento digital e pelo atraso dado pela resposta do amplificador e do alto-falante.

O tempo de processamento de um filtro digital é relacionado à complexidade computacional de sua implementação, sendo a implementação limitada pela quantidade de memória disponível para seu processamento. Considerando a complexidade computacional como o número de multiplicações reais por amostra do sinal de entrada (N_{mult}), no caso do LMS convencional o número de multiplicações é de (PETRAGLIA E BATALHEIRO, 2003):

$$N_{mult} \approx 2N \quad (6.4)$$

onde N é o comprimento do filtro do sistema desconhecido.

Tendo em vista que o processamento de grandes comprimentos de filtros digitais, geram um número alto de operações aritméticas, o período de processamento precisa ser alto para reduzir o tempo de processamento. Considerando que são processadas L_a amostras para produzir o sinal de controle, que t é o tempo para processar o sinal de controle e que T é período de processamento digital em tempo real:

$$t < T = \frac{L_a}{f_{pd}} \quad (6.5)$$

onde T é o período de processamento digital em tempo real e f_{pd} é a frequência do processamento digital.

Para haver causalidade:

$$t < t_{pe} = \frac{\Delta_{pe}}{c_0} \quad (6.6)$$

De forma que o espaçamento entre o microfone primário e o microfone de erro Δ_{pe} , deve ser:

$$\Delta_{pe} > \frac{c_0 L_a}{f_{pd}} \quad (6.7)$$

onde c_0 é a velocidade do som no ar.

Parâmetros do Filtro FIR

O controle se mostrou possível com grandes comprimentos da resposta ao impulso do filtro FIR, acima de 500 coeficientes, e com um passo (μ) bem pequeno. O passo diz respeito ao algoritmo LMS, e estabelece a velocidade com que o algoritmo busca o mínimo da função objetivo. Quanto maior o passo, mais rápida a convergência. O filtro adaptativo, por sua vez, modelará a resposta impulsiva do sistema desconhecido, através dos coeficientes de um filtro FIR. Portanto, quando mais coeficientes mais precisa é a modelagem do sistema.

Compromisso entre Convergência e Qualidade da Adaptação

Um passo maior, aumenta a velocidade de convergência, portanto pode aumentar a qualidade do controle, mas pode também levar o filtro adaptativo a divergir. Por outro lado, comprimentos de filtro FIR grandes aumentam a qualidade de adaptação e aumentam o tempo de processamento, dificultando o controle. Desta forma, é necessário encontrar valores de comprimento de filtro FIR e de passo que viabilizem o funcionamento do controle ativo, tendo em vista a conciliação entre a convergência e a qualidade da adaptação.

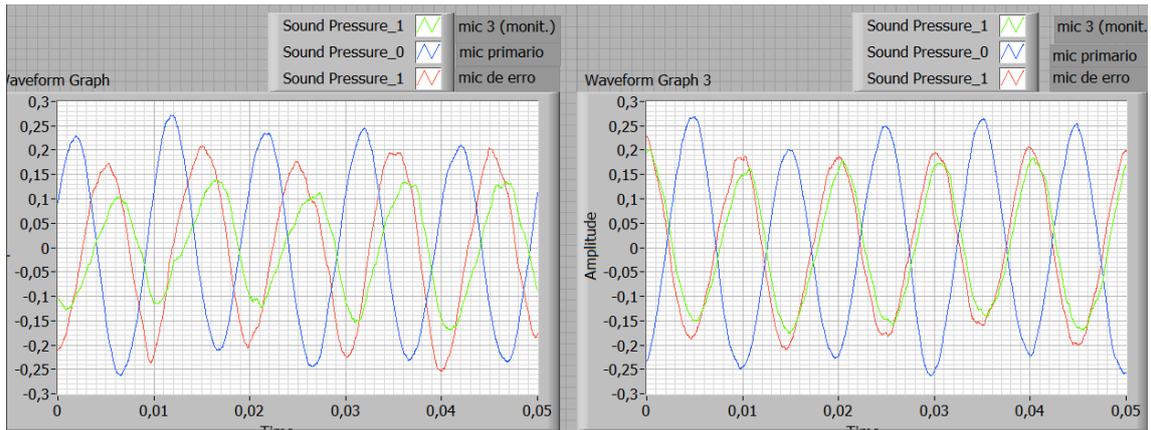
O tempo de convergência do filtro adaptativo pode ser verificado através do sinal de erro calculado durante o processo adaptativo, observado no tempo.

6.1.3 Resultados

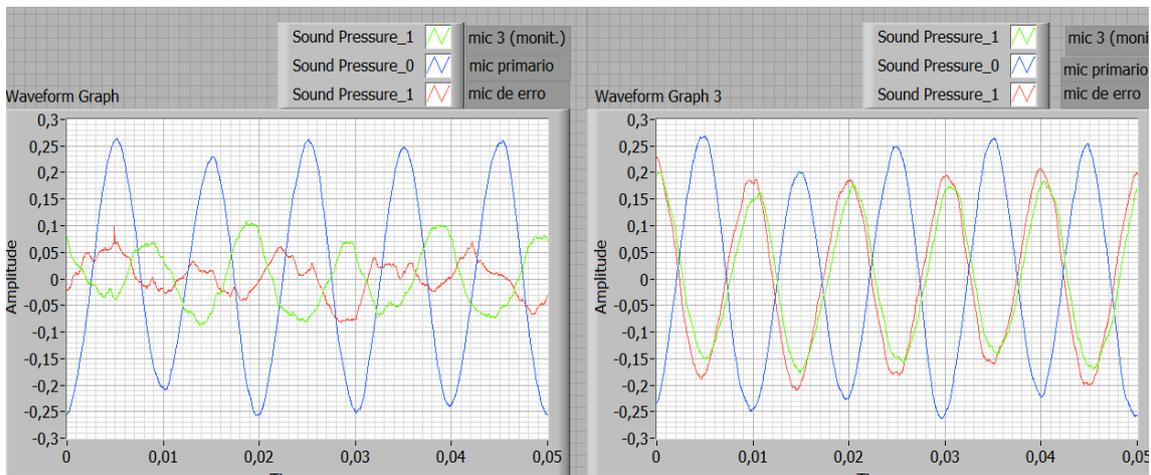
Nos vários testes, os resultados foram satisfatórios com o comprimento de filtro FIR acima de 500. A seguir são comentados dois experimentos com o tom de 100 Hz. A figura 6.16 mostra a amplitude dos sinais captados nos microfones primário, de erro e de monitoramento, com o controle ativo ligado (6.16a) e desligado (6.16b). Foi usado comprimento de filtro FIR $N = 700$, $\mu = 0,0001$. No próximo teste com objetivo de observar o comportamento do controle ativo através da modificação do parâmetro de controle μ , foi mantido $N = 700$ e testado um passo menor, $\mu = 0,00007$. O resultado foi bem mais satisfatório. É visível através do gráfico de onda deste segundo caso (figura 6.17) uma redução significativa da amplitude do sinal nos microfones de erro e de monitoramento. Na figura 6.17a vê-se a amplitude dos sinais com o controle ativo ligado, e na figura 6.17b, desligado.

Ainda para estes dois experimentos com a técnica da alimentação direta, a figura 6.18 mostra o espectro de potência dos sinais captados nos microfones primário e de monitoração com o controle desligado e as figuras 6.19 e 6.20, com o controle ligado. A redução do nível de pressão sonora pode ser observada comparando os espectros com o controle ativo desligado e ligado. Em todos os espectros foi utilizada Janela Hanning.

No primeiro caso, com $\mu = 0,0001$ é possível observar em 100 Hz, uma redução no sinal do microfone de monitoramento de cerca 8 dB na situação em que o controle ativo está ligado (figura 6.19). No segundo caso, com $\mu = 0,00007$ houve redução no microfone de monitoramento de aproximadamente 14 dB em 100 Hz (figura 6.20).



a) b)
 Figura 6.16: Comparação entre os sinais captados nos microfones, a) com o controle ativo de ruído ligado com o passo $\mu = 0,0001$; b) desligado. Tom emitido 100 Hz (controle ativo por alimentação direta).



a) b)
 Figura 6.17: Segundo experimento com 100 Hz e $\mu = 0,00007$; a) amplitude dos sinais com o controle ativo por alimentação direta ligado; b) desligado.

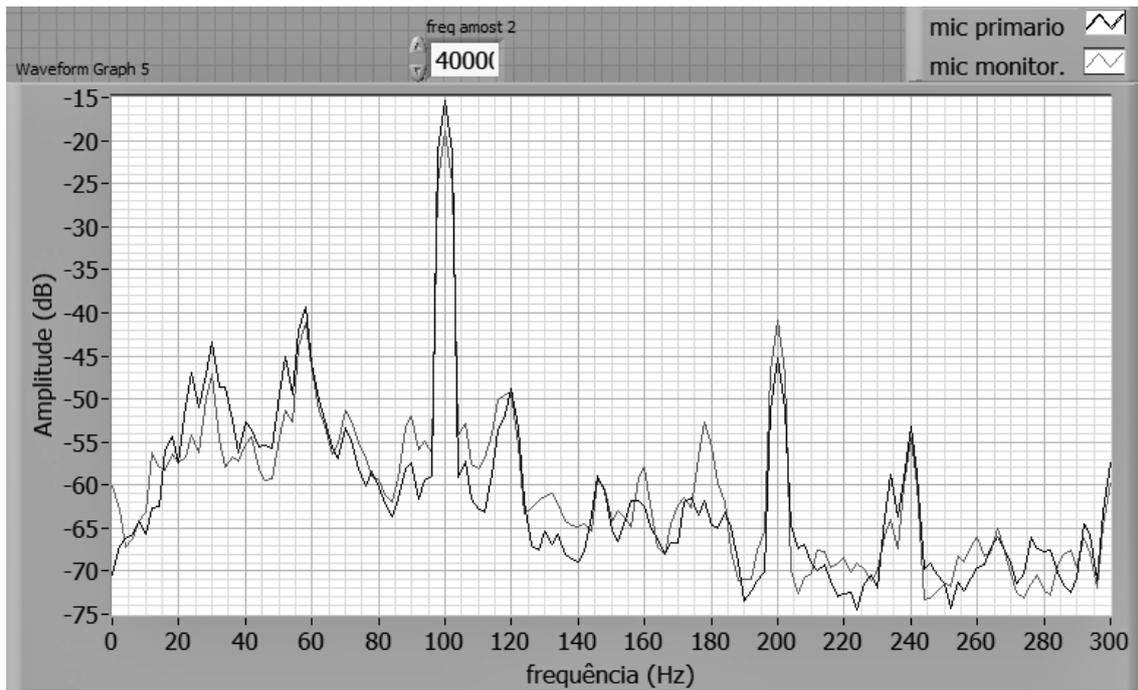


Figura 6.18: Espectro de potência dos sinais captados nos microfones primário e de monitoramento, com controle desligado, 100 Hz.

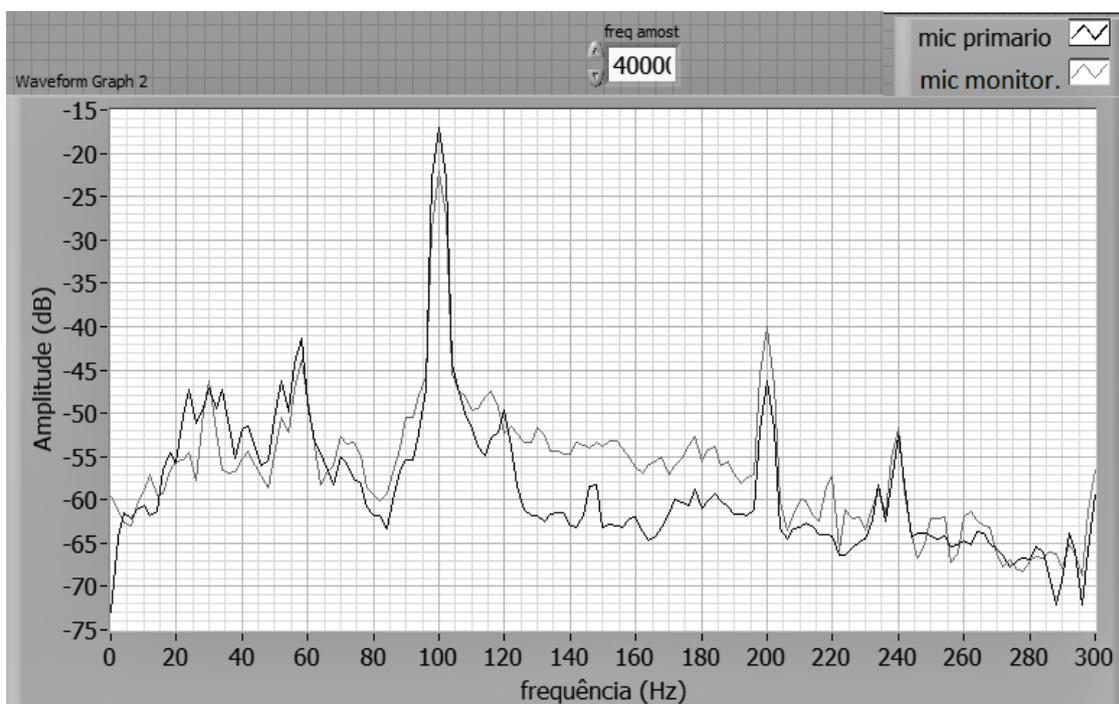


Figura 6.19: Espectro de potência dos sinais captados no microfone primário e de monitoração, redução de 8 dB no microfone de monitoramento, em 100 Hz ($N = 700$, $\mu = 0,0001$), $f_s = 40.000$, num. amostras = 20.000, tempo de aquisição do sinal = 15 s.

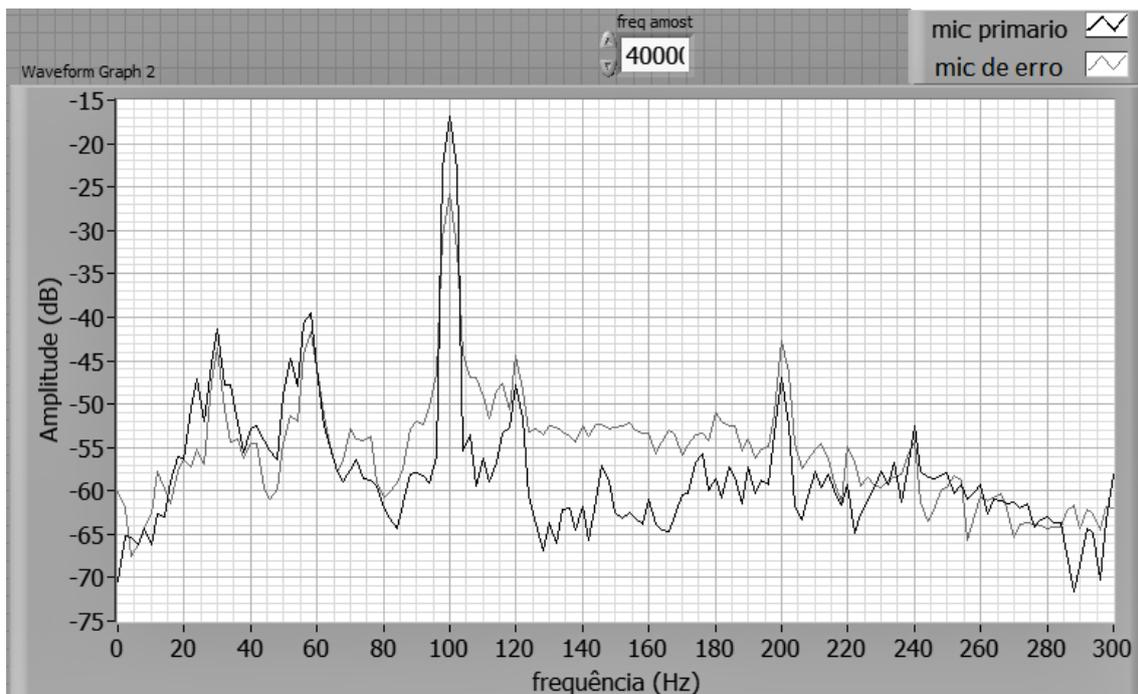


Figura 6.20: Espectro de potência dos sinais captados no microfone primário e de monitoração, redução de 14 dB no microfone de monitoramento, em 100 Hz ($N = 700$, $\mu = 0,00007$); $f_s = 40.000$, num. amostras = 20.000, tempo de aquisição do sinal = 14 s.

O objetivo da figura 6.21 é possibilitar a observação da relação entre a redução do ruído, ao longo do tempo, e a convergência do filtro adaptativo. No mesmo experimento, para 100 Hz, através do gráfico no tempo dos sinais captados nos microfones primário, de erro e de monitoração, com o controle ativo ligado, é possível observar que a redução do ruído no microfone de erro ocorreu em aproximadamente 0,15 s (figura 6.21a). Na figura 6.21b o filtro adaptativo convergiu em 6000 amostras, ou seja em 0,15 s.

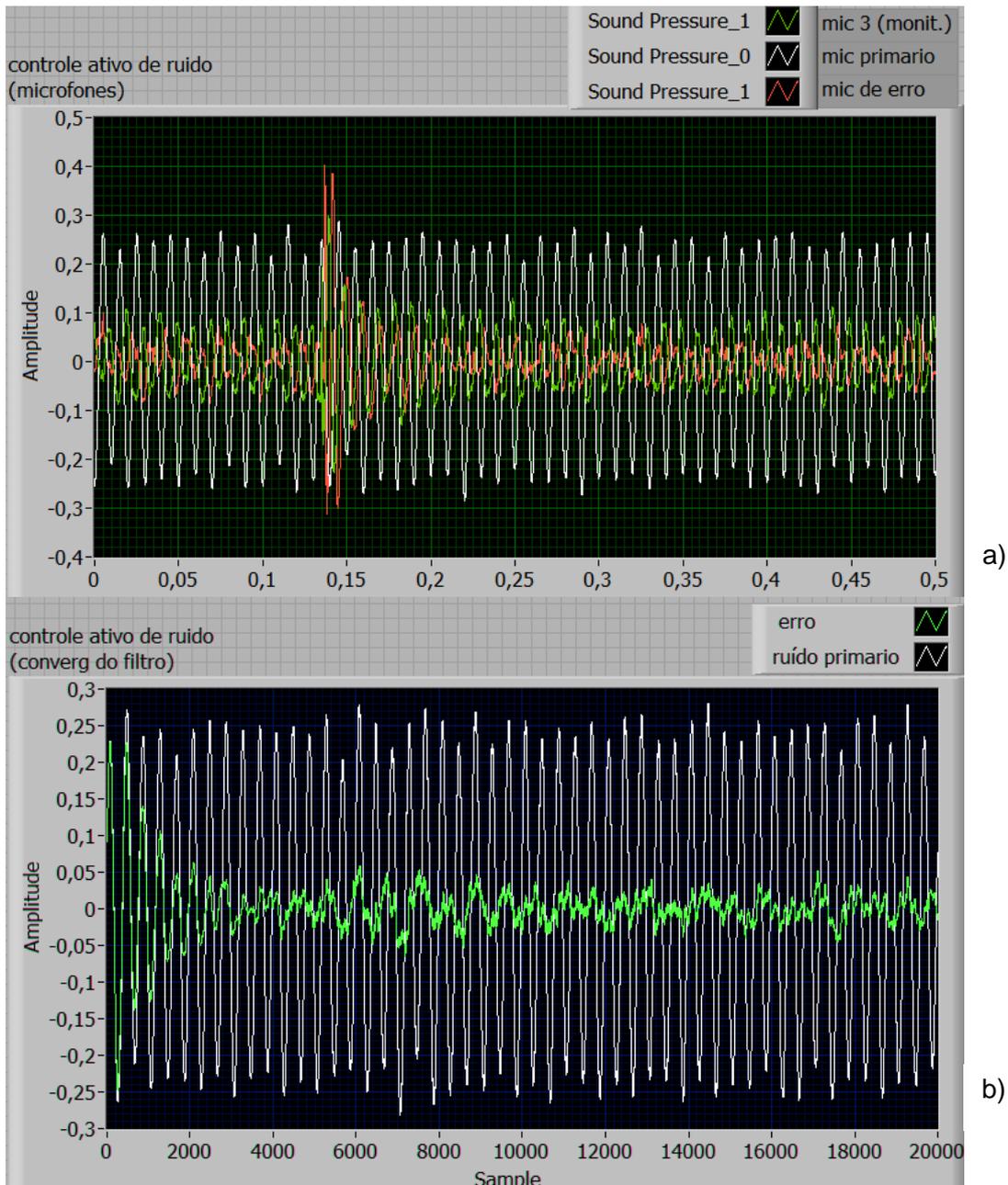


Figura 6.21: Para 100 Hz, a) sinais captados com o controle ativo ligado; a redução do ruído, observado no microfone de erro, ocorreu em aproximadamente 0,15 s; b) convergência do filtro em 6000 amostras, em 0,15 s. Foi utilizada $f_s = 40.000$, 20.000 amostras, tempo de aquisição do sinal = 14 s.

6.2 PRIMEIROS EXPERIMENTOS - TÉCNICA DA REALIMENTAÇÃO (FEEDBACK)

6.2.1 – Implementação do Controle ativo por Realimentação

O algoritmo com a técnica feedback foi desenvolvido inicialmente no software MATLAB e depois transposto para a plataforma LabVIEW. Sua confecção foi baseada em (KUO et al, 2003). A figura 6.22 ilustra o sistema de controle ativo por realimentação implementado.

A técnica feedback utiliza apenas um microfone, que funciona como microfone de erro. O sinal, quando captado por esse microfone, já percorreu o caminho acústico considerado no sistema de controle, que no caso da técnica da realimentação é o caminho secundário $S(z)$. Como não há microfone primário, o sinal primário $x(n)$, precisa ser estimado. Por sua vez, para se obter uma estimativa de $x(n)$, é necessário conhecer a função de transferência do caminho secundário.

Como só é utilizado um microfone, não é possível fazer uma estimativa de $S(z)$ durante o processo de controle e o caminho secundário precisa ser estimado a priori. A implementação da rotina para estimativa do caminho secundário está descrita na seção 6.2.2.

Após a convergência do filtro adaptativo, sua saída $y(n)$ é enviada ao alto-falante secundário, como sinal de cancelamento. No caso ideal, $y(n)$ e $e(n)$ seriam iguais em módulo e de sinais inversos, de forma que a superposição acústica entre eles ocasiona a absorção acústica pela fonte secundária.

Uma descrição completa da técnica da realimentação se encontra no capítulo 3.

O ruído primário é estimado por:

$$x(n) = e(n) + \sum_{m=0}^{M-1} s_m y(n-m) \quad (6.8)$$

onde s_m são os coeficientes do filtro FIR, de ordem M , usado para estimar o caminho secundário; $m = 0, 1, \dots, M-1$.

O sinal secundário $y(n)$ é obtido por:

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l(n) x(n-l) \quad (6.9)$$

onde $w_l(n)$, $l = 0, 1, \dots, L-1$ são os coeficientes de $W(z)$ de ordem L .

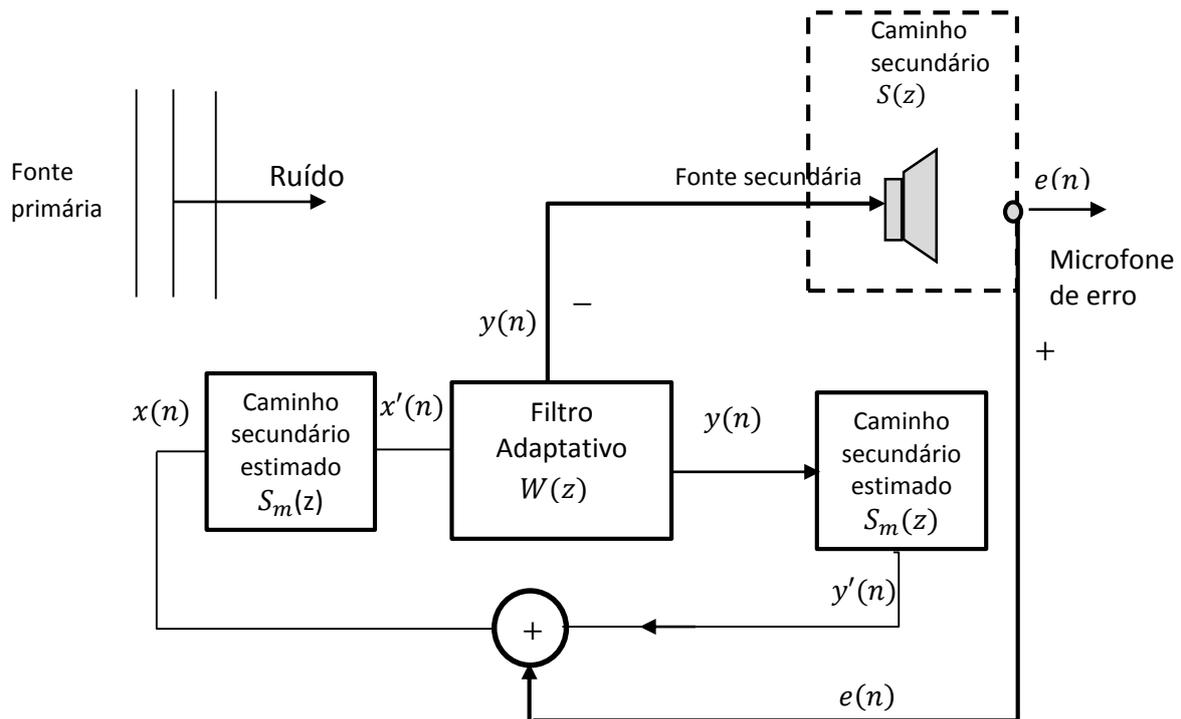


Figura 6.22: representação do sistema de controle ativo por realimentação implementado.

A abordagem Fx-LMS também foi usada, já que o caminho secundário será estimado. Desta forma, $x'(n)$ é a versão filtrada do sinal $x(n)$ por $S_m(z)$.

O programa construído está representado no diagrama de blocos mostrado nas figuras 6.23, 6.24 e 6.25. Da mesma forma que na técnica da alimentação direta, o programa foi construído em 3 estruturas conforme descrito na figura 6.8. Porém para a terceira estrutura foi desenvolvido um algoritmo no MATLAB para a técnica feedback. A figura 6.25 detalha a estrutura construída dentro da função *matscript* do LabVIEW, que permite ler códigos do MATLAB. O algoritmo foi construído num ciclo do tipo “for loop”, que executa um número pré-determinado de ciclos, neste caso o número de ciclos é igual ao número de amostras menos o comprimento do filtro FIR de controle.

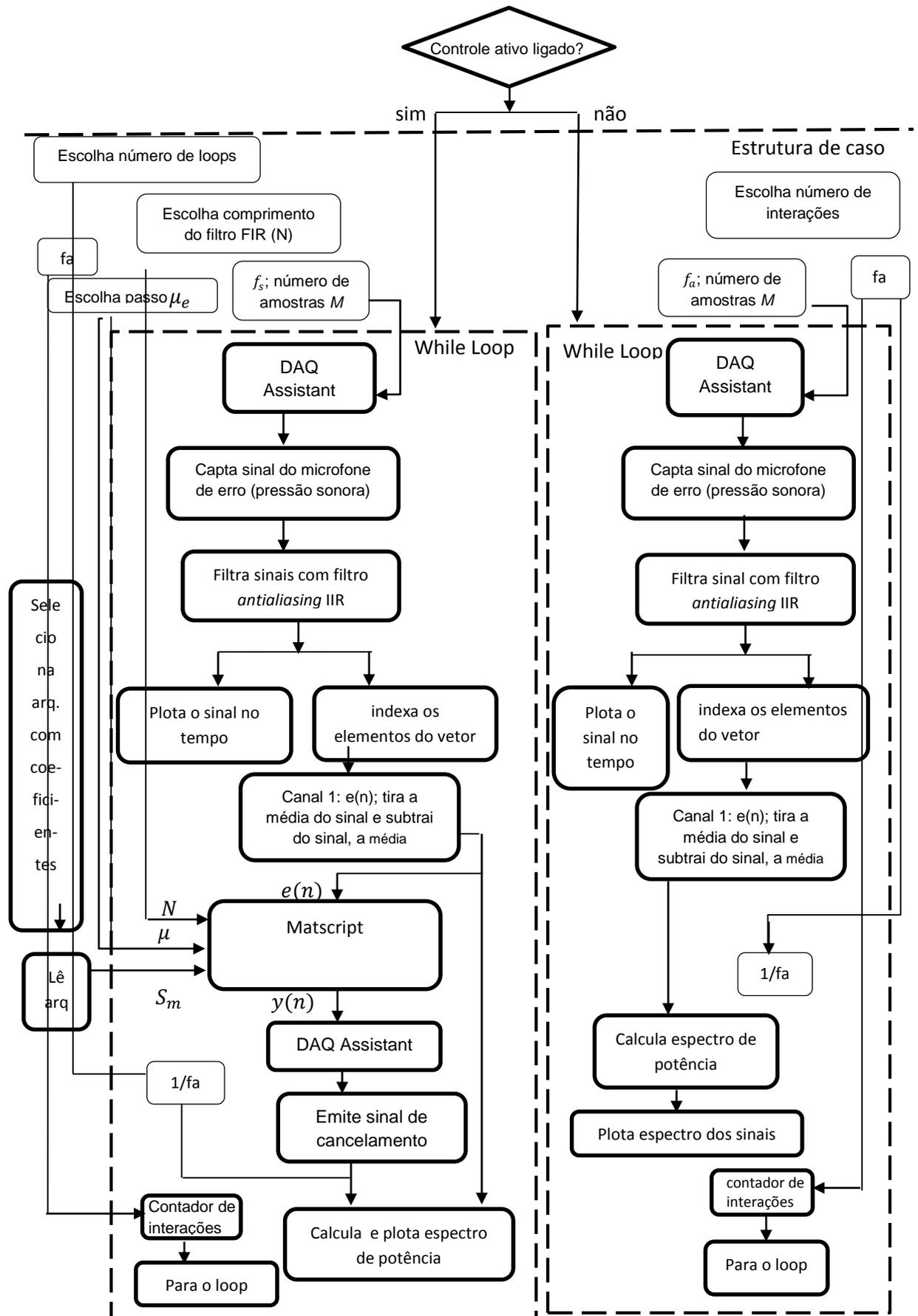


Figura 6.23: representação por diagrama de blocos do programa desenvolvido no LabVIEW para o controle ativo por realimentação (primeira parte).

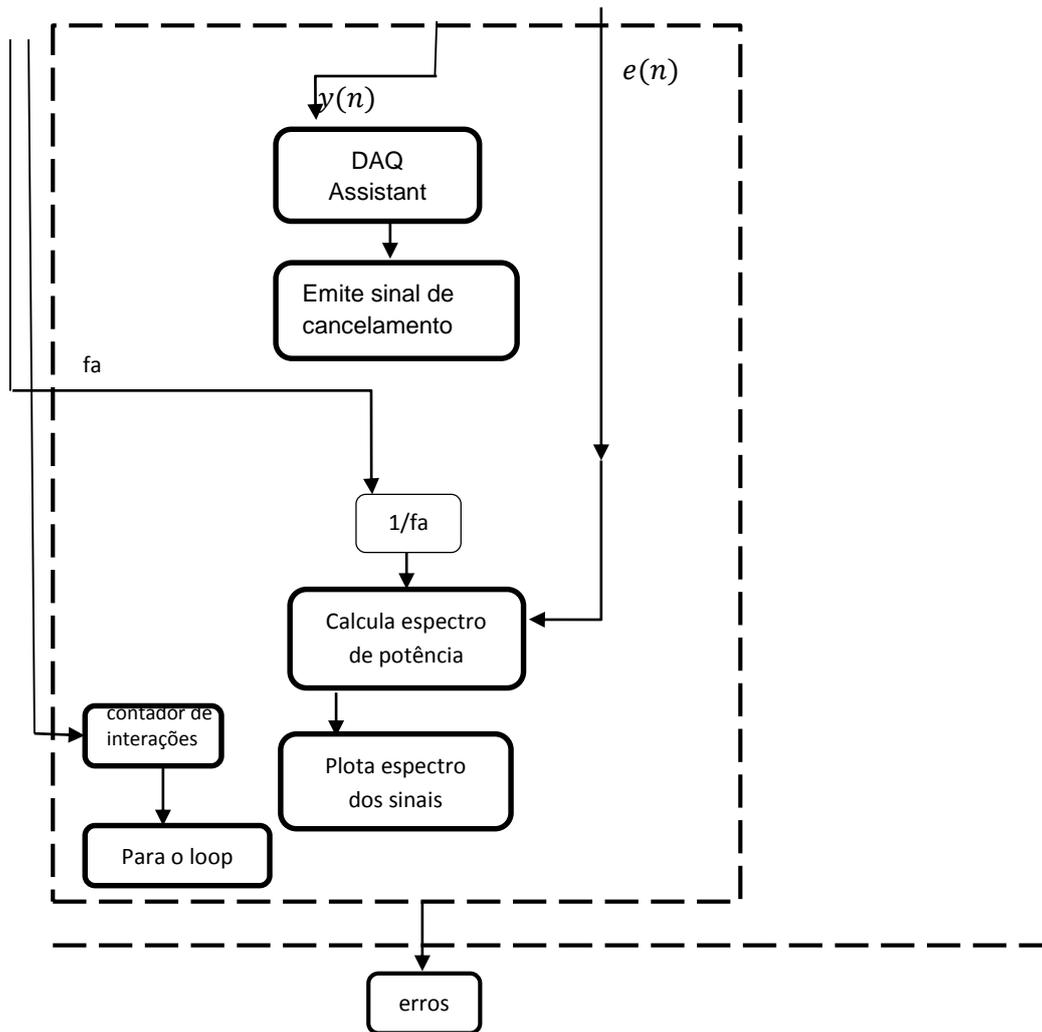


Figura 6.24: continuação da representação por diagrama de blocos do programa desenvolvido no LabVIEW para o controle ativo por realimentação (segunda parte).

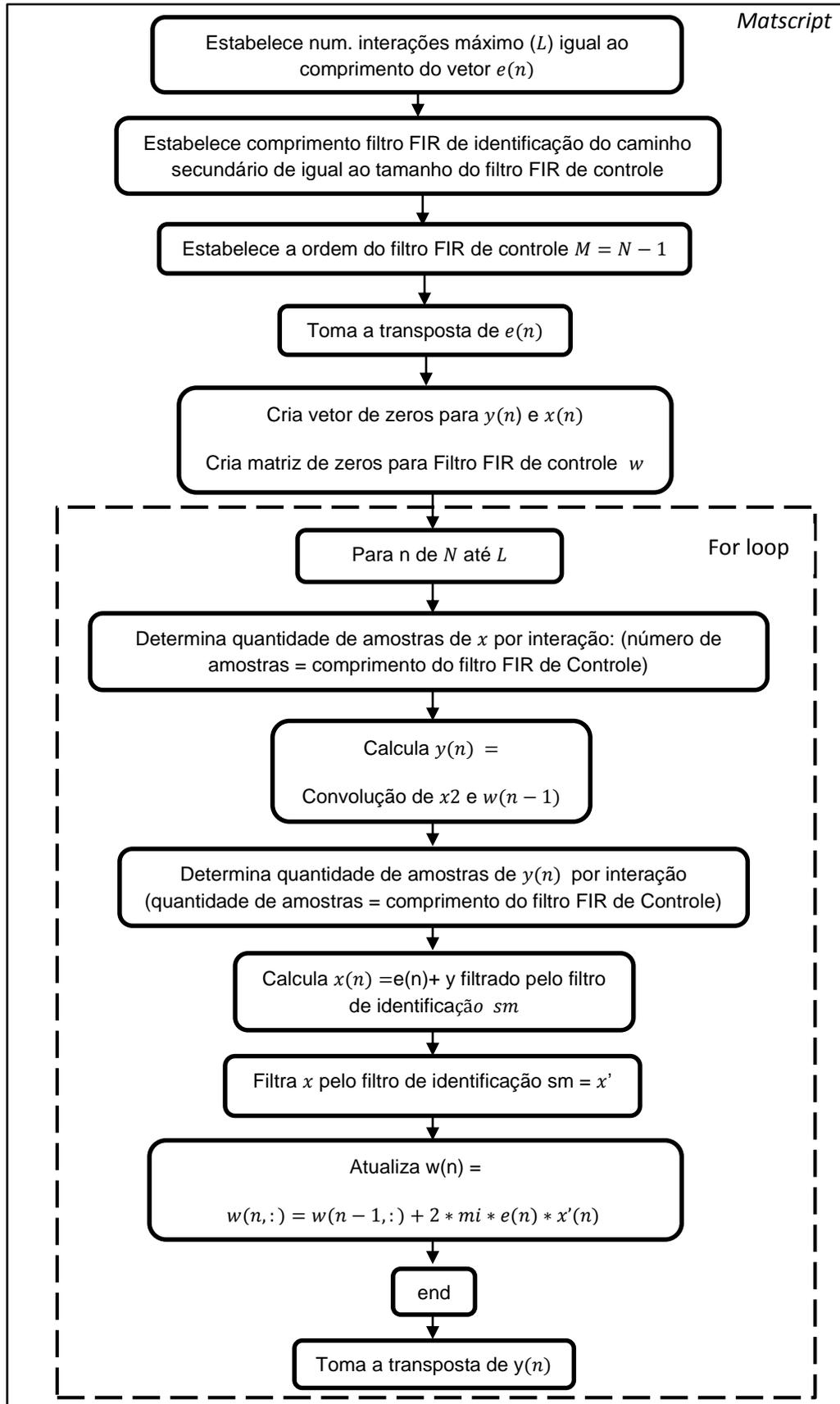


Figura 6.25: diagrama de blocos do algoritmo desenvolvido dentro da função *matscript*, para ao controle ativo por realimentação.

6.2.2 Identificação do Caminho Secundário para o controle ativo por realimentação

A função de transferência do caminho secundário $S_m(z)$ foi identificada através da emissão de um ruído branco $r_2(n)$ pela fonte secundária, e, sua consequente captação no microfone de erro. O mesmo sinal $r_2(n)$ é enviado a um filtro FIR adaptativo com algoritmo LMS. Desta forma o sinal $d(n)$ que será captado pelo microfone de erro consiste de um sinal $d_1(n)$ corrompido por um ruído $r_1(n)$. O ruído de interferência $r_1(n)$ é correlacionado ao sinal de entrada do filtro $r_2(n)$ e não correlacionado com $d_1(n)$ (Diniz, 2008), conforme diagrama das figura 6.26.

O sinal de erro é dado por:

$$e(n) = d(n) - y(n)$$

$$e(n) = d_1(n) + r_1(n) - \sum_{m=0}^N w_m r_2(n-l) \quad (6.10)$$

onde w_m são os coeficientes do filtro FIR, de comprimento N , usado para estimar o caminho secundário;

O erro médio quadrático é dado como (DINIZ, 2008):

$$E[e^2(n)] = E[d_1^2(n)] + E\{[r_1(n) - y(n)]^2\} \quad (6.11)$$

Como há correlação entre os sinais $r_1(n)$ e $r_2(n)$ e não há correlação com o sinal $d_1(n)$, o erro médio quadrático mínimo será o valor esperado do sinal desejado quadrático d_1 :

$$\xi_{min} = E[d_1^2(n)] \quad (6.12)$$

Quanto maior a correlação entre $r_1(n)$ e $r_2(n)$ mais o erro médio quadrático mínimo se aproximará do sinal desejado quadrático e mais efetiva será a identificação do caminho secundário.

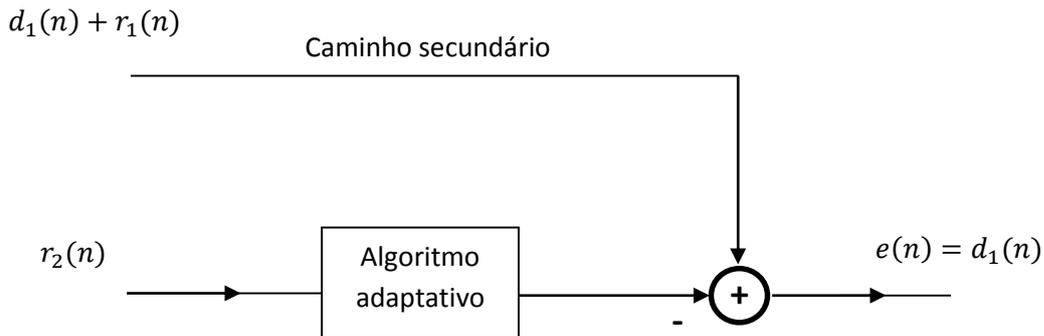


Figura 6.26: diagrama da utilização do ruído branco para identificação do caminho secundário. $r_1(n)$ e $r_2(n)$ são sinais correlacionados. Adaptado de DINIZ (2008)

A figura 6.27 ilustra a implementação do sistema de identificação do caminho secundário. Somente o microfone de erro foi utilizado para identificação. O sinal de entrada $r_2(n)$ foi um ruído branco, enviado diretamente ao algoritmo adaptativo sem sensoriamento primário. O mesmo sinal $r_2(n)$ é enviado ao alto-falante, sendo captado pelo microfone de erro. O sinal captado conterá $r_1(n)$, correlacionado com o sinal $r_2(n)$, e o ruído de fundo do laboratório (d_1).

Ao final da convergência do filtro adaptativo, o sinal de erro será a componente não correlacionada ao sinal de entrada, e o sistema desconhecido $S_m(z)$ pode ser identificado através dos coeficientes w_m do filtro adaptativo. O sistema desconhecido neste caso é composto pelo conversor digital analógico, filtro de reconstrução, alto-falante amplificado, microfone de erro, pré-amplificador, conversor analógico digital e filtro *antialiasing* e caminho acústico entre o alto-falante e o microfone de erro.

Foi utilizado μ limitado pelo valor máximo da potência do sinal de entrada.

O processo de identificação da função de transferência do caminho secundário do primeiro experimento de controle ativo por realimentação é mostrado na figura 6.28. São apresentados o sinal captado no microfone de erro $d(n)$, e o sinal de erro resultante do processo de adaptação, para diferentes comprimentos de filtro FIR. Houve boa convergência do filtro adaptativo para comprimentos de filtro $N \geq 800$. Nos primeiros experimentos com a técnica da realimentação, foram utilizados os 800 coeficientes identificados, pois apesar de melhor convergência do filtro adaptativo apresentada com $N = 1000$ (figura 6.28d) foi considerado que haveria incremento no tempo de processamento do controle ativo por Feedback. No processo de identificação foi utilizada $f_s = 40.000$ Hz, 8.000 amostras e tempo aquisição do sinal igual a 0,2 s.

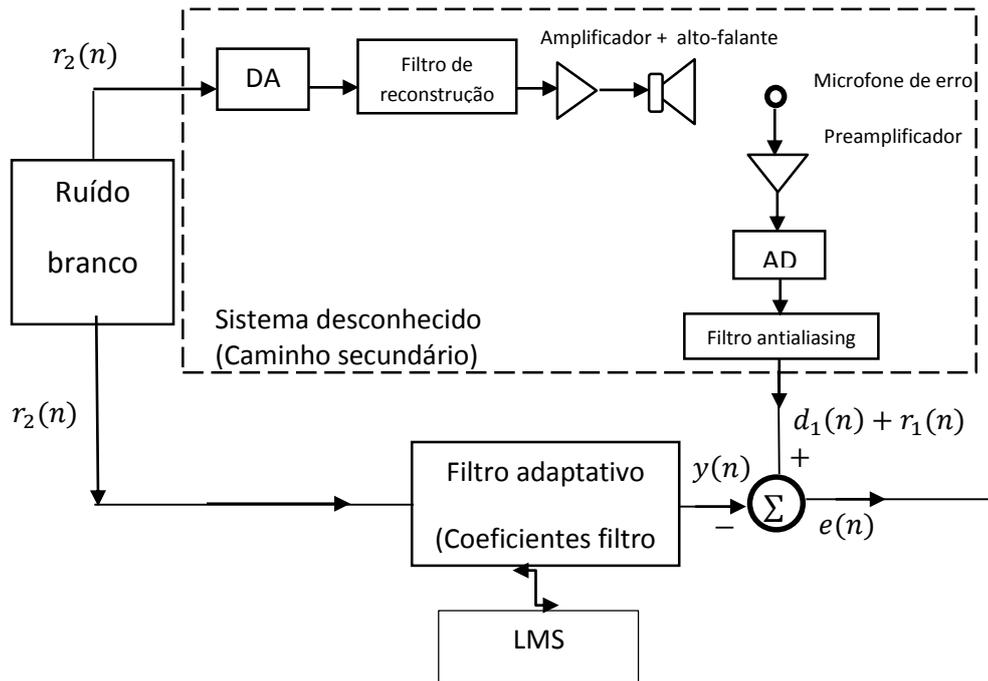


Figura 6.27: diagrama do sistema de identificação do caminho secundário implementado.

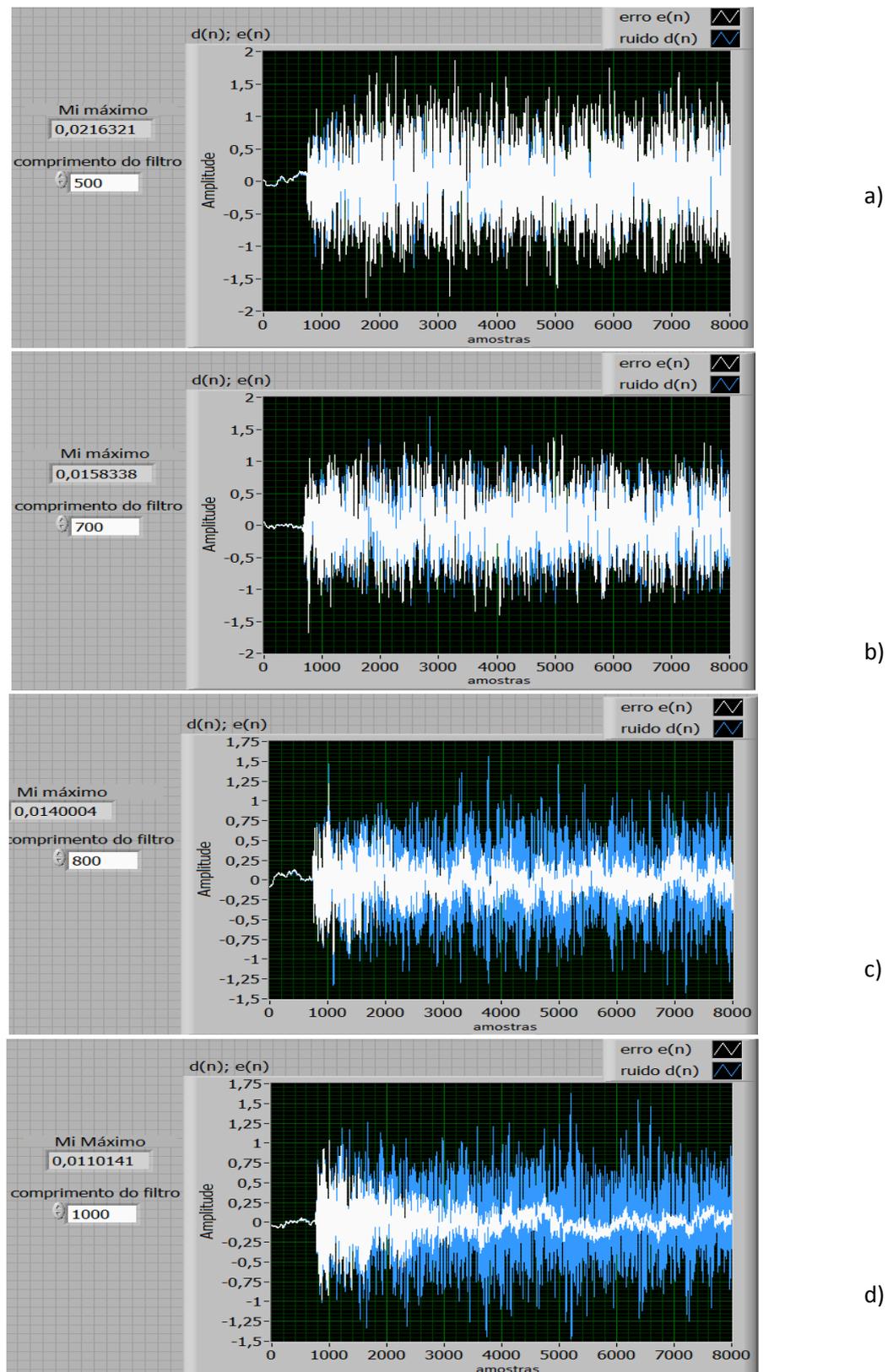


Figura 6.28: sinal captado no microfone de erro $d(n)$, e sinal de erro resultado da convergência $e(n)$, para identificação do caminho secundário, para a técnica feedback. a) $\mu = 0,216321$; $N = 500$, b) $\mu = 0,158338$, $N = 700$ c) $\mu = 0,140004$, $N = 800$; d) $\mu = 0,0110141$, $N = 1000$.

Para fins de observação do comportamento do sistema de identificação do caminho secundário, o alto-falante do experimento foi substituído pelo par de alto-falantes amplificados mostrados na figura 6.29. O caminho secundário foi identificado com filtro de comprimento de 1500 coeficientes, $f_s = 40.000$ Hz, num. de amostras: 8.000, tempo aquisição do sinal = 0,2 s, cuja convergência é mostrada na figura 6.30.

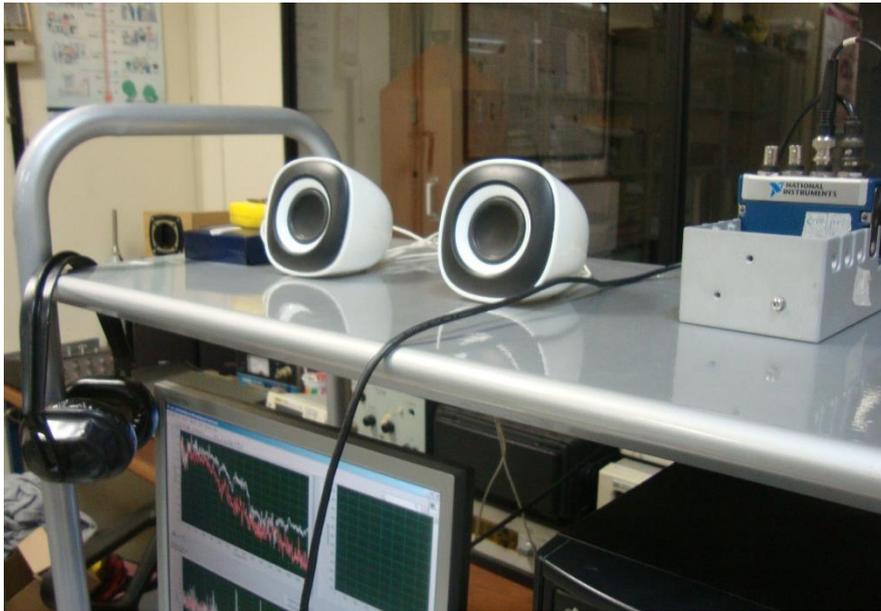


Figura 6.29: par de alto-falantes amplificados pequenos testados para observar o comportamento do sistema implementado de identificação do caminho secundário.

Uma maior dificuldade de convergência foi encontrada no teste com os dois alto-falantes pequenos e pode ser explicada pela baixa correlação entre o sinal gerado (ruído branco) e o sinal captado pelo microfone de erro. A baixa qualidade da resposta em baixa frequência do conjunto de alto-falantes testados pode explicar a baixa correlação, mas outros fatores podem ter afetado a qualidade da convergência como a falta de sincronismo na emissão do som e a interferência entre seus campos. Observa-se que a qualidade da resposta em frequência de um alto-falante pode afetar o desempenho do controle ativo de ruído por não reproduzir fielmente o sinal de cancelamento.

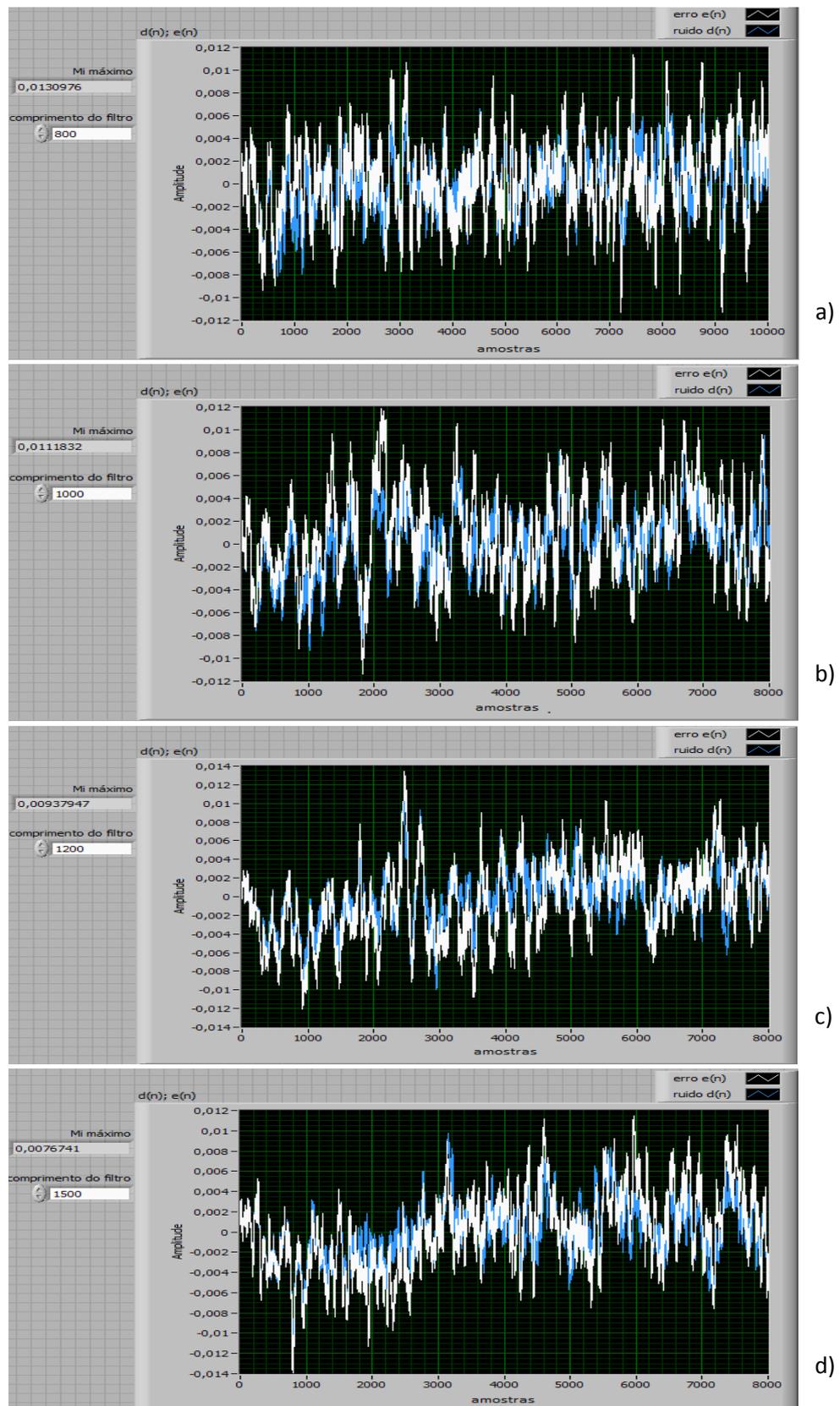


Figura 6.30: Identificação do caminho secundário para o par de alto-falantes pequenos. Convergência aceitável do filtro adaptativo com $N = 1100$; a) $\mu = 0,0130976$, $N = 800$, b) $\mu = 0,0104211$, $N = 1100$; c) $\mu = 0,00937947$, $N = 1200$; d) $\mu = 0,0076741$, $N = 1500$.

6.2.3 Resultados

A figura 6.31 mostra a distribuição espacial utilizada para o experimento com a técnica da realimentação (na qual não é utilizado o microfone primário), com o microfone de erro a 12,0 cm da fonte secundária.

Os primeiros experimentos objetivam verificar a efetividade do sistema implementado. Também buscaram obter a melhor relação de amostragem para a técnica da realimentação e observar o comportamento do sistema para diferentes comprimentos do filtro FIR de controle. O filtro FIR que serviu de modelo do caminho secundário foi previamente identificado com 800 coeficientes.

Não houve êxito com a frequência de amostragem $f_s = 40.000$ Hz e 20.000 amostras.

Com a técnica da realimentação, baixando a frequência de amostragem para $f_s = 20.000$ Hz e 2.000 amostras houve alguma redução, porém pequena. O sistema de controle ativo por realimentação mostrou reduções significativas, de até 20 dB, quando a frequência de amostragem foi reduzida para 10.000 Hz. Este fato pode ser explicado pela maior complexidade do algoritmo da realimentação em relação ao algoritmo da alimentação direta. A técnica da realimentação exige um número muito maior de operações aritméticas durante o processo de filtragem adaptativa, necessitando de um período de amostragem maior, conforme observado na seção 6.1.1.

Para realização dos experimentos com esta taxa, foi implementado no sistema, um filtro *antialiasing* do tipo IIR com frequência de corte em 5000 Hz. Em todos os espectros de potência foi utilizada a Janela Hanning.

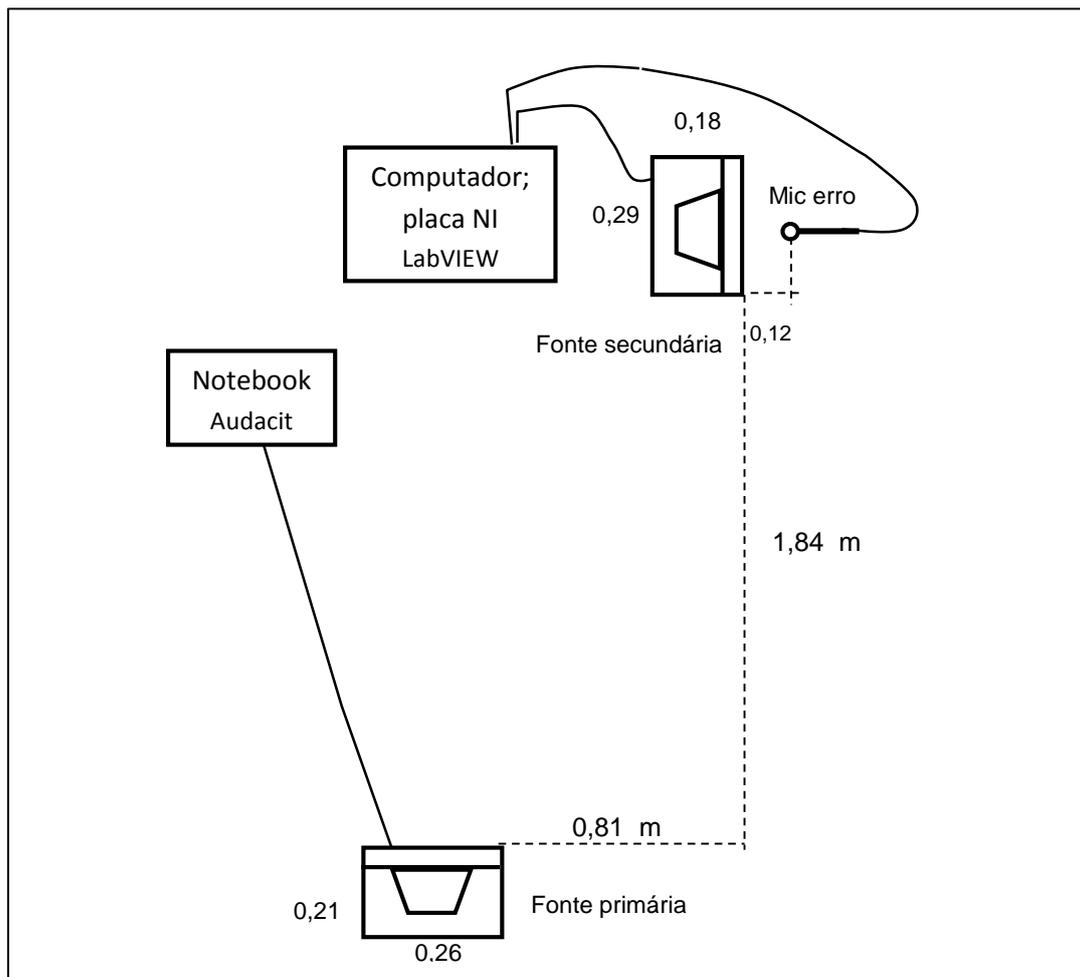
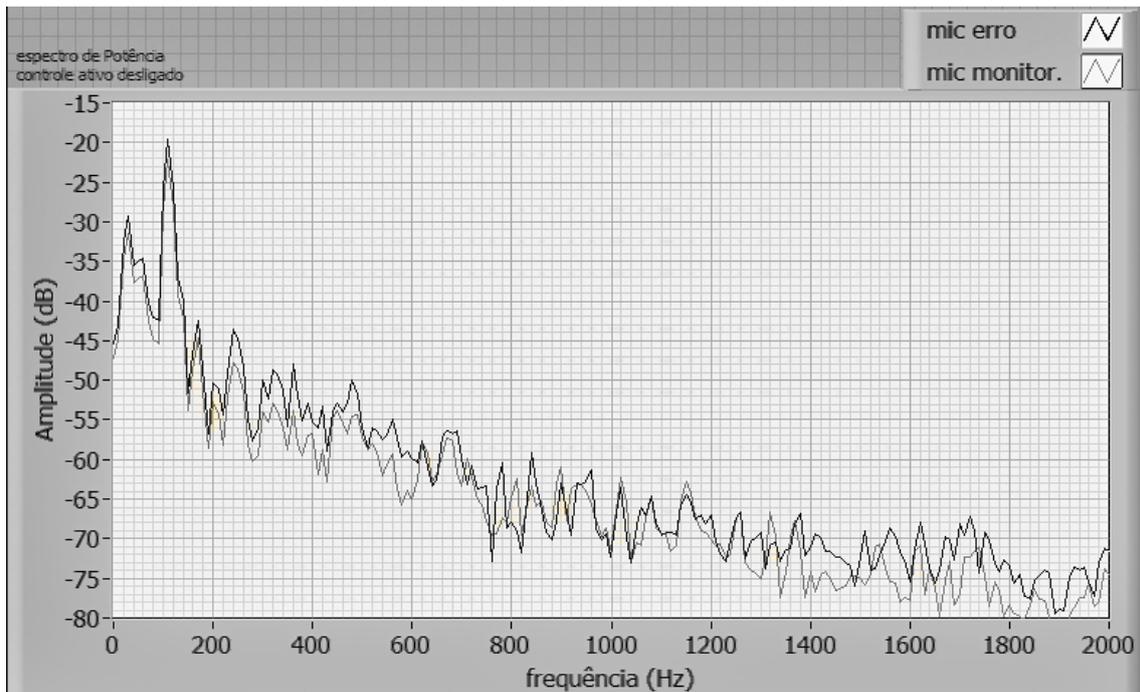


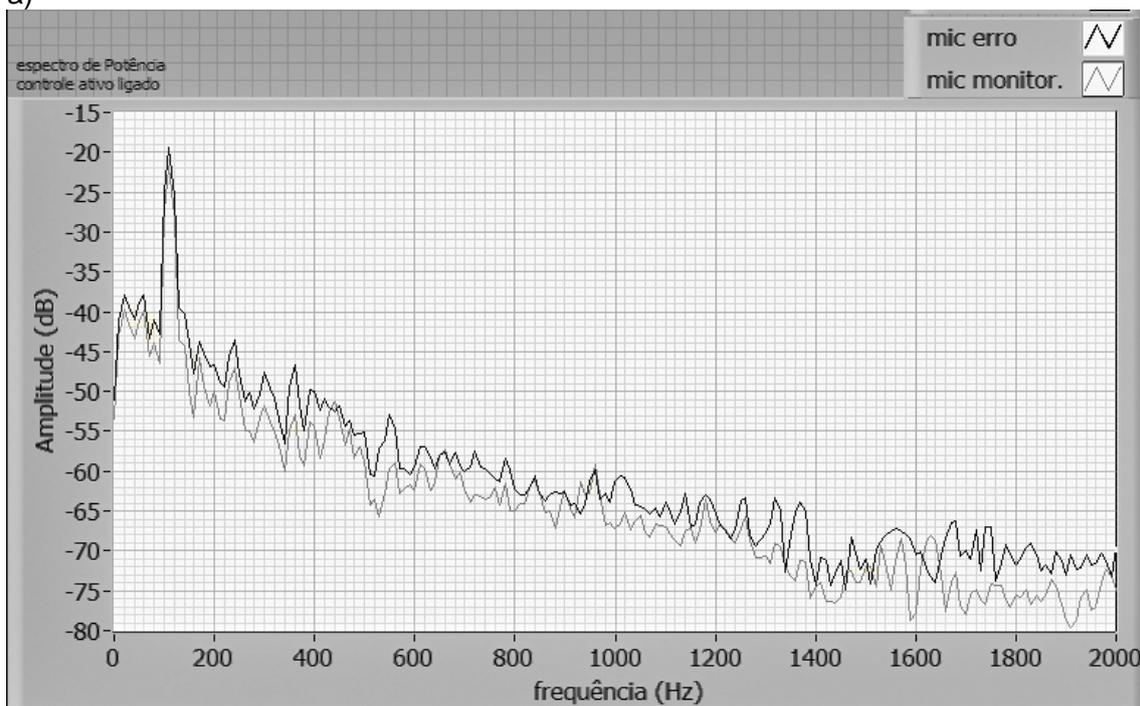
Figura 6.31: distribuição espacial dos equipamentos dos primeiros experimentos de controle ativo por realimentação.

Em relação ao número de coeficientes do filtro FIR de controle, os resultados mostraram que comprimentos menores deram melhores resultados, entre 450 e 520. A seguir são mostrados alguns experimentos já com o filtro *antialiasing* implementado.

A figura 6.32 mostra os espectros de potência dos sinais captados pelos microfones de erro e de monitoração para o experimento com a frequência de 110 Hz, $f_s = 10.000$ Hz e 2.000 amostras.



a)



b)

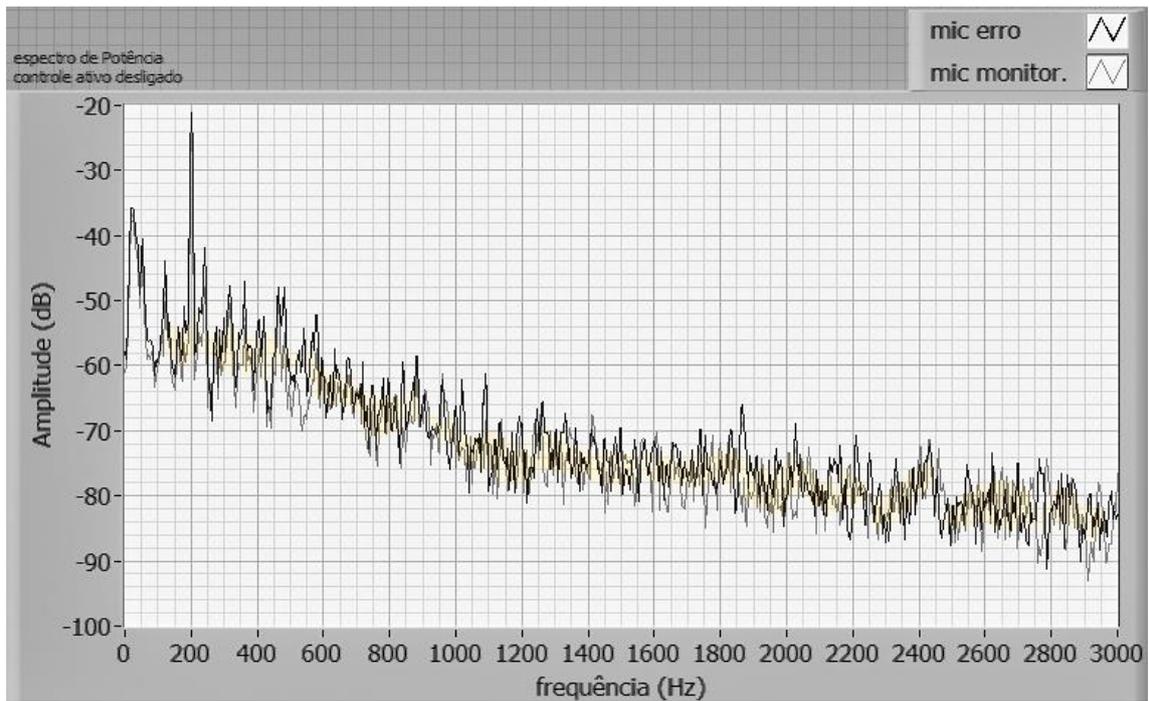
Figura 6.32: espectro de potência, microfones de erro e de monitoração, técnica feedback com tom de 110 Hz; a) controle ativo desligado; b) controle ativo ligado, com $N = 800$, $\mu = 0,0001$, ($f_s = 10$ KHz, 2.000 amostras, tempo de aquisição do sinal = 8 s).

Com comprimento do filtro FIR de controle = 800, $\mu = 0,0001$, vê-se que a frequência de 110 Hz permaneceu praticamente inalterada, na situação do controle ativo ligado

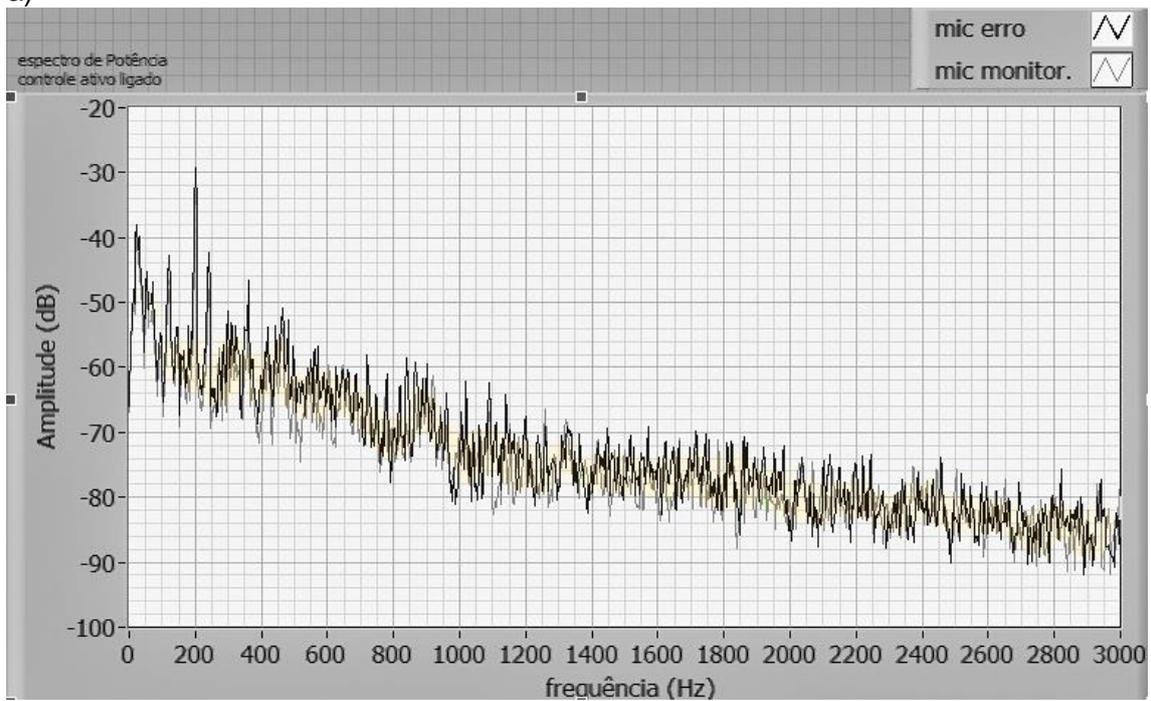
(figura 6.32b). Mas houve redução de 8 dB em frequências abaixo de 110 Hz e a resposta em frequência média e alta (entre 600 e 1400 Hz) foi ligeiramente suavizada.

Neste segundo experimento (figura 6.33), com a frequência de 200 Hz, o comprimento do filtro FIR de controle foi reduzido drasticamente para $N = 100$, e a relação de amostragem foi alterada para $f_s = 10$ KHz e 3.000 amostras. O ganho da fonte secundária também foi ligeiramente aumentado. O resultado melhorou bastante. Na figura 6.33b, vê-se redução de aproximadamente 10 dB na situação em que o controle está ligado.

Continuando com $f_s = 10$ KHz e baixando para 2.000 amostras, o experimento com a frequência de 300 Hz, obteve 20 dB de redução, sendo este o melhor resultado. Na figura 6.34a, encontram-se os espectros de potência dos sinais do microfone de erro e de monitoração com o controle desligado. Na figura 6.34b, é possível ver uma redução de aproximadamente 20 dB. O bom resultado também foi influenciado pelo uso do comprimento de filtro FIR e μ maiores, ou seja, $N = 450$ e $\mu = 0,002$.

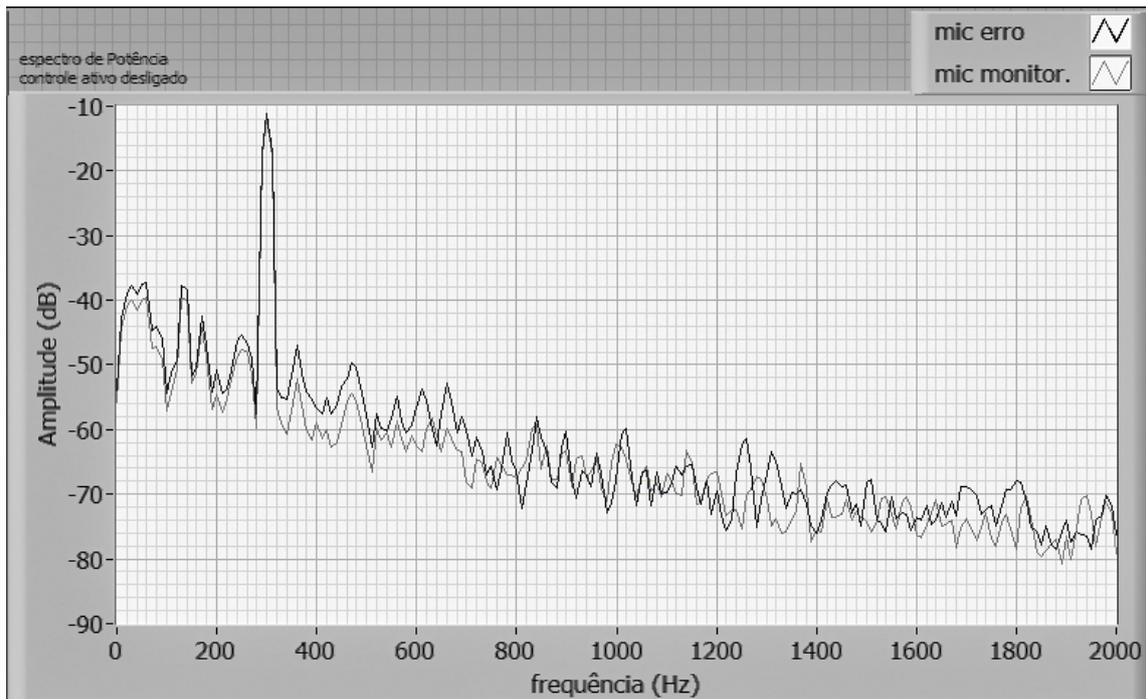


a)

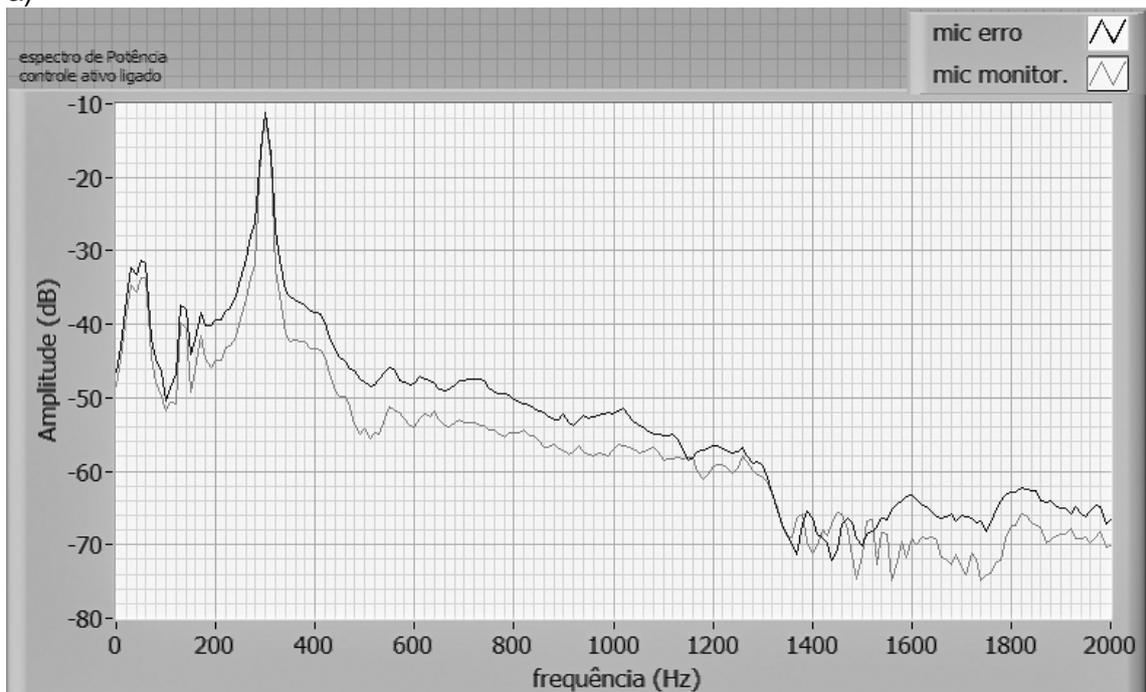


b)

Figura 6.33 espectro de potência dos sinais do microfone de erro e de monitoração, teste com 200 Hz, $f_s = 10$ KHz e 3.000 amostras; a) controle desligado, b) redução de aproximadamente 10 dB na situação do controle ligado, $N = 100$, $\mu = 0,0001$.



a)



b)

Figura 6.34: Espectro de potência dos sinais do microfone de erro e monitoração, teste com 300 Hz, $f_s = 10$ KHz e 2.000 amostras; a) com o controle desligado; b) redução de 20 dB na situação com o controle ativo por realimentação ligado ($\mu = 0,0001$; filtro de controle $N=450$).

Nestes últimos experimentos preliminares com a técnica feedback e tons puros, foi retirado o microfone de monitoração para aumentar a velocidade de processamento no LabVIEW e a relação de amostragem foi reduzida para 1000 amostras e $f_s = 10.000$ Hz.

O espectro de potência dos novos resultados são apresentados a seguir, tendo como ruído primário os tons puros: 100 Hz, 200 Hz e 1000 Hz, respectivamente, nas figuras 6.35, 6.36, 6.37. Os coeficientes previamente identificados do modelo do caminho secundário foram mantidos os mesmos.

Na figura 6.35a é mostrado o espectro do sinal captado no microfone de erro, com o controle ativo desligado. Em 6.35b, vê-se uma redução de 4 dB, em 100 Hz, com a utilização de $N = 450$ e $\mu = 0,002$. Aumentando o comprimento do filtro FIR para 500, o resultado se mostrou muito melhor (figura 6.35c), com redução de 13 dB. Porém nesta última configuração houve incremento nas frequências mais altas e uma redução em 4000 Hz.

Para 200 Hz e a mesma relação de amostragem do experimento anterior, com comprimento do filtro um pouco mais alto, $N = 490$ e $\mu = 0,002$, vê-se uma redução de aproximadamente 10 dB comparando o espectro do sinal captado no microfone de erro, com o controle desligado (figura 6.36a) e ligado (figura 6.36b).

Como último experimento preliminar com a técnica da realimentação em campo livre, a figura 6.37 mostra os resultados, para a frequência de 1000 Hz. Vê-se uma redução de aproximadamente 18 dB comparando o espectro do sinal captado no microfone de erro com o controle desligado (6.37a) e ligado (6.37b). (comprimento do filtro $N = 520$ e $\mu = 0,002$).

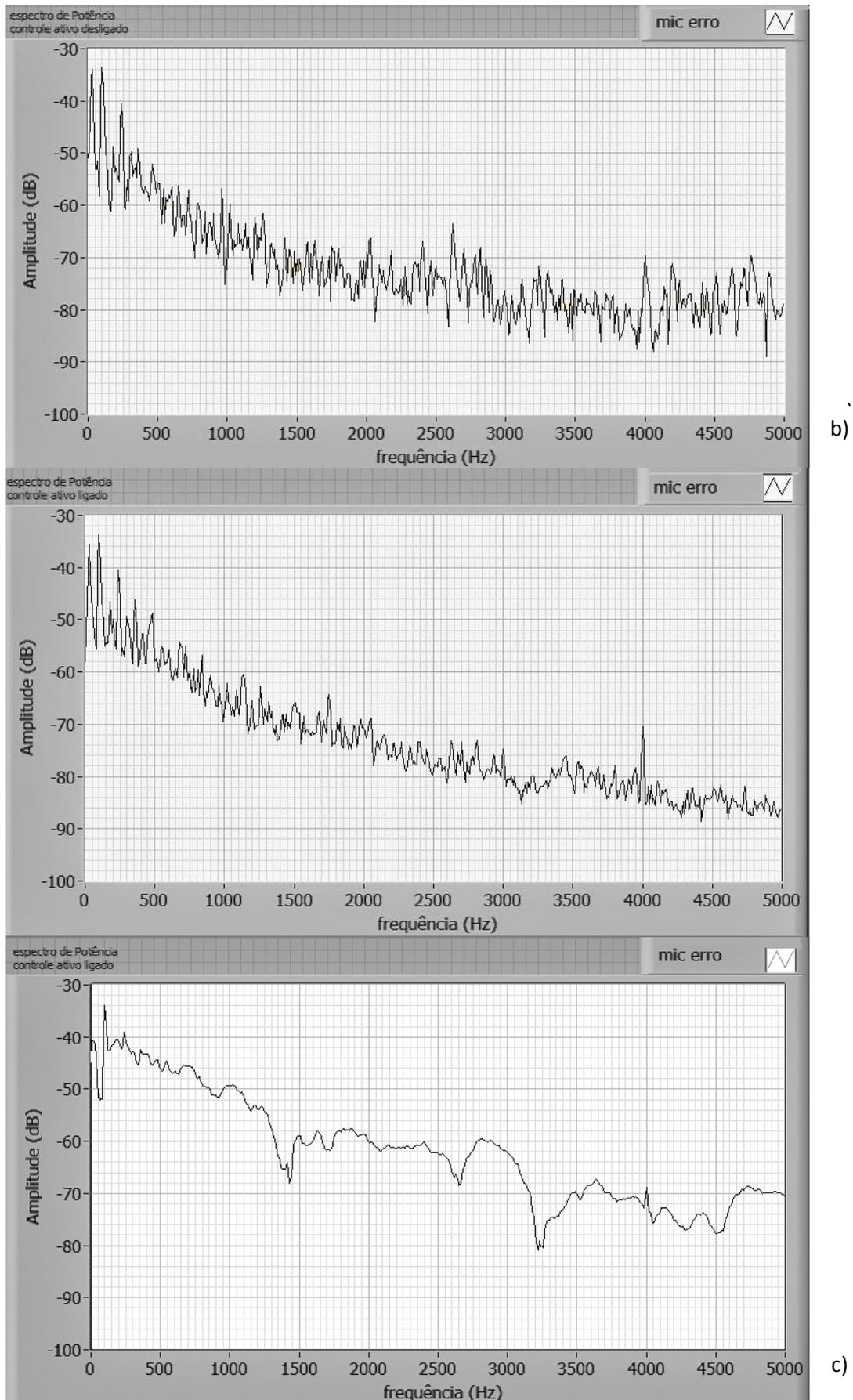
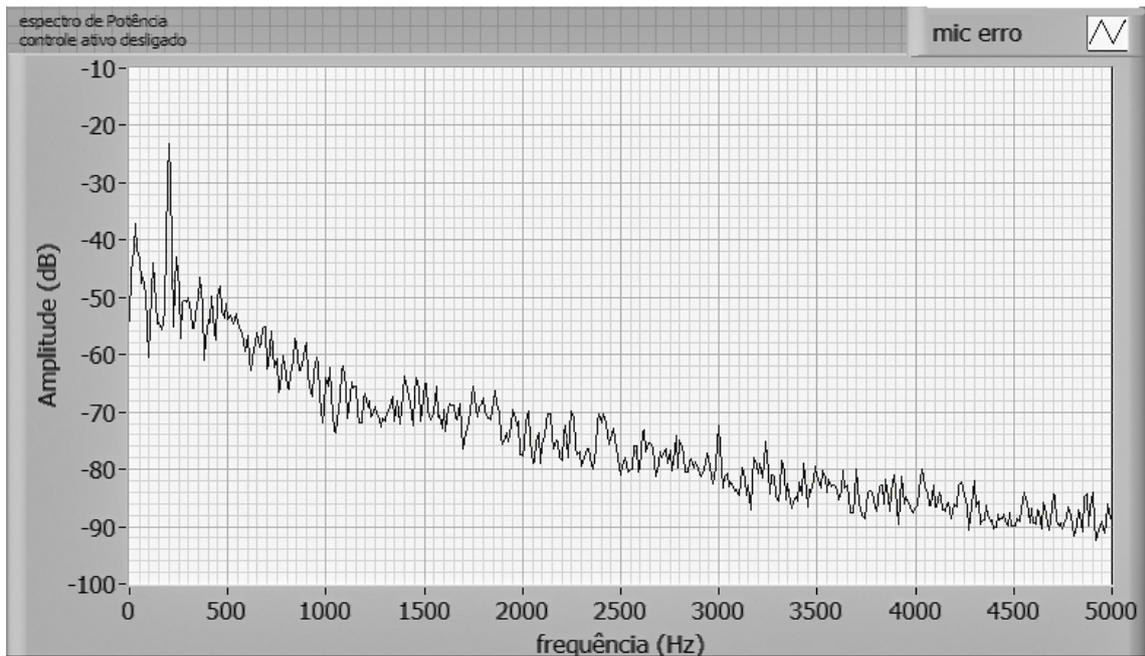
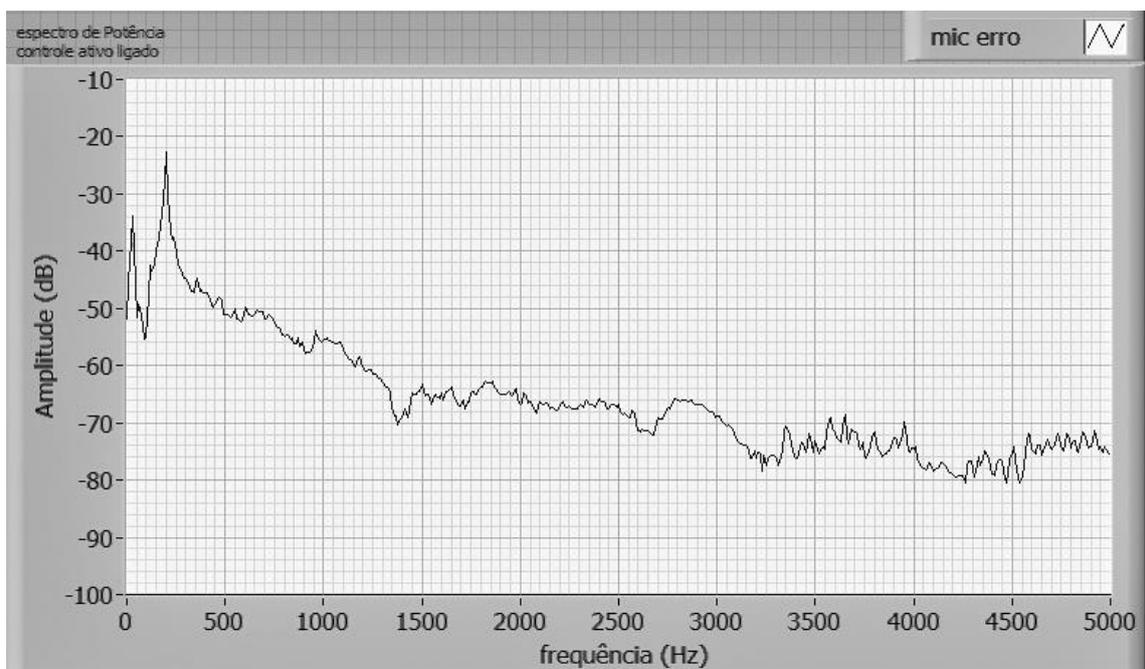


Figura 6.35: Espectro de potência do sinal do microfone de erro, teste com 100 Hz, Feedback, $f_s=10$ kHz, 1.000 amostras, $\mu=0,002$; a) com controle ativo desligado; b) com controle ligado, $N = 450$, redução de 4 dB; c) $N = 500$, redução de 13 dB.

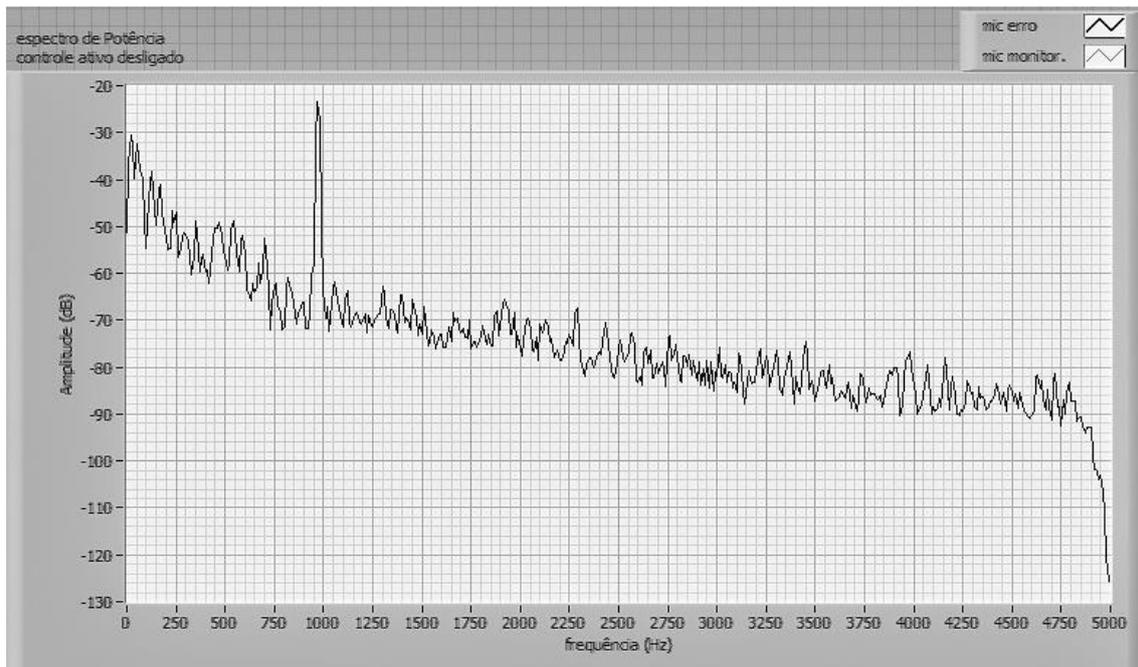


a)

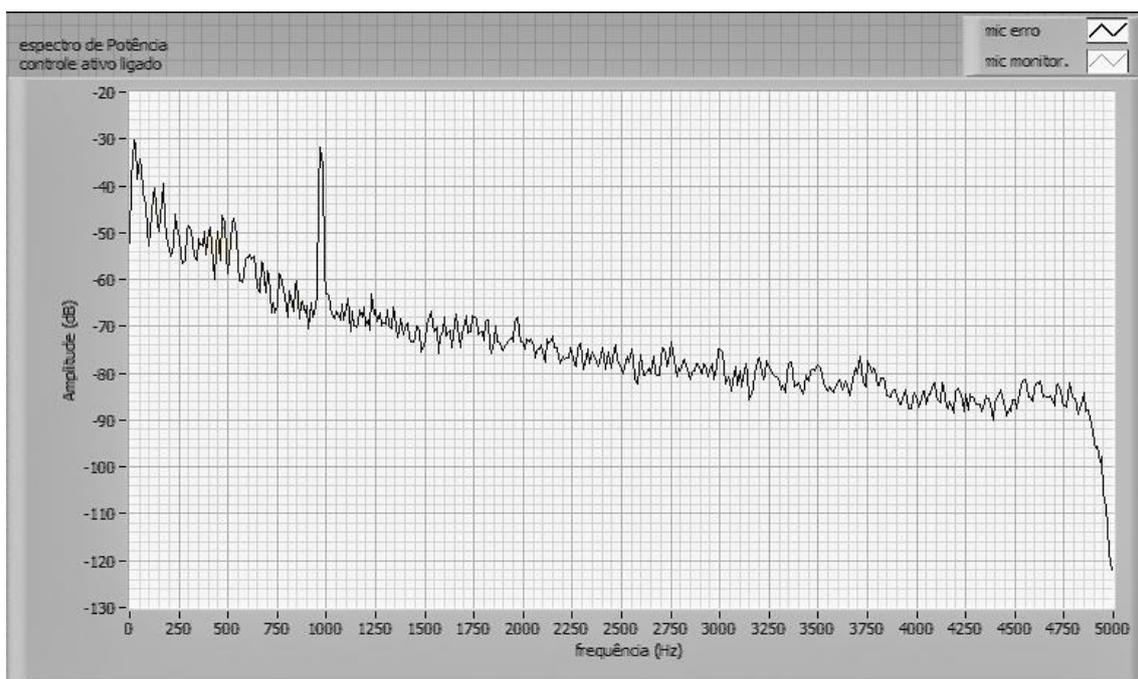


b)

Figura 6.36: espectro do sinal captado no microfone de erro, frequência de 200 Hz ($f_s = 10$ kHz e 1000 amostras). a) controle ativo desligado; b) controle ativo por realimentação ligado, $N = 490$ e $\mu = 0,002$. Aproximadamente 10 dB de redução em 200 Hz.



a)



b)

Figura 6.37: espectro do sinal captado no microfone de erro, frequência de 1000 Hz a) controle ativo desligado; b) controle ativo por realimentação ligado, $N = 520$ e $\mu = 0,002$. Aproximadamente 18 dB de redução em 1000 Hz.

Capítulo 7

RUÍDO DE HELICÓPTERO

Neste capítulo estão reunidos os experimentos com o ruído de helicóptero. Os experimentos foram realizados no LAVI. Na seção 7.2 são apresentados os experimentos com o controle por alimentação direta. Objetivando melhorar o desempenho do controle ativo do ruído de helicóptero, este trabalho sugeriu uma melhoria na técnica da alimentação direta para esse ruído que é apresentada na seção 7.3. Na seção 7.4 são apresentados os experimentos com a técnica da realimentação.

Ao final deste capítulo é apresentado um sumário com os resultados dos experimentos com o controle ativo de ruído com tons puros e com ruído de helicóptero.

As principais características do ruído de helicóptero foram estudadas através do gráfico de onda e da análise espectral do som de um helicóptero. O som do helicóptero analisado e posteriormente utilizado nos experimentos foi obtido no site <http://www.buscasons.com/Aviacao/Helicopteros/>.

Este estudo preliminar teve por objetivo observar as principais características do ruído de helicóptero de forma a entender as prováveis dificuldades de se obter o controle ativo deste tipo de ruído.

Os helicópteros podem ser vistos como aeronaves de asas rotativas. Possuem um ou mais rotores horizontais que quando acionados pelo motor criam a sustentação e a propulsão necessárias para o voo.

O som irradiado por um helicóptero é uma combinação do ruído produzido por várias fontes individuais, sendo as principais o rotor principal, o rotor de cauda, o motor principal e o sistema de transmissão (gearboxes).

O ruído conhecido como Blade Slap é bastante característico nos helicópteros, sendo a principal causa do incômodo sonoro gerado pelas operações com helicópteros, e a busca por sua redução tem sido objeto de estudo e de avanços tecnológicos. De natureza impulsiva, ocorre em certas condições de vôo, e apesar de aparecer de modo mais severo em alguns modelos, como os rotores do tipo Tandem (figura 7.1a) ou o de duas pás (figura 7.1b), ocorre em maior ou menor grau em praticamente todos os tipos de helicópteros.

O Blade Slap ocorre na frequência de passagem das pás do motor principal, que é tipicamente na região de 15 a 20 Hz (Leverton, 1975). Quando ocorre em operações de baixa velocidade, é também conhecido como BVI – Blade Vortex Interaction Noise, especialmente em operações de aproximação ou pouso e durante manobras. Neste caso, o fenômeno é explicado pelo fato de que a pá, ao passar, intercepta o vórtice criado por sua movimentação, ou o vórtice criado pela pá antecessora, gerando o ruído impulsivo. Também pode ocorrer em condições de voo de alta velocidade, e através de interações com o rotor de cauda, especialmente no modelo Tandem (HAI, 2004).

Vibrações de alta frequência da fuselagem também são importantes fontes de incômodo sonoro. São provenientes de forças periódicas geradas pelo rotor e transferidas à fuselagem através do rotor e do sistema de transmissão. Em rotores de pás idênticas somente harmônicos da frequência de passagem das pás são transmitidos ao sistema de fuselagem. Como normalmente existem pequenas diferenças entre pás, as frequências de vibração não se restringem a estes harmônicos, porém estas vibrações não-harmônicas não produzem efeitos relevantes sobre o ruído (HÖFINGER e LECONTE, 2003).

Métodos de controle passivo e ativo das vibrações, do Blade Vortex Interaction (BVI) e para aumentar a performance de helicópteros, têm sido propostos, tanto nas partes móveis como nas partes fixas do helicóptero. Dentre os métodos de controle ativo com atuadores, destacam-se o Higher Harmonic Control (HHC), desenvolvido nos anos 1980, e o Individual Blade Control (IBC), desenvolvido nos anos 1990 (JACKLIN et al, 1995).

Outros ruídos característicos são os de banda larga produzidos pelo rotor principal, de exaustão do motor e ruídos originários do sistema de transmissão, sendo que estas contribuições podem ser descritas como de banda larga ligeiramente moduladas na frequência de passagem das pás do rotor principal (Leverton, 1975).

A produção de ruído de um helicóptero é complexa e depende, dentre outros fatores, dos seguintes aspectos:

- Número de pás e diâmetro do rotor principal e de cauda;
- Número e tipo de motores: motor à turbina ou motor a pistão;
- Peso máximo de decolagem do helicóptero.

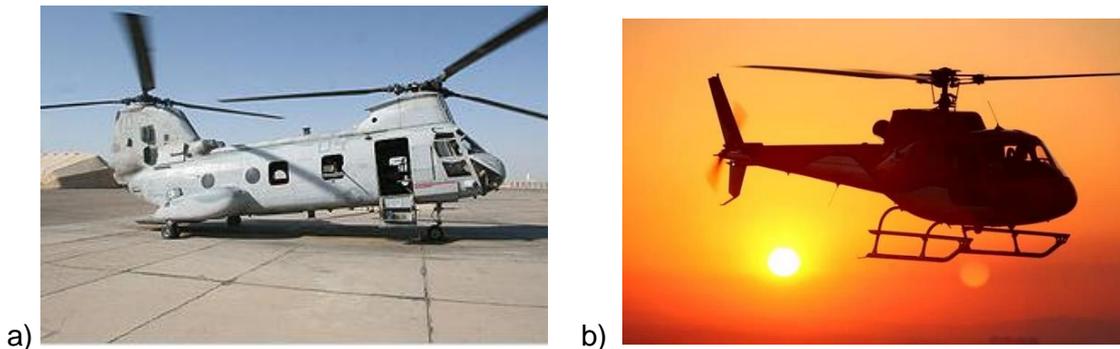


Figura 7.1 a) CH-46 Sea Knight, helicóptero do tipo rotor tandem, com dois grandes rotores horizontais, fonte: http://en.wikipedia.org/wiki/Tandem_rotors 18/07/2014 b) rotor principal com duas pás, fonte: <http://epoca.globo.com/regional/sp/vida-urbana/noticia/2014/01/cinco-bpasseios-de-helicóptero-por-sao-paulo.html> 04/02/2015.

Os helicópteros podem ser classificados em duas categorias: equipados com motor à turbina ou motor a pistão. Os motores a turbina são acoplados na parte superior do helicóptero gerando interações de ruído de exaustão com a fuselagem e com o ruído gerado pelo próprio rotor de cauda. O ruído da exaustão do motor é direcionado para o solo. O motor a pistão tende a ser mais ruidoso que o motor a turbina em operações com máxima potência e são usualmente instalados na parte inferior do helicóptero (GAMA, 2012).

Os sons de helicóptero disponibilizados no site encontravam-se em formato mp3 e gravados em estéreo com frequência de amostragem 44.100 Hz. Foram então convertidos para formato wav, no software Audacity, para posterior processamento no software LabVIEW. Foi selecionado para a análise o arquivo helicóptero_02.mp3 devido a boa qualidade da gravação.

A evolução do sinal no tempo e os espectros de potência a seguir, do ruído helicóptero_02.mp3, foram obtidos no LabVIEW. O sinal tem 61,1788 s de duração e para obtenção dos espectros foi utilizada janela Hanning.

Pelo sinal no tempo (figura 7.2) é possível visualizar os picos de natureza impulsiva do ruído e pelo espectro de potência (figura 7.3), pode-se notar que o ruído é essencialmente de banda larga, com componentes significativas de alta frequência. e abaixo de 600 Hz.

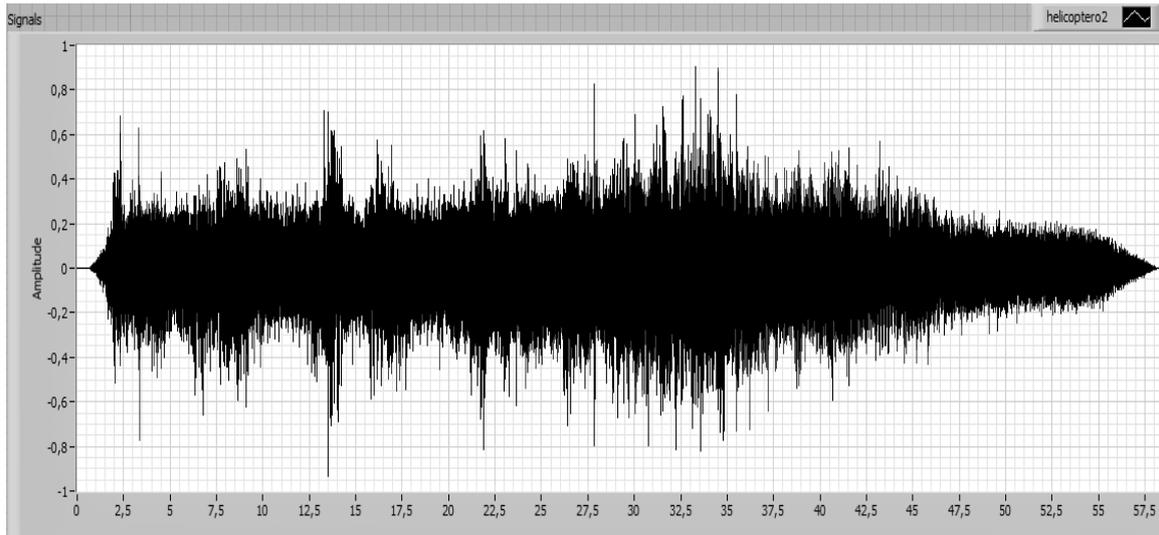


Figura 7.2: sinal no tempo do ruído helicóptero_02.mp3, mostrado no LabVIEW. O arquivo de audio com o ruído foi encontrado no site www.buscasons.com/Aviacao/Helicopteros/.

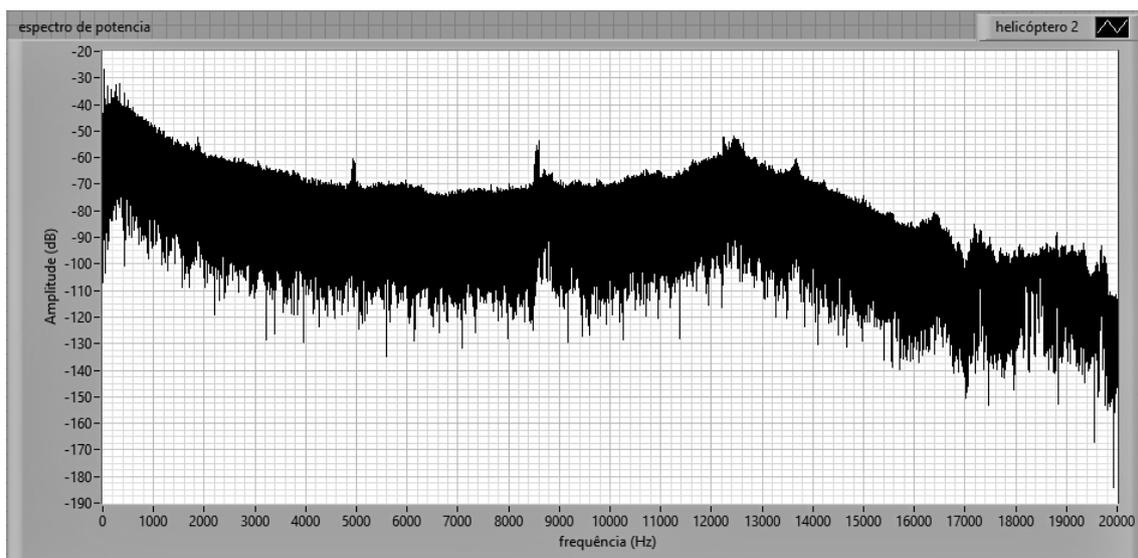


Figura 7.3: espectro de potência do ruído helicóptero_02.mp3, obtido no LabVIEW.

Foram selecionados alguns trechos deste ruído para obtenção de seus espectros de potência. Ouvindo o som e simultaneamente visualizando o sinal no tempo foi possível selecionar um dos momentos em que o ruído Blade Slap aparece de forma severa, entre 26 s e 36 s. A figura 7.4 mostra o espectro de potência do trecho selecionado até 10.000 Hz. Aparecem componentes tonais principalmente abaixo de 600 Hz. Também aparecem componentes tonais em torno de 1.900 Hz e próximo a 4.900 Hz.

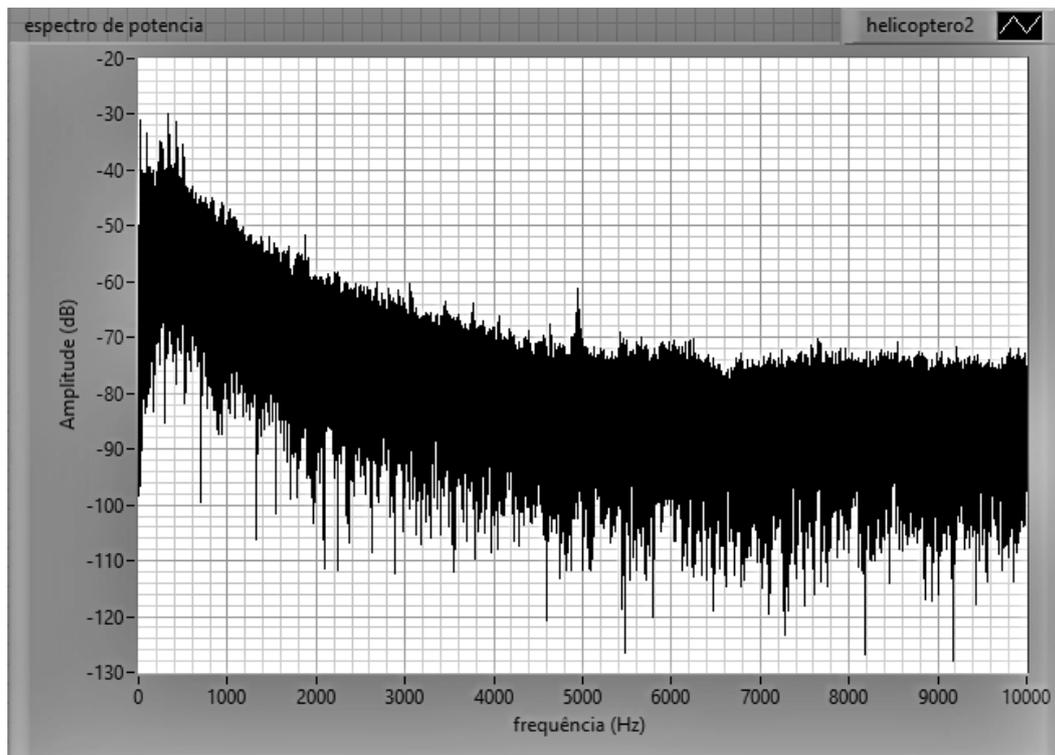


Figura 7.4: espectro de potência, até 10.000 Hz, do trecho entre 26 s e 36 s.

A figura 7.5 mostra o espectro de potência até 600 Hz do trecho selecionado com predominância do ruído Blade Slap, onde é possível visualizar as componentes tonais, provenientes da rotação do rotor e a figura 7.6 mostra o espectro, abaixo de 200 Hz. Neste espectro (figura 7.6) vê-se a frequência fundamental 13 Hz, e os harmônicos 26 Hz, 39 Hz, 52 Hz, 65 Hz, 78 Hz e 91 Hz, que podem ser associados à passagem da pá do rotor principal e, portanto, ao ruído Blade Slap. Os outros picos podem ser associados às rotações do rotor de cauda.

A figura 7.7 mostra o espectro até 4000 Hz deste mesmo trecho.

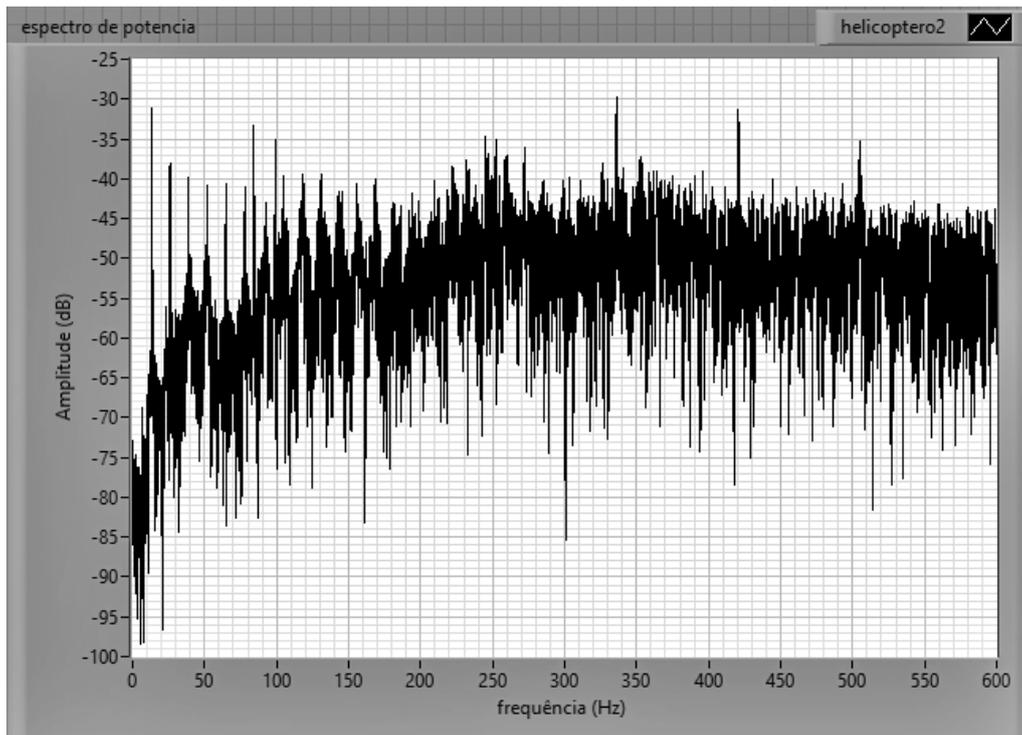


Figura 7.5: espectro de potência, até 600 Hz, do trecho do ruído de helicóptero entre 26s e 36s.

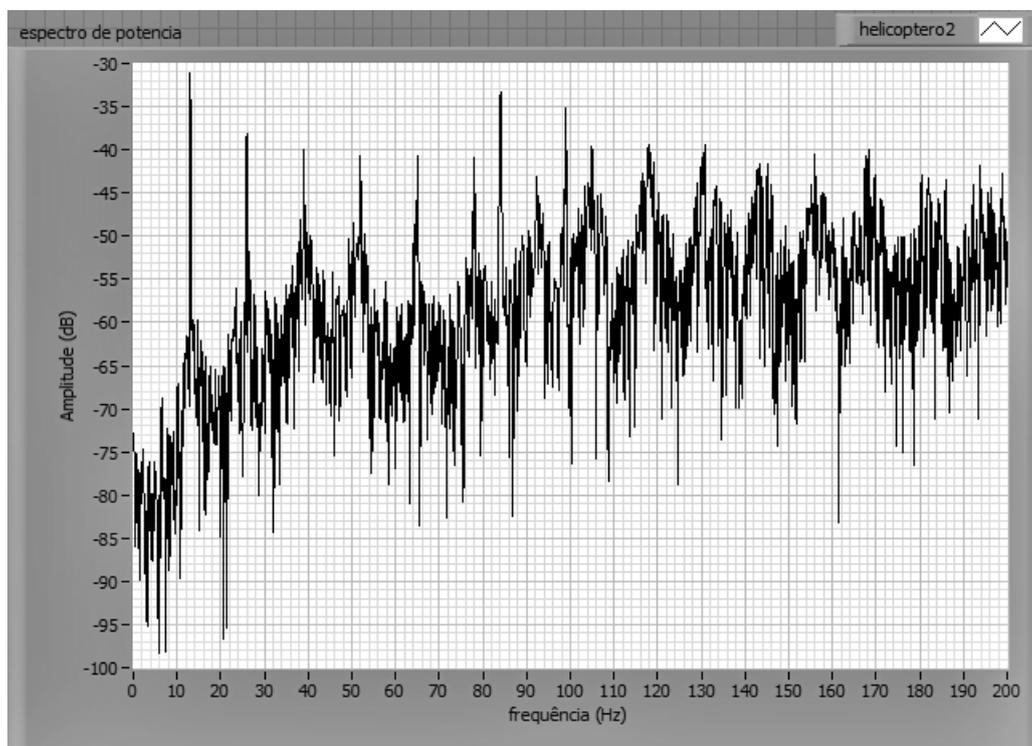


Figura 7.6: espectro de potência, até 200 Hz, do trecho entre 26s e 36s, com predominância do ruído Blade Slap. Vê-se as frequências características da passagem da pá (13 Hz, 26 Hz, 39 Hz, 52 Hz, 65 Hz, 78 Hz e 91 Hz) que podem ser associados ao Blade Slap. Os outros picos podem ser associados ao rotor de cauda.

Vê-se nas frequências médias-altas, de 600 Hz até 1800 Hz que o ruído tem espectro de banda larga. Tons harmônicos aparecem nas frequências altas em 1880 Hz (figura 7.7) e em 4900 Hz (figura 7.8). Estas componentes de alta frequência podem ser associadas ao ruído da turbina.

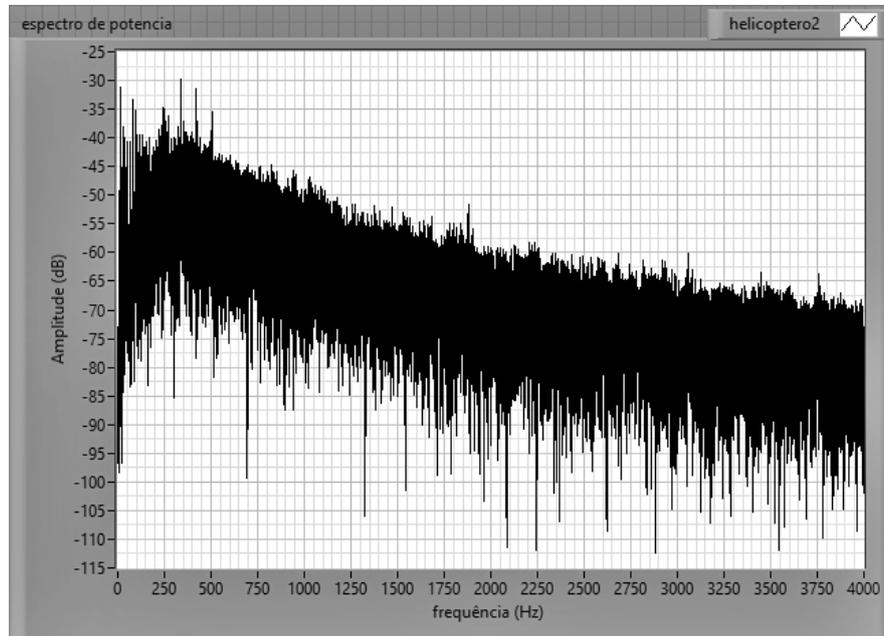


Figura 7.7: espectro de frequência até 4000 Hz, do trecho entre 26s e 36s. De 600 Hz até 1800 Hz, espectro de banda larga.

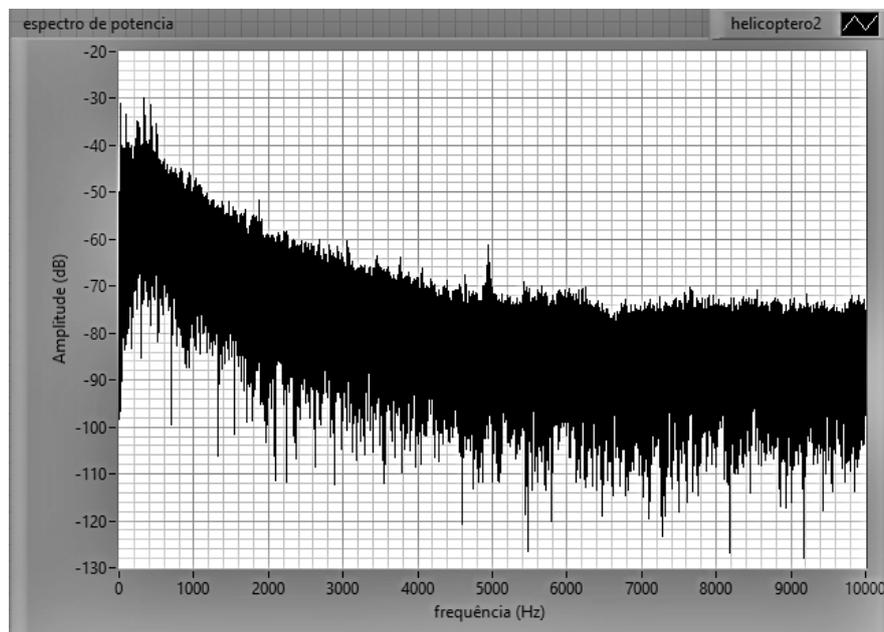


Figura 7.8: Espectro de potência do trecho selecionado com predominância do ruído Blade Slap. Nas frequências altas aparecem componentes tonais devido ao ruído da turbina.

Os espectros de potência (figuras 7.9 e 7.10 e 7.12) ilustram o comportamento do ruído do helicóptero num momento onde o ruído Blade Slap aparece mais baixo. Foi selecionado auditivamente e visualmente o trecho entre 44 s e 54 s do ruído helicóptero_2, onde o ruído Blade Slap se encontra mais baixo e predomina o ruído típico de turbina. O trecho selecionado tem 9,78862 s de duração e a figura 7.11 mostra a evolução do sinal no tempo. No espectro de potência até 5000 Hz (figura 7.9) é possível visualizar componentes tonais em 1380 Hz, 2900 Hz e 3900 Hz. No espectro de potência da figura 7.10 aparecem componentes de alta frequência. O decrescimo na amplitude observado no espectro acima de 16.000 Hz pode ser atribuído ao método de compressão de audio em formato mp3.

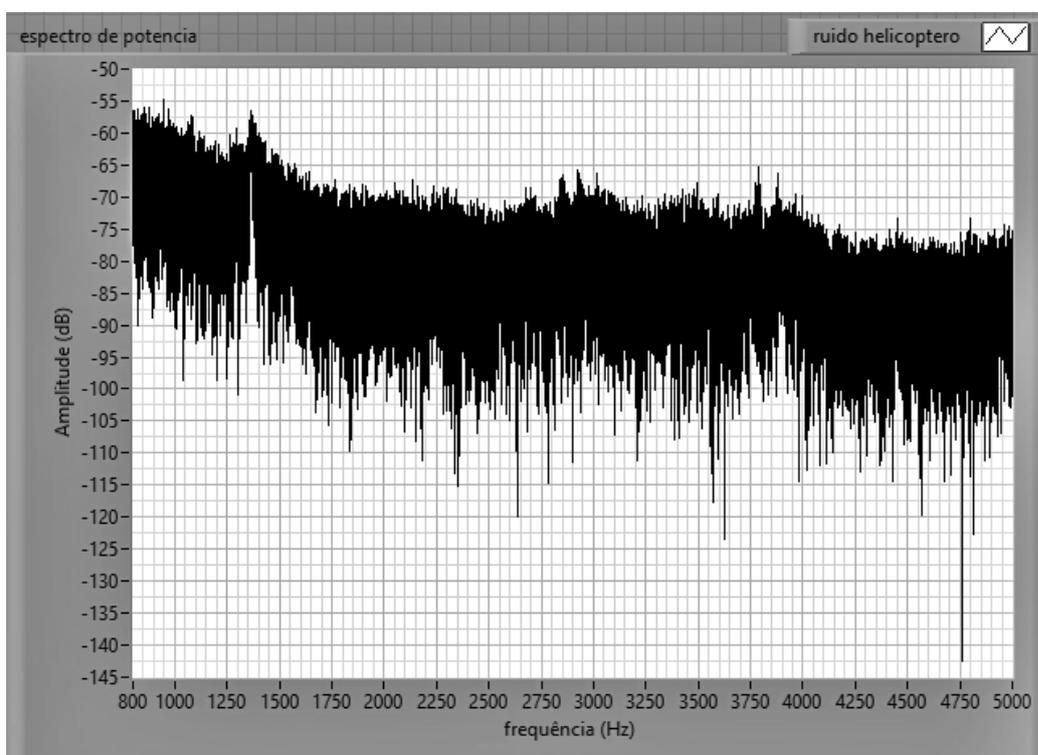


Figura 7.9: Espectro de potência do trecho com predomínio de ruído de turbina, até 5000 Hz., componentes tonais de maior intensidade próximas a 1380 Hz.

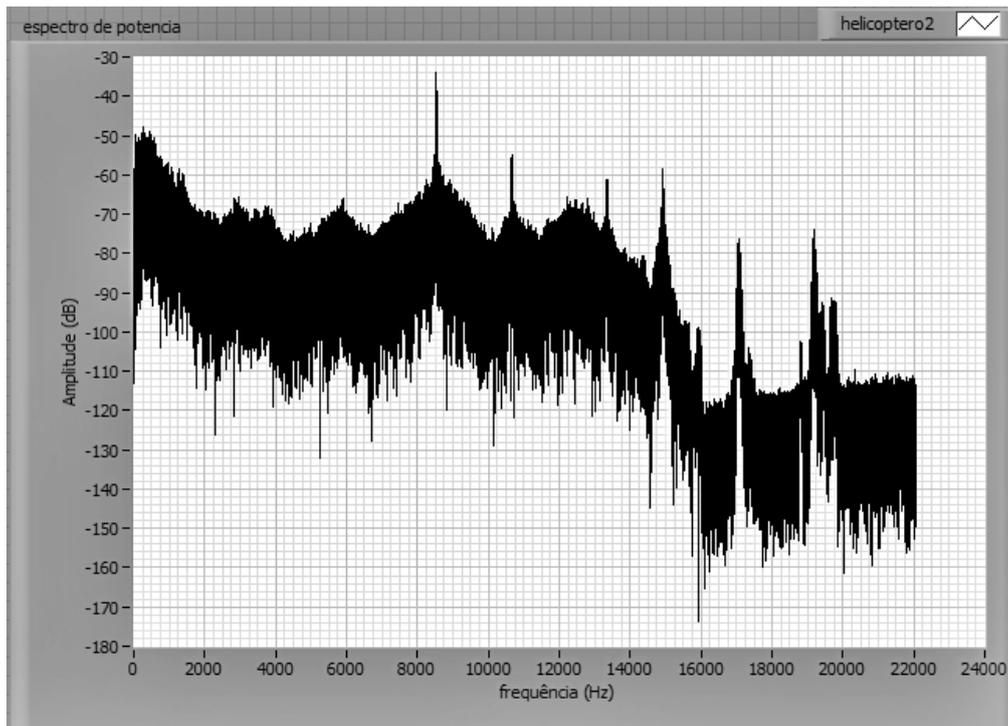


Figura 7.10: Espectro de potência do trecho com predomínio de ruído de turbina, entre 44 s e 54 s. Vê-se componentes de alta frequência.

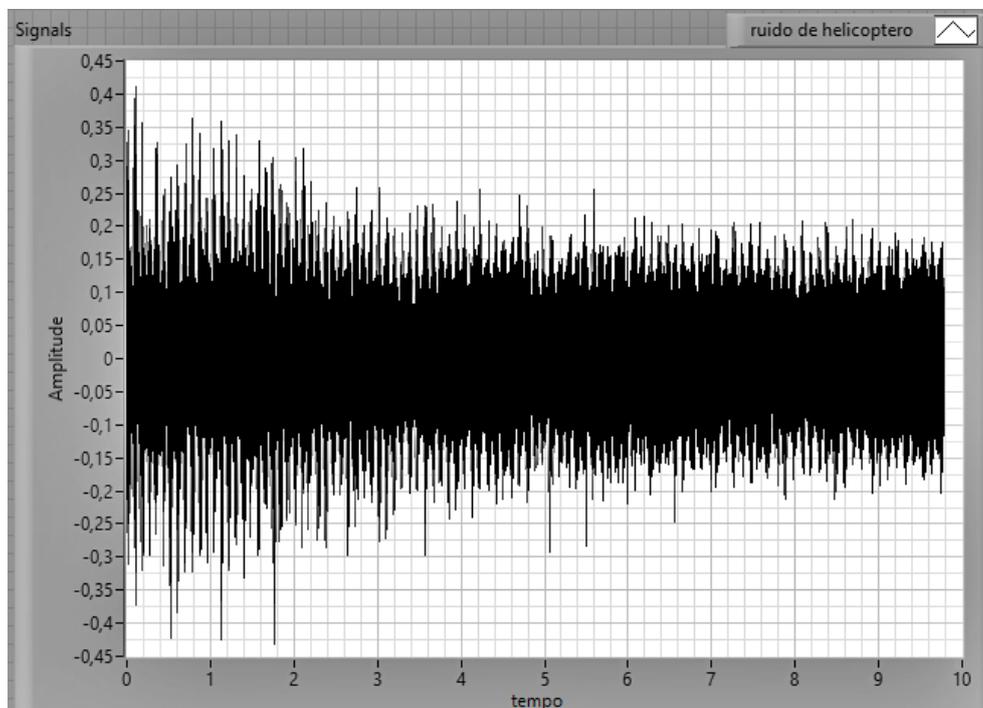


Figura 7.11: sinal no tempo do trecho entre 44 s e 54 s do ruído helicóptero_2, onde o ruído Blade Slap se encontra mais baixo e predomina o ruído de turbina (duração do sinal: 9,78862 s).

Selecionando ainda o trecho com predomínio da turbina, ente 46,5 e 57,5 s, onde agora o ruído Blade Slap é bem mais baixo, as frequências da passagem das pás não são tão evidentes no espectro, conforme mostrado na figura 7.12.

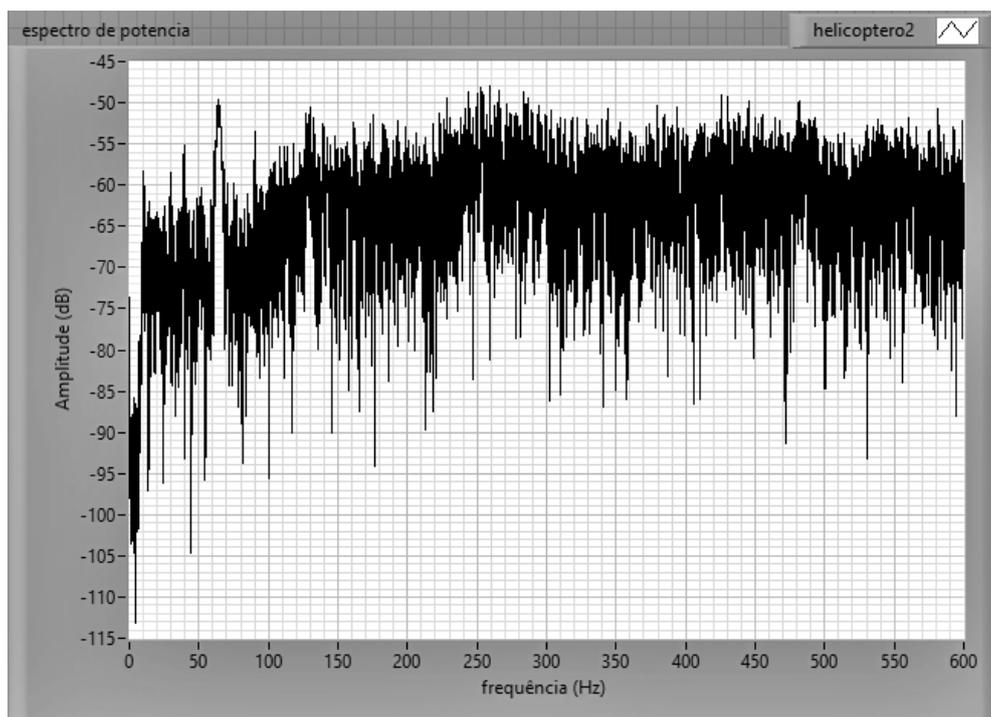


Figura 7.12: espectro de potência até 600 Hz, do trecho ente 46,5 e 57,5 s, com o ruído da turbina predominante. As componentes de baixa frequência não são tão evidentes.

Vale ressaltar que o ruído de turbina, apesar de mais baixo no restante do tempo, é perceptível ao longo dos 57,5 s do ruído, o mesmo acontecendo com o ruído Blade Slap, que é perceptível com maior ou menor intensidade, em todos os trechos selecionados.

O sistema anti-torque (rotor de cauda) é responsável pela estabilidade da aeronave e pelo controle direcional. Existem três tipos de sistemas anti-torque atualmente. O rotor de cauda aberto ou convencional, o rotor de cauda dutado (Fenestron), e o sistema NOTAR – “No Tail Rotor”, que não utiliza rotor de cauda.

O dispositivo Fenestron e o sistema NOTAR foram desenvolvidos para redução do ruído do rotor de cauda. O Fenestron pode ser encontrado em vários modelos de

helicópteros, principalmente nos do fabricante Eurocopter. Na frota brasileira os modelos que utilizam o Fenestron são EC120 Colibri, EC130, EC135, AS365 Dolphin, e EC155 Super Dolphin. O NOTAR apenas pode ser encontrado nos modelos do fabricante MD Helicopters, e na frota brasileira pode ser encontrado no modelo MD600N (GAMA, 2012).

O ruído do rotor de cauda aberto foi descrito como um ruído de um gemido de baixa frequência, o sistema Fenestron como ruído de alta frequência, e o NOTAR como ruído de ar comprimido de banda larga por HAI (2004).

Segundo LEVERTON (1975), o rotor de cauda, quando em condições de voo de cruzeiro ou em menor extensão em manobras de baixa velocidade, se torna a principal fonte de ruído em helicópteros.

Foi selecionado o trecho entre 16,5 s e 21,0 s, que não tem ruído Blade Slap muito forte, mas cuja sonoridade se assemelha a um motor de avião de pequeno porte. Vê-se em seu espectro de potência, até 1000 Hz (figura 7.13), componentes nas frequências baixas e médias.

Ainda segundo LEVERTON (1975), o rotor de cauda tem a frequência fundamental de passagem das pás em torno de 85 Hz a 125 Hz e em geral, é possível detectar até 10 harmônicos desta série. Portanto, este ruído diferenciado no trecho entre 16,5 s e 21,0 s pode ser associado ao rotor de cauda, sendo possível identificar no espectro (ver figura 7.13) a frequência fundamental, 84 Hz, e os harmônicos 168 Hz, 252 Hz, 336 Hz, 420 Hz, 504 Hz, 588 Hz, 672 Hz e 756 Hz. A passagem das pás no rotor de cauda do tipo convencional produz um som parecido a um ruído de avião de pequeno porte, também descrito como um gemido, por LEVERTON (1975) e HAI (2004). Este ruído aparece principalmente em helicópteros de pequeno PORTE, onde são usadas duas pás no rotor de cauda (LEVERTON, 1975).

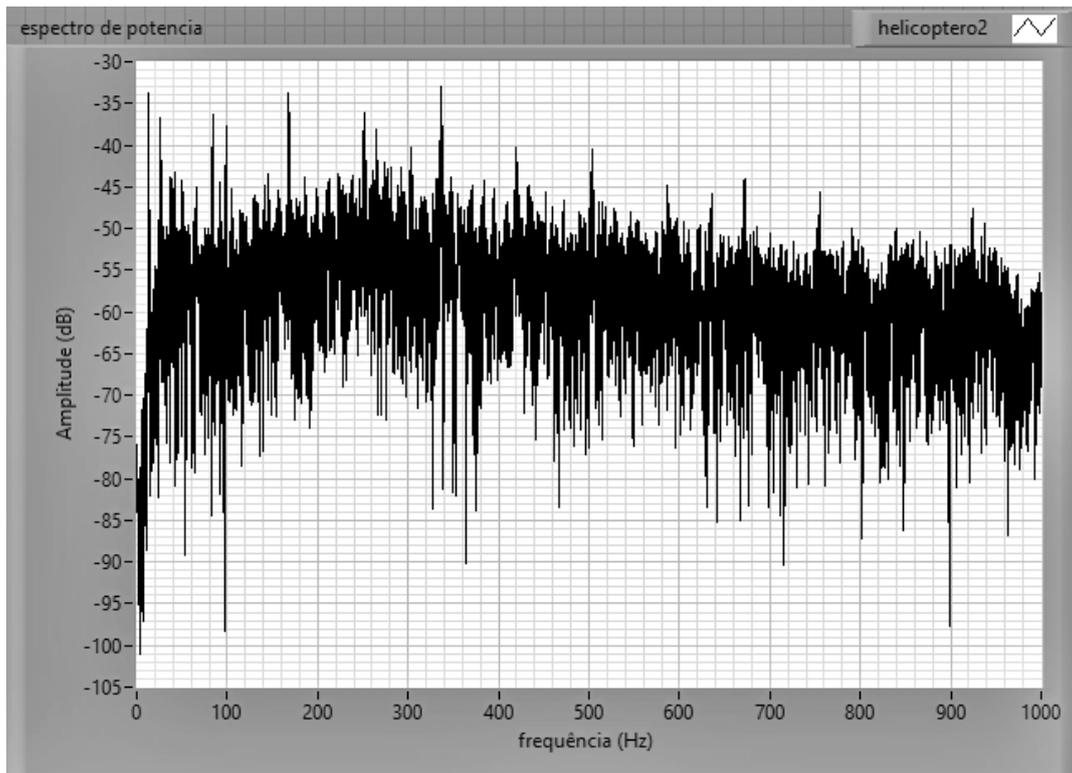


Figura 7.13: espectro de potência do trecho entre 16,5 s e 21 s. Vê-se as componentes associadas à passagem das pás do rotor de cauda (frequência fundamental, 84 Hz, e os harmônicos 168 Hz, 252 Hz, 336 Hz, 420 Hz, 504 Hz, 588 Hz, 672 Hz e 756 Hz).

7.1 EXPERIMENTOS DE CONTROLE ATIVO DE RUÍDO DE HELICÓPTERO POR ALIMENTAÇÃO DIRETA

Nesta seção bem como nas duas subsequentes, foram feitos testes sem a utilização da barreira com intuito de observar previamente o comportamento do controle ativo para o ruído de helicóptero bem como estudar os parâmetros de controle, desta forma, os experimentos foram realizados no LAVI.

Para o experimento inicial foi utilizada a distribuição espacial mostrada na figuras 7.14. As alturas relativas das fontes primária e secundária e entre os microfones primário e de erro são mostradas na figura 7.15.

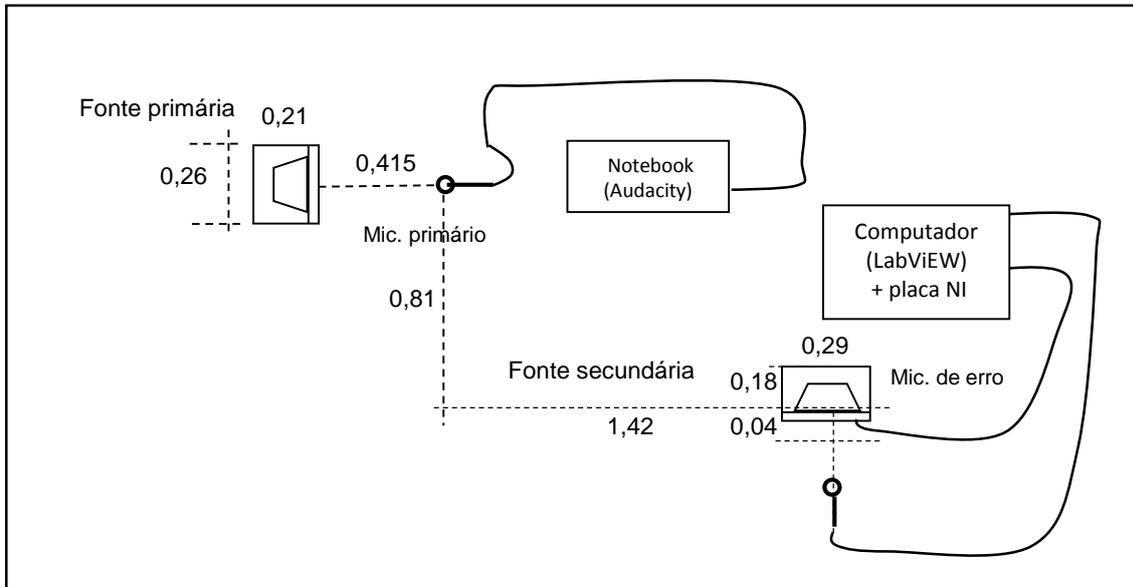


Figura 7.14: distribuição espacial dos equipamentos para o experimento inicial de controle ativo de ruído por alimentação direta com ruídos de helicóptero e o tom de 150 Hz.

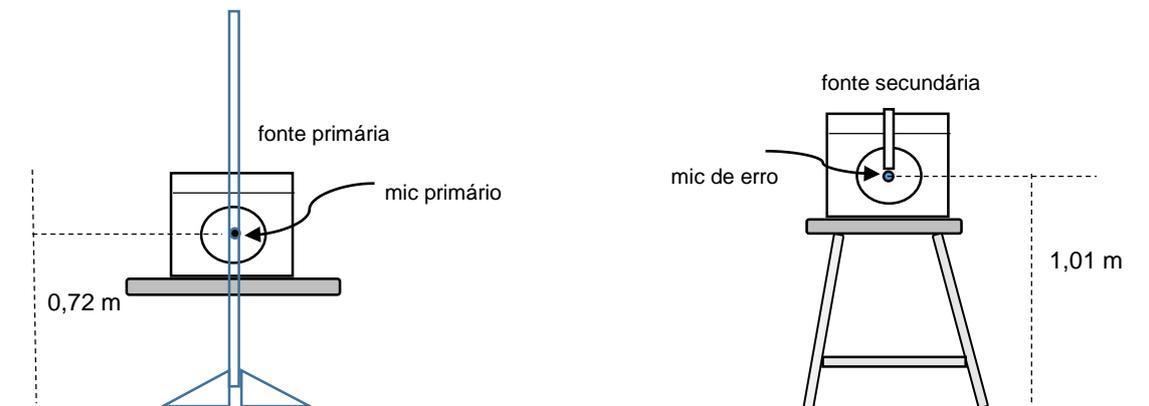


Figura 7.15: altura relativa das fontes primária e secundária e entre os microfones primário e de erro, para os experimentos com o ruído de helicóptero e tom puro.

A figura 7.16 mostra a foto da distribuição dos equipamentos no LAVI.

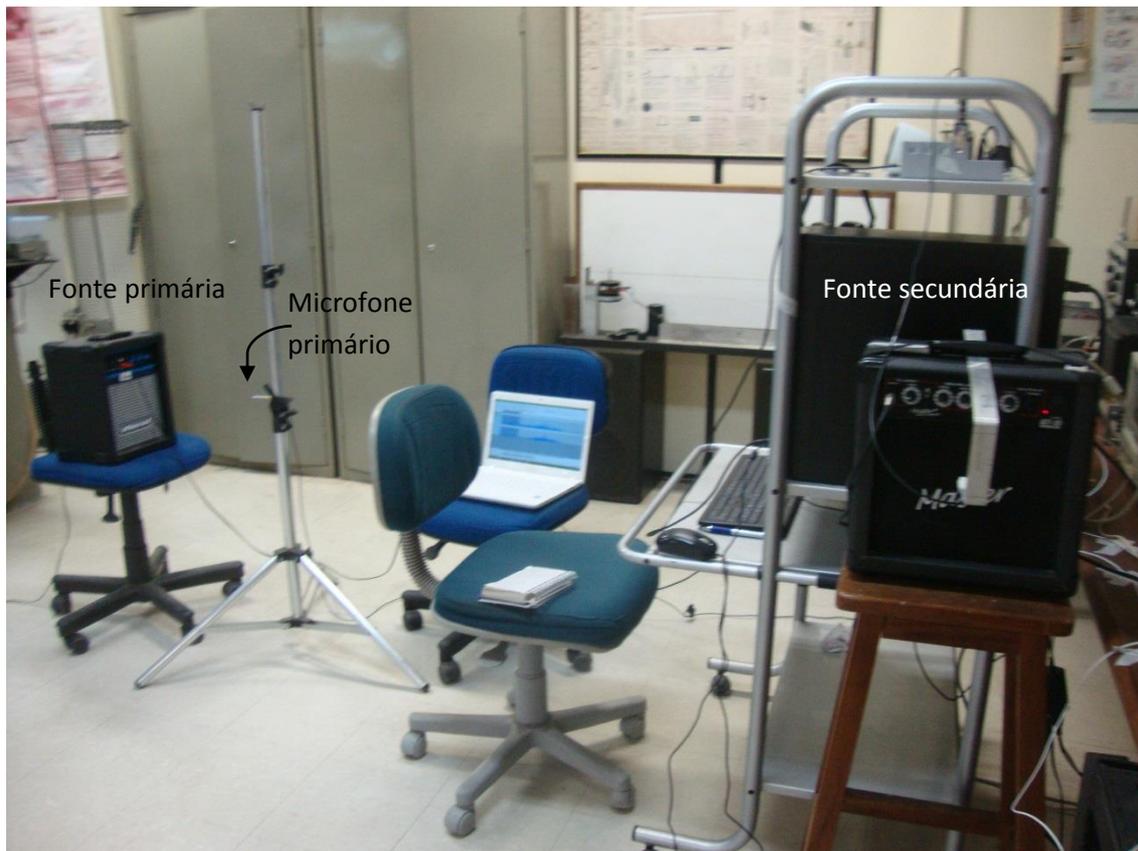


Figura 7.16: equipamentos para o experimento inicial com ruídos de helicóptero e o tom de 150 Hz no LAVI/PEM/COPPE/UFRJ.

Foi utilizado o ruído de helicóptero do arquivo analisado anteriormente. Também foi testado o ruído tonal de 150 Hz, para ajuste da frequência de amostragem e distância do microfone primário.

Para aquisição dos sinais, inicialmente foi utilizada a frequência de amostragem, $f_s = 40$ kHz e 20.000 amostras. Para emissão do sinal de controle foi utilizada $f_s = 40$ kHz e 40.000 amostras. Com esta frequência de amostragem foi obtida uma redução de 8 dB no microfone de erro, para o tom de 150 Hz. Esta redução é demonstrada por comparação entre os espectros dos sinais captados no microfone de erro, com o controle ativo desligado (figura 7.17) e controle ativo ligado (figura 7.18). Foi utilizado um comprimento de filtro FIR, $N = 200$ e $\mu = 5 \times 10^{-9}$. O tempo de aquisição dos sinais foi de 5 s.

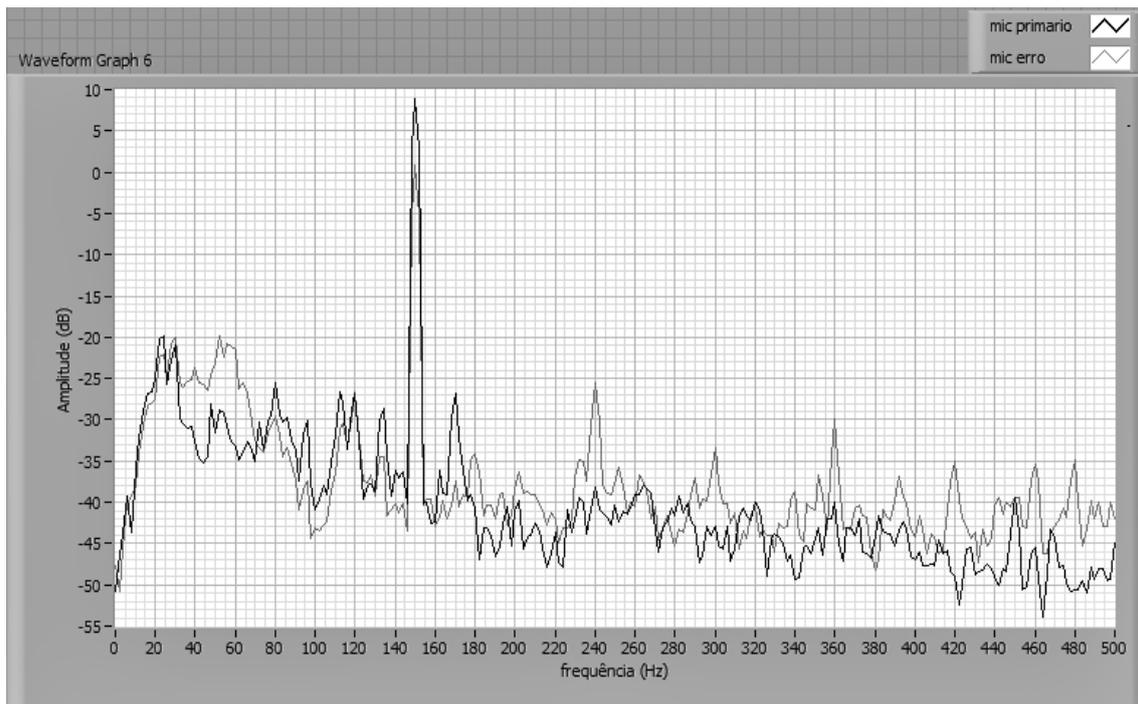


Figura 7.17: espectro dos sinais captados nos microfones primário e de erro com controle ativo desligado, (tom de 150 Hz).

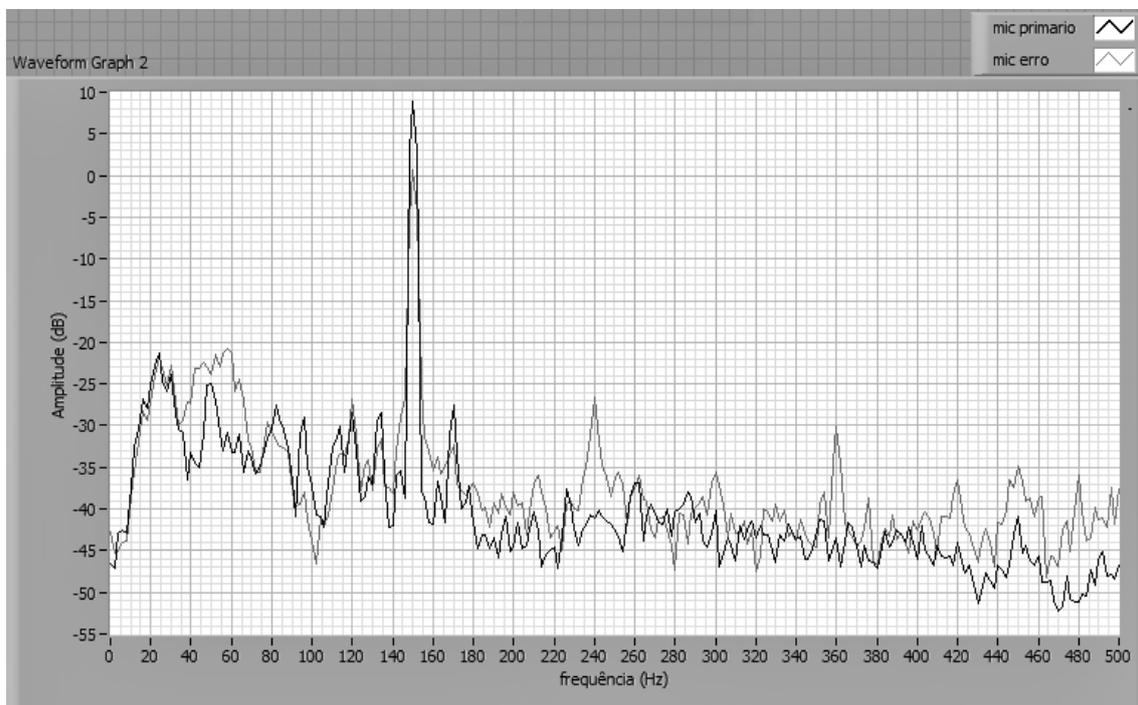


Figura 7.18: Com $f_s = 40$ kHz e 20.000 amostras, espectro dos sinais captados nos microfones primário e de erro com controle ativo ligado, para o sinal de frequência 150 Hz. Houve uma redução de 8 dB.

Ainda com o tom com 150 Hz, utilizando para aquisição de sinais uma taxa de amostragem mais baixa, $f_a = 10$ kHz e 2.000 amostras, foi possível uma redução no sinal captado no microfone de erro de 9 dB (utilizando os mesmos parâmetros do experimento anterior) e de 12 dB aumentando o passo para $\mu = 9 \times 10^{-8}$. A figura 7.19 mostra o espectro dos sinais captados com o controle ativo desligado e as figuras 7.20 e 7.21 com o controle ativo ligado, onde é possível verificar estes resultados.

Para esta frequência de amostragem, foi utilizado um filtro passa baixa com frequência de corte de 4,9 kHz. A taxa de emissão do sinal secundário utilizada foi $f_a = 10$ kHz e 10.000 amostras. O tempo de aquisição do sinal foi de 2 s.

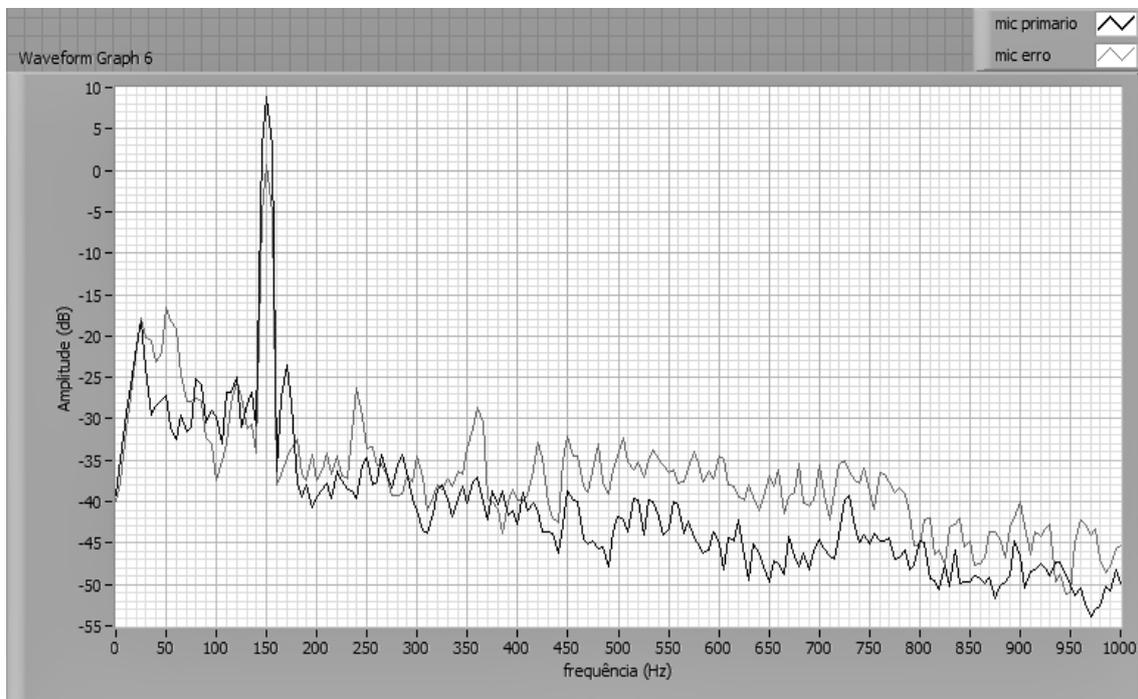


Figura 7.19: espectro dos sinais captados nos microfones primário e de erro, para o tom de 150 Hz, com o controle ativo desligado.

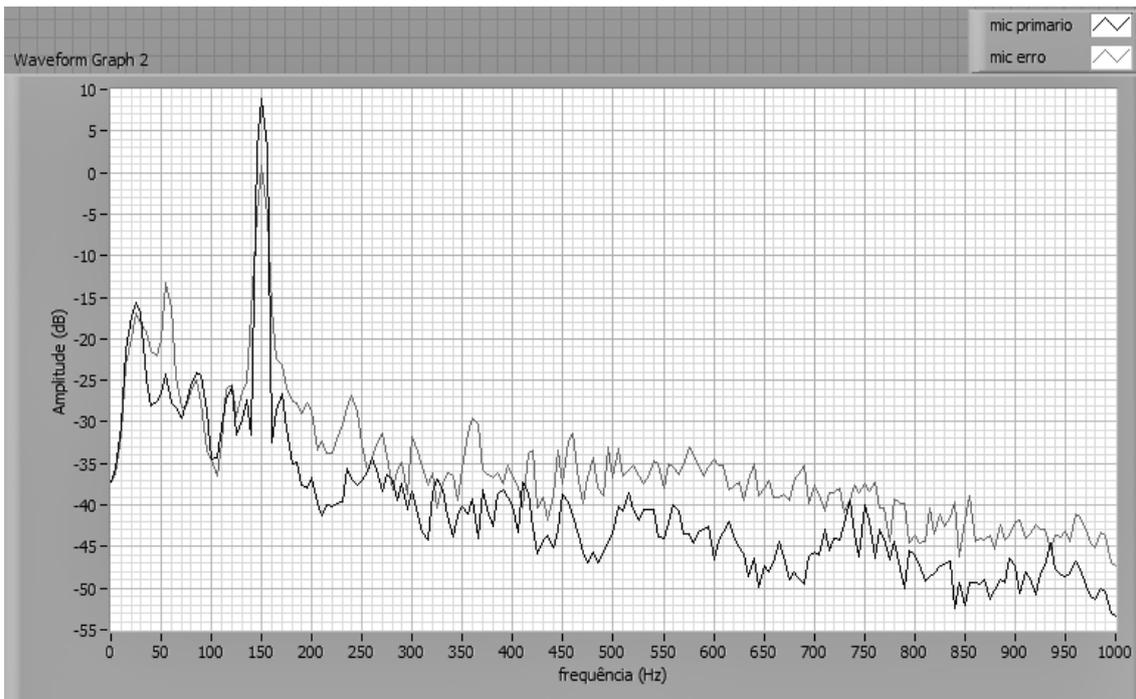


Figura 7.20: Com $f_s=10$ kHz e 2.000 amostras, espectro dos sinais captados nos microfones primário e de erro controle ativo ligado, redução de 9 dB no tom de 150 Hz ($N = 200$ e $\mu = 5 \times 10^{-9}$.)

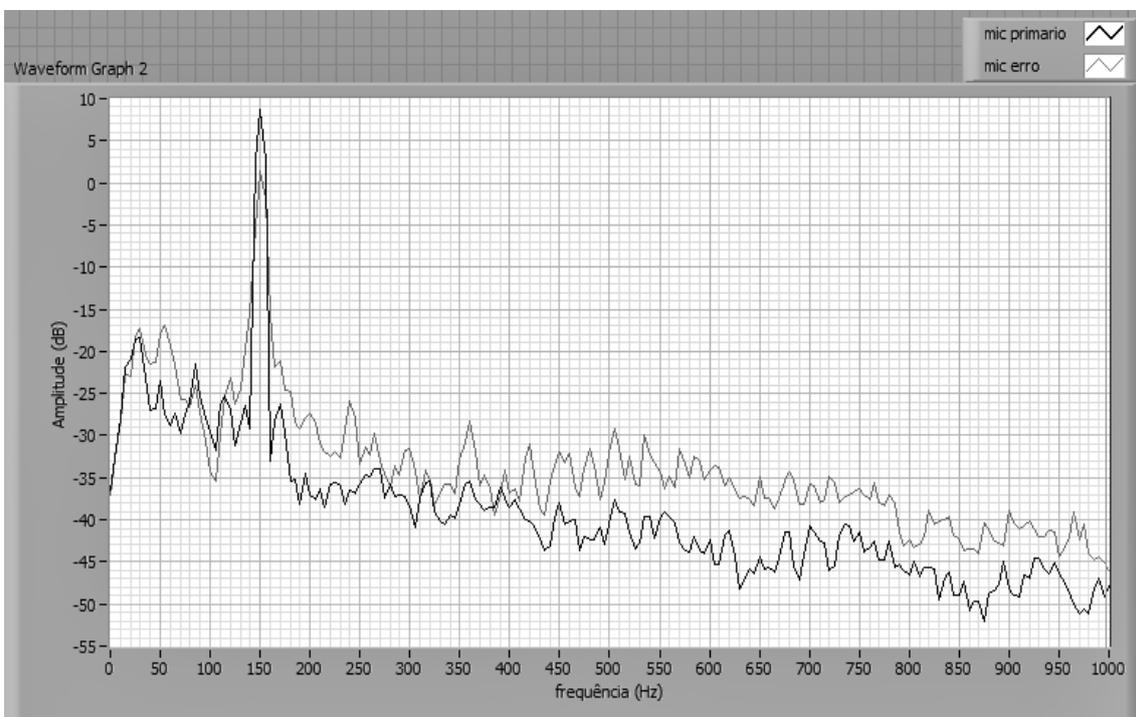


Figura 7.21: Com $f_s=10$ kHz e 2.000 amostras, espectro dos sinais captados nos microfones, com o controle ativo ligado. Redução de 12 dB no tom de 150 Hz ($N = 200$ e $\mu = 9 \times 10^{-8}$).

Os primeiros resultados com o ruído de helicóptero e a técnica da alimentação direta, são descritos a seguir. Foi utilizada $f_s = 10$ kHz e 2.000 amostras, cuja configuração apresentou melhor resultado com o tom de 150 Hz.

Na escolha dos parâmetros de controle, passo e comprimento do filtro, nos experimentos com o ruído de helicóptero foi observado que o filtro adaptativo divergia com $\mu \geq 9 \times 10^{-5}$, mesmo tendo sido μ calculado através do valor máximo da potência do sinal de entrada. Quando o filtro adaptativo diverge, o sinal de erro tende ao infinito e o sistema fica incontrolado. Desta forma, a lógica da programação foi alterada para que o passo utilizado possa ser escolhido, e é utilizado no controle o menor valor entre um μ escolhido e o μ calculado (conforme descrito na seção 6.2)

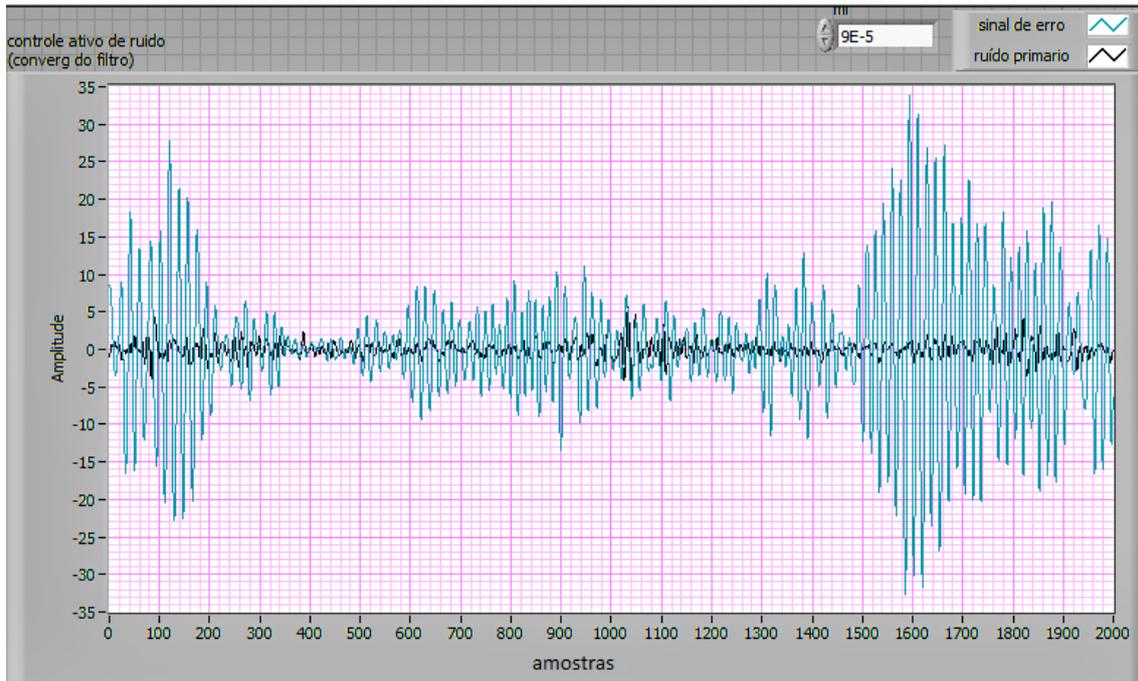
O comprimento do filtro FIR também influencia na convergência, sendo escolhido por tentativa e erro. A convergência do filtro adaptativo pode ser verificada pela minimização do sinal de erro, que é mostrada comparativamente ao ruído primário nas figuras 7.22 a,b, e 7.23 a, b para diversos valores de μ e comprimento de filtro FIR.

Na figura 7.22a, o filtro diverge com $\mu = 9 \times 10^{-5}$ e comprimento do filtro FIR $N = 150$. Na figura 7.22b, para o mesmo comprimento de filtro FIR, foi escolhido um passo maior, $\mu = 9 \times 10^{-6}$. O filtro adaptativo não diverge, mas o sinal de erro ainda é grande. Na figura 7.23a, aumentando o passo e o comprimento do filtro FIR, o sinal de erro foi menor ($\mu = 6 \times 10^{-6}$ e $N = 200$). Na figura 7.23b, a convergência é melhor do que nos casos anteriores. Neste caso foi utilizado $\mu = 1 \times 10^{-6}$ e $N = 100$.

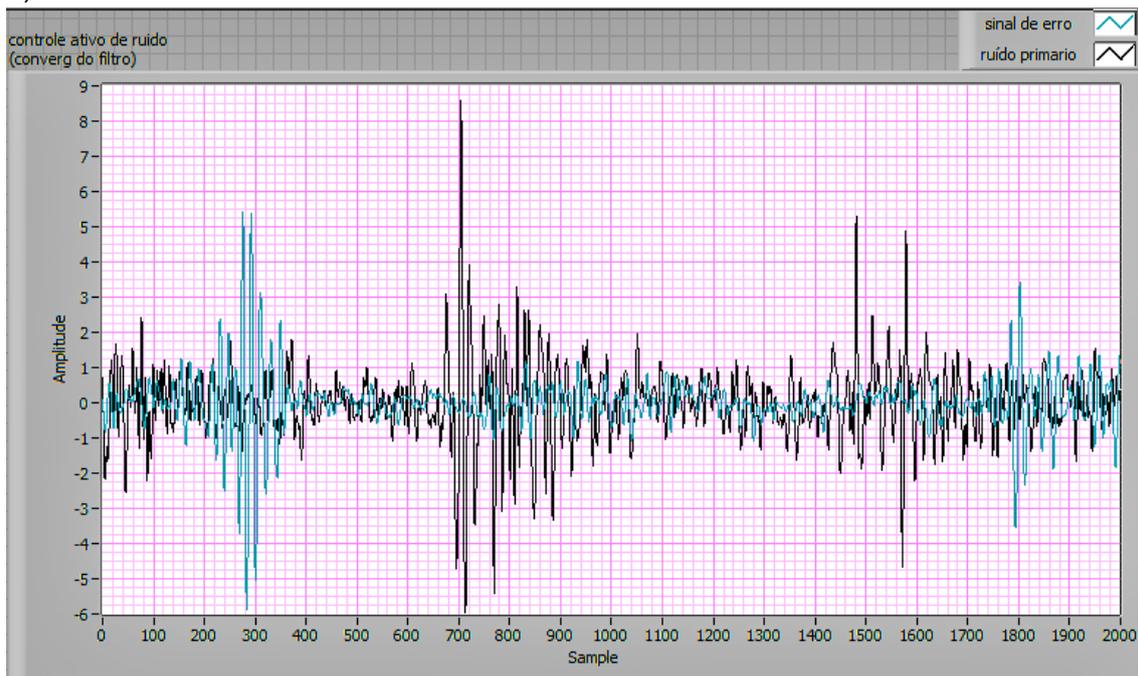
Para o mesmo ruído de helicóptero, a figura 7.24 mostra o espectro de potência dos sinais captados nos microfones primário e de erro, com o controle ativo desligado, e a figura 7.25a e 7.25b, com o controle ativo ligado. Os dois últimos espectros são o resultado da convergência observados nas figuras 7.23 a e b, respectivamente.

Comparando os espectros, o controle ativo de ruído nestes primeiros testes com a técnica da alimentação direta não se mostrou tão eficiente quanto com tons puros. Com $N = 200$ e $\mu = 6 \times 10^{-6}$, houve uma redução de 3 dB, em 350Hz; 4 dB entre 400 e 600 Hz, 3 dB de redução entre 800 e 1000 Hz, e entre 600Hz e 800Hz houve uma redução significativa de 7 dB no microfone de erro. Porém houve aumento no ruído de 2 a 4 dB entre 200 e 400 Hz e de 6dB em 1800 Hz (ver figura 7.25a).

Com $N = 100$ e $\mu = 1 \times 10^{-6}$, houve redução de 2dB em 300 Hz, de 3 dB entre 400 e 600 Hz, e de 6 dB entre 1600 e 1800 Hz. Abaixo de 200 Hz, não houve redução. Houve aumento de 3 dB entre 1800 Hz e 2200 Hz (ver figura 7.25b).

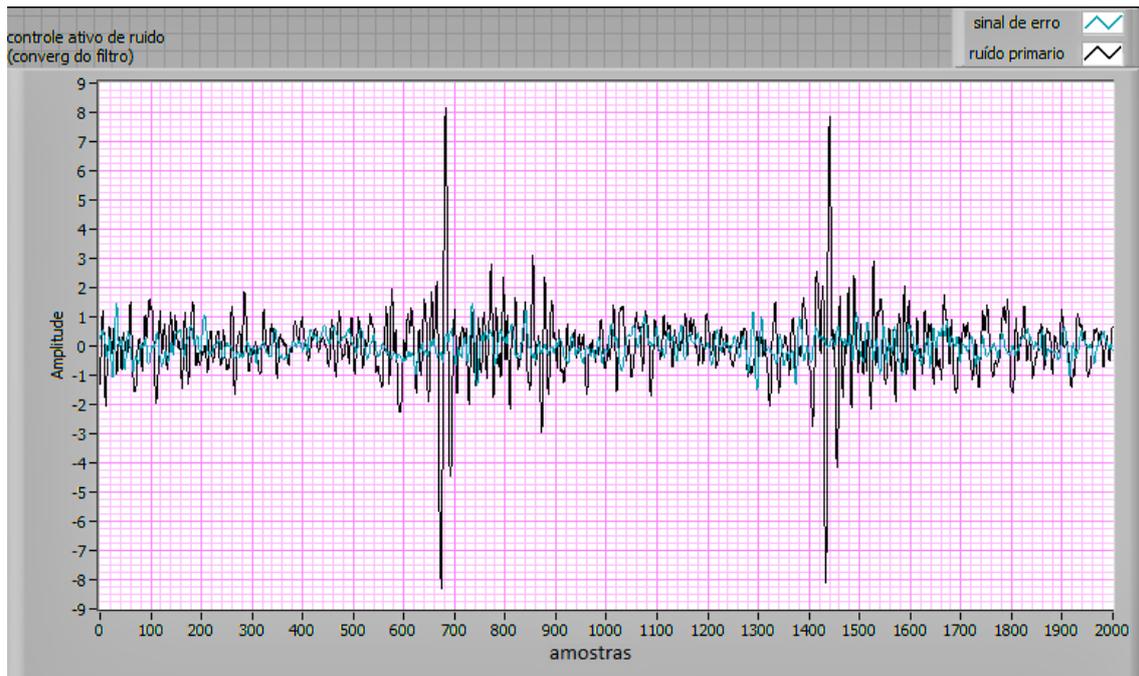


a)

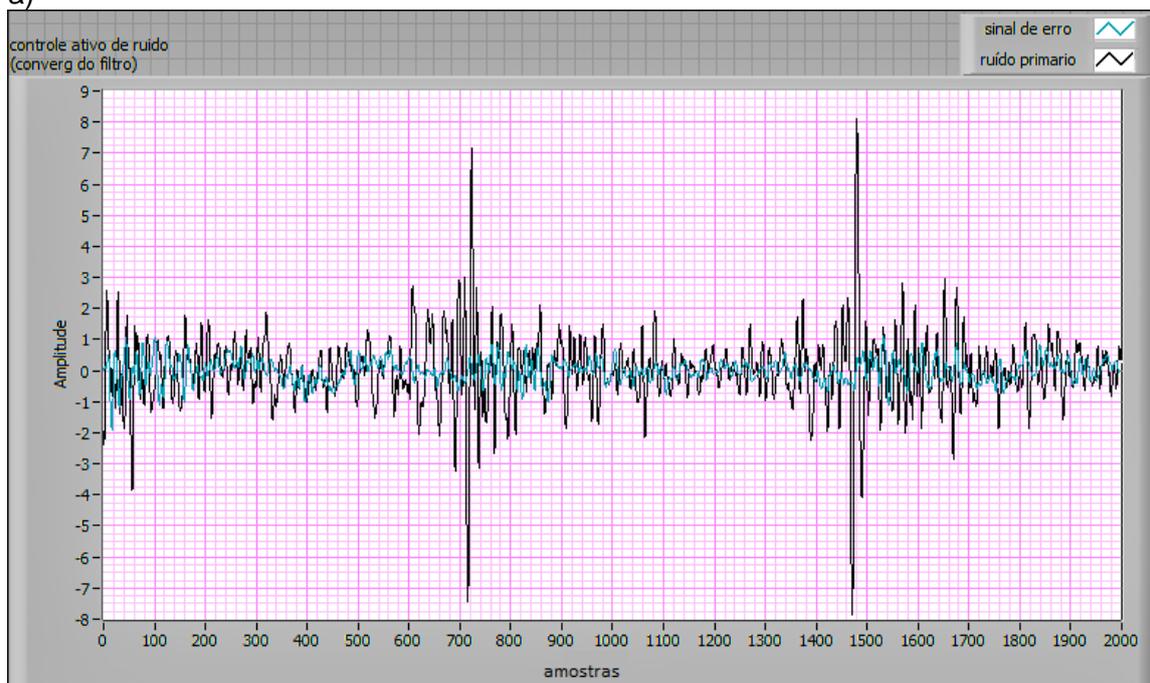


b)

Figura 7.22: convergência do filtro para diversos parâmetros do controle ativo e ruído primário helicóptero, a) $\mu = 9 \times 10^{-5}$ e $N = 150$; b) $\mu = 9 \times 10^{-6}$ e $N = 150$.



a)



b)

Figura 7.23: convergência do filtro para diversos parâmetros do controle ativo e ruído primário helicóptero, a) $\mu = 6 \times 10^{-6}$ e $N = 200$; b) $\mu = 1 \times 10^{-6}$ e $N = 100$.

Buscando melhorar os resultados a frequência de amostragem foi alterada para 10.000 Hz e 1000 amostras. Neste caso, com $N = 100$, $\mu = 7 \times 10^{-6}$, houve redução de 2 dB de 200 a 600 Hz; 4 dB em 700 Hz e em 1300 Hz; 7 dB em 1900 Hz; 2 dB entre 2000 a 2200 Hz. Houve aumento de 0 a 200 Hz e de 600 a 800 Hz (ver figuras 7.26 a e b). Este foi o

melhor resultado obtido nos primeiros experimentos, com a técnica da alimentação direta.

Em testes com comprimentos de filtro maiores, acima de 300, o nível de pressão sonora no microfone de erro aumentou ou permaneceu inalterado quando comparado ao nível de pressão sonora com o controle desligado.

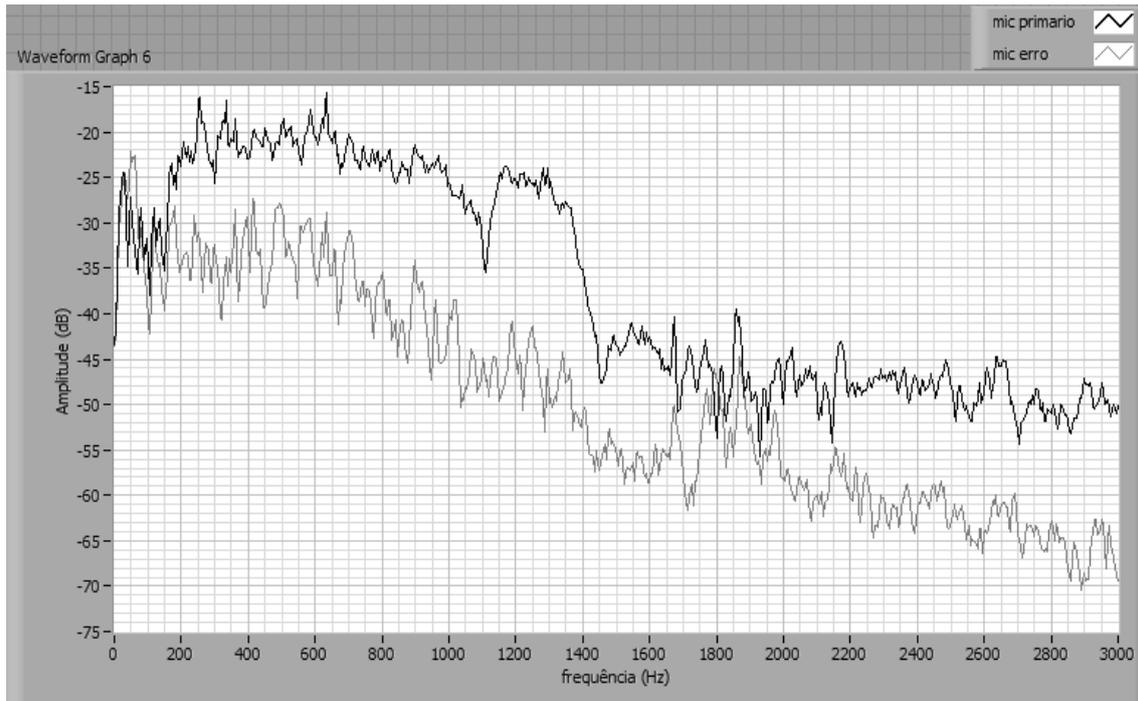
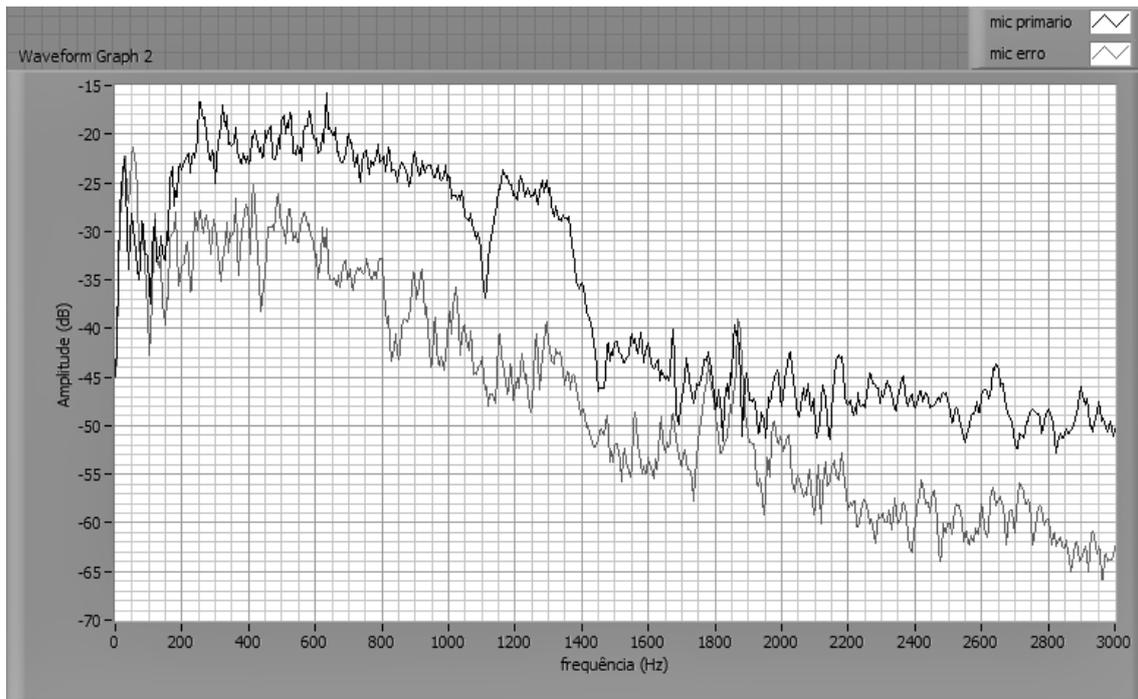
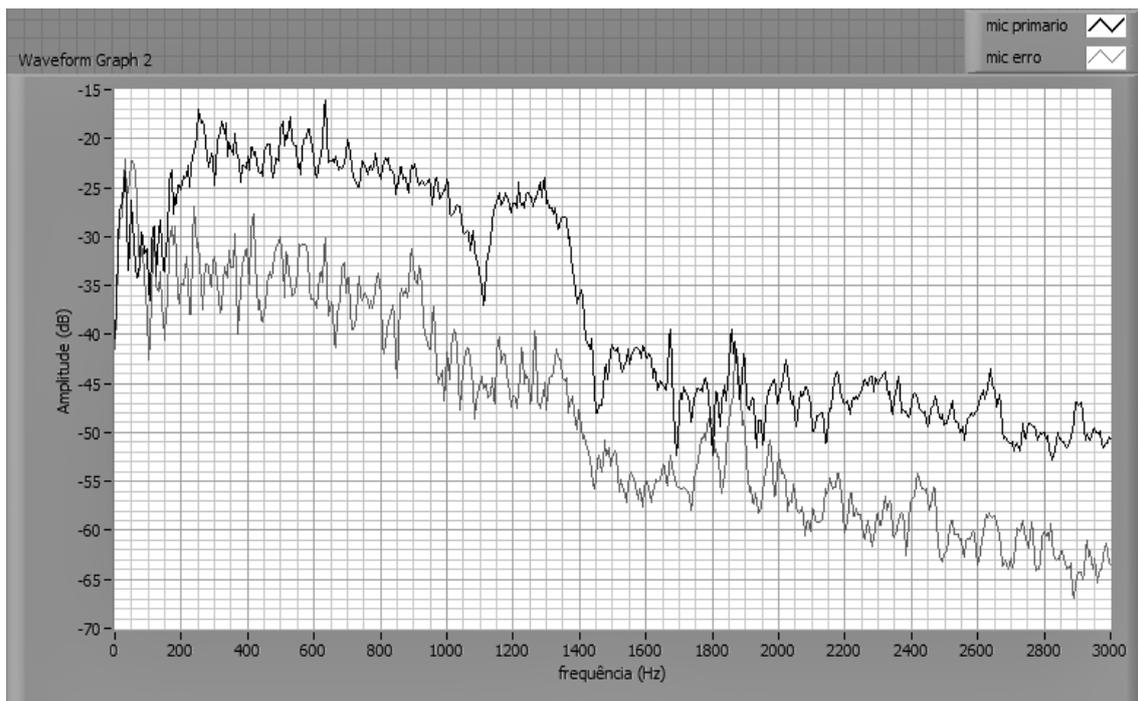


Figura 7.24: espectro dos sinais captados nos microfones primário e de erro com o controle ativo desligado com ruído de helicóptero.

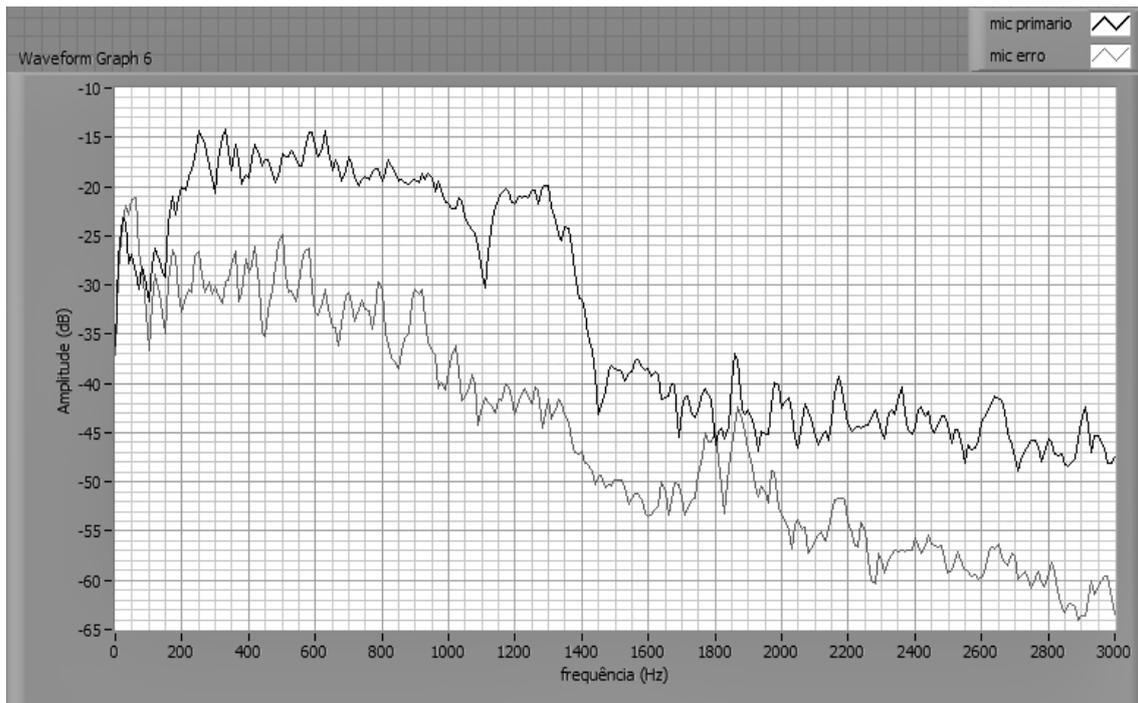


a)

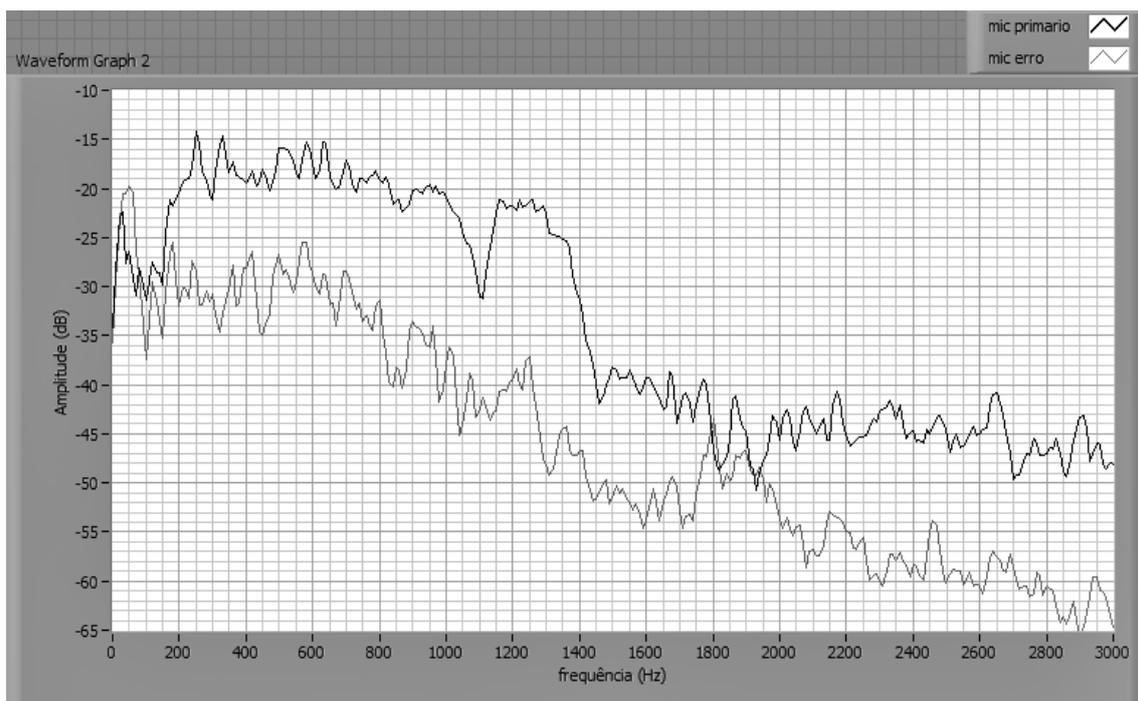


b)

Figura 7.25: espectro dos sinais captados nos microfones primário e de erro, ruído de helicóptero e controle por alimentação direta ligado; a) $N = 200$, $\mu = 6 \times 10^{-6}$; b) $N = 100$ e $\mu = 1 \times 10^{-6}$.



a)



b)

Figura 7.26: espectro de potência dos sinais captados nos microfones primário e de erro, frequência de amostragem 10.000 Hz e 1000 amostras; a) controle ativo desligado; b) ligado, com $N = 100$, $\mu = 7 \times 10^{-6}$. Melhor resultado com os primeiros experimentos com a alimentação direta.

Os primeiros experimentos com o ruído de helicóptero mostraram a necessidade de comprimento de filtro pequeno e baixa frequência de amostragem, fato que pode ser atribuído à componente impulsiva do ruído que demanda alta velocidade de convergência do filtro adaptativo.

Pelo sinal no tempo, (figura 7.23b), que mostra a convergência do filtro adaptativo, pode-se observar a ocorrência de um impulso a cada 700 amostras. Considerando que 2.000 amostras são amostradas à taxa de 10 kHz, a cada 0,07s aproximadamente aparece uma componente impulsiva. Observando mais uma vez a convergência do filtro adaptativo nas figuras 7.22 e 7.23, o controle ativo apresentou melhores resultados para convergência em tempo inferior a 0,07 s. Em 7.23a, a convergência se deu em aproximadamente 300 amostras (0,03 s), e em 7.23b, em 200 amostras (0,02 s).

A necessidade de comprimento de filtro pequeno e μ grande limitam a possibilidade de um bom resultado com o ruído de helicóptero, pois o controle ativo de ruído se mostrou em geral mais eficiente, com tom puro com grandes comprimentos do filtro e μ pequeno.

O algoritmo LMS tem melhor desempenho com entradas estacionárias. Para entradas estacionárias, o erro médio quadrático (MSE) é obtido através da diferença entre a saída do filtro FIR, $y(n)$, e um segundo sinal também estacionário, fornecido externamente, chamado de sinal desejado $d(n)$. A saída do filtro FIR é obtida pela ponderação de pesos (coeficientes de um filtro FIR) ao sinal de entrada. A função MSE, conforme a equação (4.25), tem a forma de um parabolóide (semelhante a uma tijela) com um único e fixo ponto de mínimo e o algoritmo ajusta continuamente os pesos, buscando encontrar o fundo da “tijela”. No caso não estacionário o processo adaptativo irá buscar um fundo do parabolóide que poderá estar se movendo (WIDROW et al, 1976).

O LMS busca o ponto de mínimo pelo método Steepest Descent, através do gradiente da função MSE, onde o gradiente para cada ponto da superfície de erro pode ser obtido por diferenciação da equação (4.26) (DINIZ,2008), em relação aos pesos w .

O vetor gradiente é dado conforme a equação (4.27) (DINIZ, 2008). A solução ótima para os pesos (solução de Wiener) é encontrada fazendo o vetor gradiente igual a zero, conforme a equação (4.28) (DINIZ, 2008).

O vetor de pesos é proporcional ao negativo do vetor gradiente, sendo a equação de equação de atualização (WIDROW et al,1979):

$$\mathbf{w}(n + 1) = \mathbf{w}(n) - \mu \mathbf{g}_w(n) \quad (7.1)$$

onde μ é o fator de convergência (passo).

Porém durante o processo adaptativo estão disponíveis apenas um número finito de amostras do sinal, e desta forma o gradiente real é substituído por um gradiente estimado dado como em (4.36) (WIDROW, 1976, DINIZ, 2004) por:

$$\hat{\mathbf{g}}_w(n) = -2e(n)\mathbf{x}(n) \quad (7.2)$$

A equação de atualização dos pesos passa a ser com em (4.37) (WIDROW, 1976, DINIZ, 2004), repetida aqui por clareza:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) \quad (7.3)$$

A substituição do gradiente real por um gradiente estimado vai acrescentando erros de estimação (ruídos) aos pesos (WIDROW et al, 1976). Em ambiente estacionário estes ruídos de estimação são pequenos o suficiente para que o mínimo encontrado se aproxime da solução de Wiener. Para sinais não estacionários, os ruídos acumulados podem ser maiores, e o aumento do desvio da solução de Wiener é diretamente proporcional ao número de pesos (comprimento do filtro FIR) e a velocidade de convergência.

Para entradas estatisticamente estacionárias a melhor adaptação do filtro resulta de um processo de adaptação lento. Entretanto, quando a entrada é estatisticamente variável, a melhor performance deve ser obtida com um compromisso entre rápida adaptação (necessária para perceber as variações na entrada) e baixa velocidade de adaptação (necessária para conter o ruído do processo adaptativo) (WIDROW et al, 1976).

7.2 EXPERIMENTOS DE CONTROLE ATIVO DE RUÍDO DE HELICÓPTERO POR ALIMENTAÇÃO DIRETA COM RUÍDO BRANCO

Foi proposta uma pequena mudança na técnica da alimentação direta, que busca melhorar o desempenho do controle ativo do ruído de helicóptero.

No sistema de controle ativo por alimentação direta, são utilizados dois microfones. Um deles serve para captar o o sinal de entrada $x(n)$, sendo chamado de microfone primário, e o segundo microfone, chamado de microfone de erro, serve para captar o sinal desejado $d(n)$, sendo processada a filtragem adaptativa.

Na mudança proposta o sistema de controle ativo processa duas filtrações adaptativas ao invés de apenas uma. Os microfones primário e de erro participam do sistema em filtrações adaptativas separadas.

Na primeira adaptação, um ruído branco $r(n)$ é utilizado como sinal de entrada do filtro adaptativo, e o ruído de helicóptero, captado no microfone primário, é utilizado como sinal desejado $d_1(n)$. O sinal de erro resultante dessa primeira adaptação será utilizado na segunda adaptação.

Na segunda filtração adaptativa, esse sinal de erro é utilizado como sinal de entrada, e o sinal do helicóptero, captado no microfone de erro, é utilizado como sinal desejado, $d_2(n)$.

A segunda filtração adaptativa pode ser vista como a técnica da alimentação direta que substitui o sinal de entrada, que seria captado no microfone primário, por um sinal sintetizado, igual ao sinal de erro da primeira adaptação.

O diagrama de fluxo (figura 7.27) ilustra a modificação proposta, onde $P(z)$ é a função de transferência do caminho principal, entre o microfone primário e o microfone de erro, $W_1(z)$ é a função de transferência do filtro adaptativo 1, $W_2(z)$ é a função de transferência do filtro adaptativo 2 e $S(z)$ é a função de transferência do caminho secundário entre a fonte secundária e o microfone de erro.

Considerando a primeira adaptação, o filtro adaptativo minimiza a estimativa instantânea do erro quadrático, através do método Steepest Descent. O sinal desejado $d_1(n)$ pode ser escrito como:

$$d_1(n) = r(n) * h_{1otima}(n) + e_1(n) \quad (7.4)$$

tendo como condição, a minimização do valor esperado da função de custo $\xi(n) = E[e_1^2]$,

onde $r(n)$ é um ruído branco, h_{1otima} é a resposta impulsiva ótima do filtro adaptativo, $*$ denota convolução linear e $E[.]$ o valor esperado, $e_1(n)$ é a estimativa instantânea do erro.

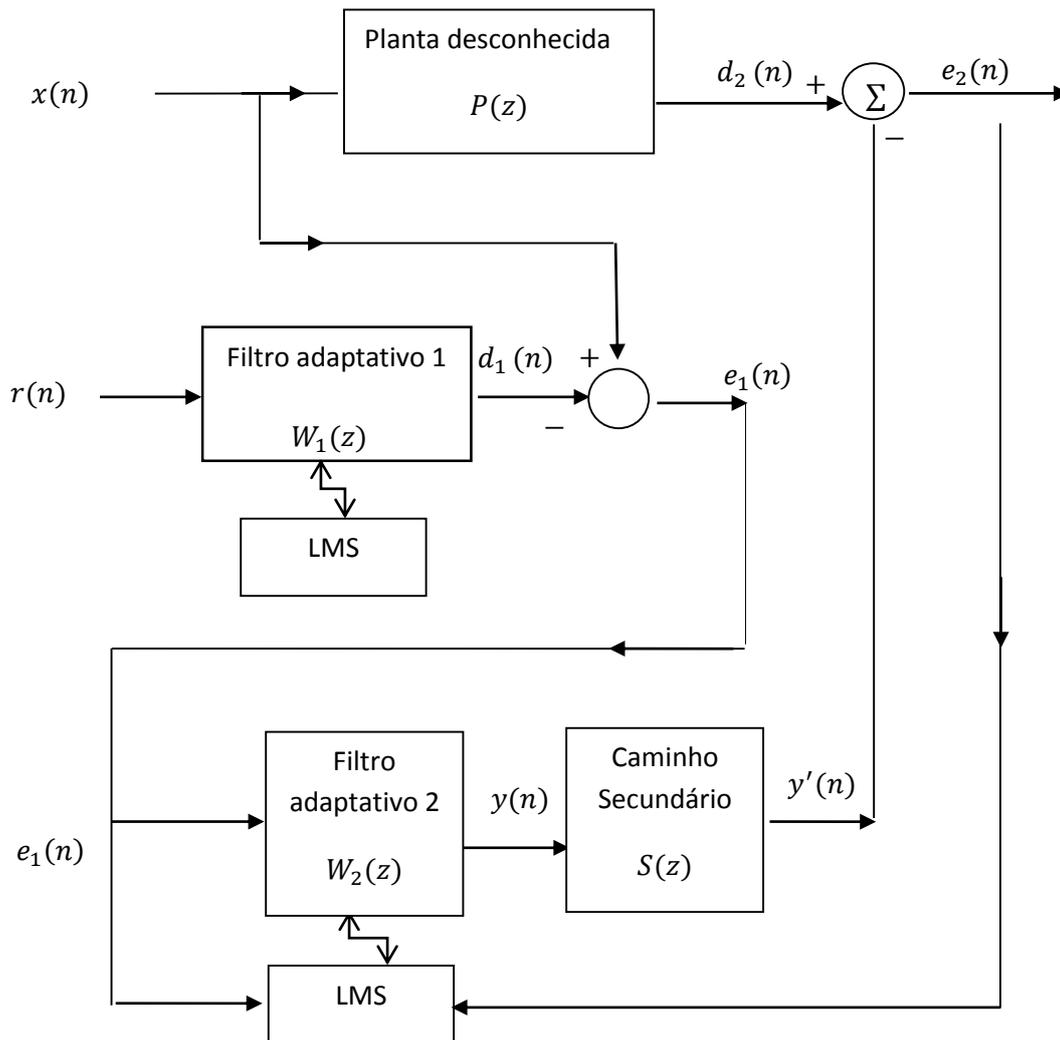


Figura 7.27: diagrama de blocos do sistema de controle ativo de ruído por alimentação direta com ruído branco.

Ao final do primeiro processo adaptativo, o ruído branco convoluído com a função de transferência ótima do filtro FIR somada a um sinal de erro, se aproximam do sinal desejado. Ou ainda:

$$e_1(n) = d_1(n) - r(n) * h_{1otima}(n) \quad (7.5)$$

Desta forma seria possível fazer uma estimativa do ruído associado ao sinal. A figura 7.28 ilustra o primeiro processo adaptativo.

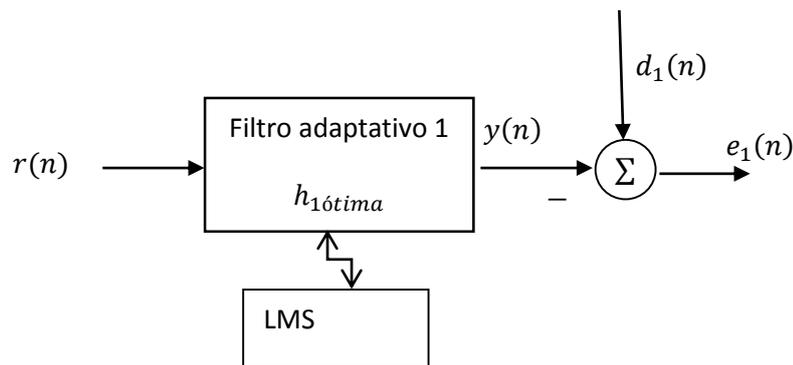


Figura 7.28: ilustração do primeiro processo adaptativo através de um diagrama de blocos.

No segundo processo adaptativo, ilustrado figura na 7.29, será utilizado como entrada o sinal sintetizado $e_1(n)$. O erro instantâneo $e_2(n)$, da segunda adaptação, pode ser escrito por:

$$e_2(n) = d_2(n) - [e_1(n) * h_{2\acute{o}tima}(n)] * s(n) \quad (7.6)$$

tendo com condição a minimização do valor esperado da função de custo $\xi(n) = E[e_2^2]$,

onde $d_2(n)$ é o sinal captado no microfone de erro, $h_{2\acute{o}tima}(n)$ é a resposta impulsiva ótima do filtro adaptativo 2 e $s(n)$ é a resposta impulsiva do caminho secundário entre o alto-falante e o microfone de erro.

Neste caso, $y(n)$ será:

$$y(n) = e_1(n) * h_{2\acute{o}tima}(n) \quad (7.7)$$

E o sinal de cancelamento $y'(n)$ é igual a:

$$y'(n) = y(n) * s(n) \quad (7.8)$$

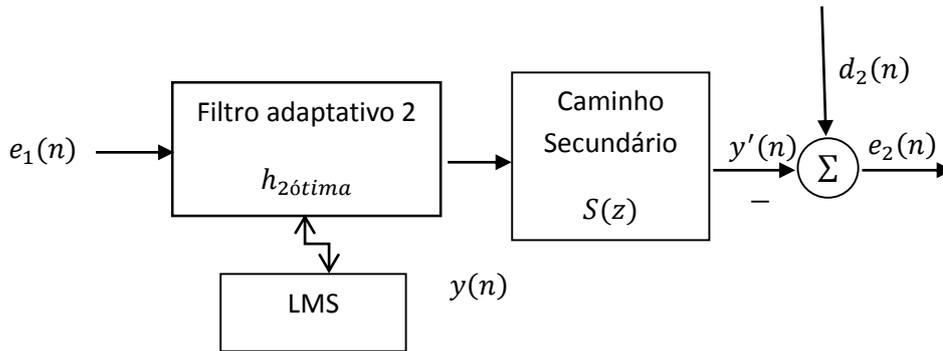


Figura 7.29: ilustração do segundo processo adaptativo através de um diagrama de blocos.

Com a adição de ruído branco busca-se que o controle ativo atue principalmente na parte mais ruidosa do sinal.

A função de coerência quadrática, C_{xy} , entre dois processos randômicos estacionários indica a correlação entre os sinais em cada frequência. Sendo explicitada em função da frequência, é definida como (MATLAB 7.4.0, 2007):

$$C_{xy}(f) = \frac{|P_{xy}(f)|^2}{P_{xx}(f)P_{yy}(f)} \quad (7.9)$$

onde P_{xx} e P_{yy} são os espectros de potência de cada sinal e P_{xy} é o espectro cruzado entre os dois sinais.

A seguir serão mostrados os resultados do cálculo da coerência entre os sinais obtidos no primeiro processo adaptativo com um ruído de helicóptero. Os sinais foram obtidos com frequência de amostragem 10.000 Hz e os resultados foram plotados no software MATLAB, com janela Hanning.

Na figura 7.30 é plotado o resultado do cálculo de C_{xy} , entre os sinal captados no microfone primário e microfone de erro, com o controle ativo desligado. Na figura 7.31 é plotado o resultado do cálculo de C_{xy} , entre o sinal sintetizado $e_1(n)$ e o sinal de helicóptero $d_1(n)$. Neste caso, a coerência entre os sinais, vista na figura 7.31, apesar de mais baixa quando comparada a coerência encontrada na figura 7.30, é maior em frequências responsáveis pela parte ruidosa do sinal, que estão presentes no sinal sintetizado, considerando que o ruído de helicóptero utilizado neste teste, tem

predominância de componentes de frequência alta e que foi utilizado um filtro *antialiasing* com frequência de corte em 5000 Hz.

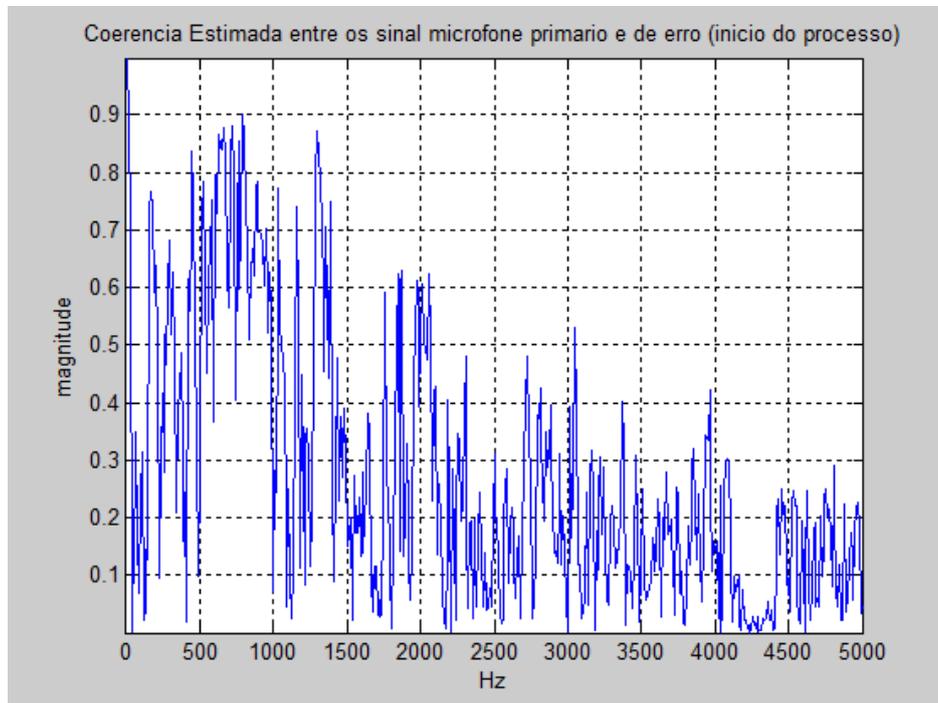


Figura 7.30: função de coerência quadrática, C_{xd} , entre os sinais $x(n)$ e $d(n)$ captados no microfone primário e de erro, com o controle ativo desligado.

Na figura 7.32 é mostrado o espectro de potência do sinal de erro sintetizado e do sinal do helicóptero, $d_1(n)$, obtido no LabVIEW, com frequência de 10.000 Hz, 2000 amostras e duração do sinal, 4,099 s.

Foi observado que é interessante utilizar de 300 a 1000 coeficientes. Com um número de coeficientes muito alto, o sinal de erro e_1 se aproxima de $d_1(n)$.

A seguir são apresentados os resultados com utilização da alimentação direta com adição de um ruído branco. Foi feito um experimento com o tom de 200 Hz com objetivo de testar o funcionamento do sistema. Uma comparação com a técnica da alimentação direta é apresentada no subseção 7.5.1. A distribuição espacial dos equipamentos é apresentada na figura 7.33 e a altura relativa entre os equipamentos é a mesma apresentada na figura 7.15.

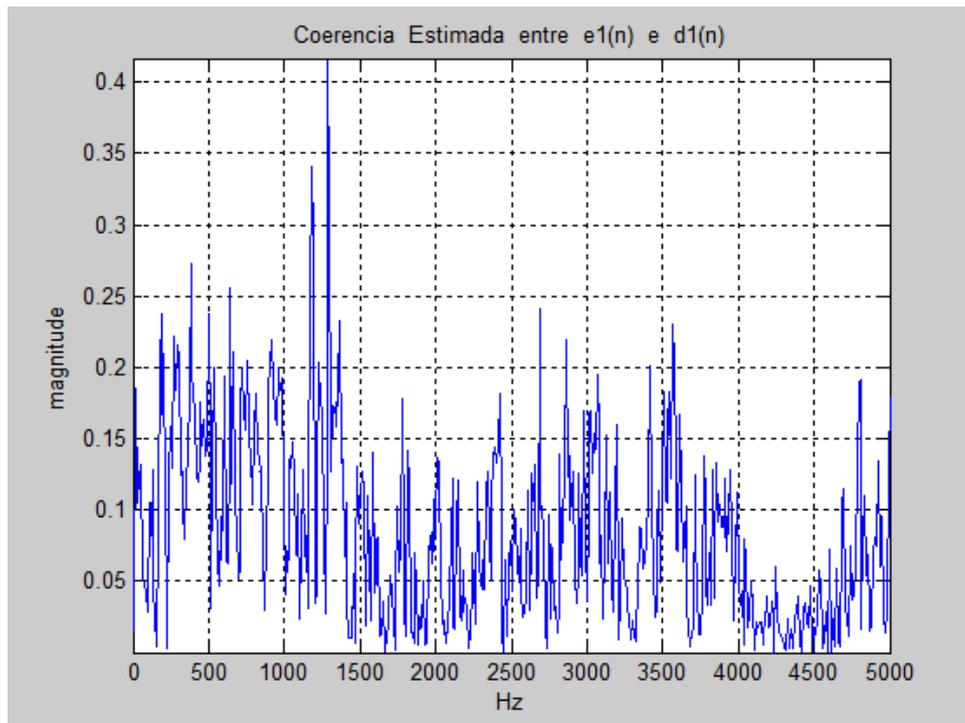


Figura 7.31: função de coerência quadrática, C_{xd} , entre o sinal sintetizado $e_1(n)$ e o sinal de helicóptero $d_1(n)$.

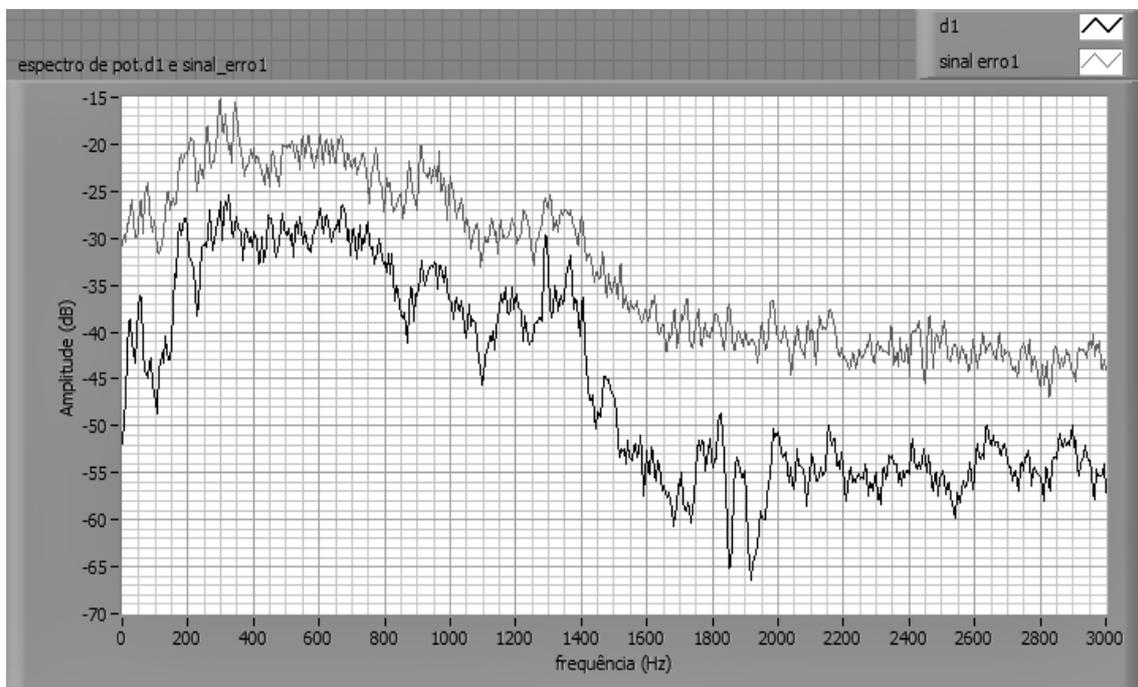


Figura 7.32: espectro de potência do sinal de erro e sinal desejado, obtidos no primeiro processo adaptativo da alimentação direta com ruído branco, com o ruído de helicóptero

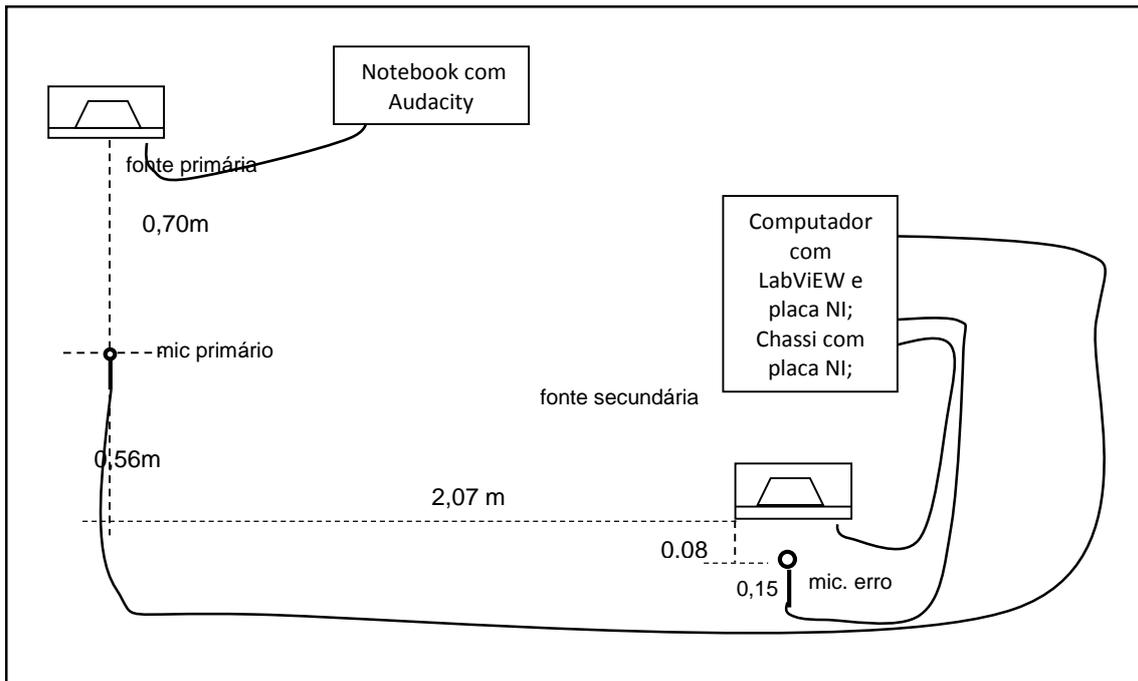


Figura 7.33: distribuição espacial dos equipamentos para o experimento com a alimentação direta com adição de ruído branco.

O primeiro experimento com um sinal de frequência 200 Hz é mostrado na figura 7.34. Os parâmetros, passo e comprimento de filtro FIR utilizados foram, $\mu_1 = 0,0556006$, $N_1 = 300$; $\mu_2 = 1 \times 10^{-7}$, comprimento de filtro FIR $N_2 = 800$ e são mostrados na figura 7.34a. Na figura 7.34b o gráfico mostra os sinais no tempo, captados nos microfones primário e de erro com controle ativo ligado, e na figura 7.34c, desligado. Foi utilizada a frequência de amostragem $f_s = 10$ KHz e 2000 amostras e os sinais têm 4 s de duração. μ_1 é limitado pelo valor máximo da potência do sinal captado pelo microfone primário, μ_2 pode ser escolhido aleatoriamente.

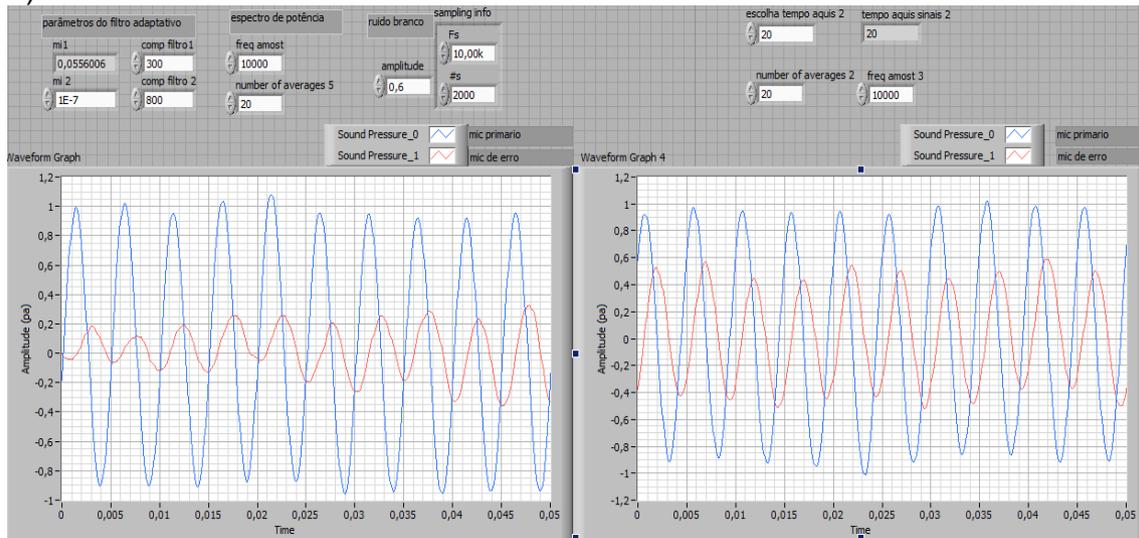
Comparando o espectro dos sinais, com o controle ativo desligado (Figura 7.35a) e com o controle ativo ligado (Figura 7.35b), houve uma redução no sinal do microfone de erro de aproximadamente 13 dB em 200 Hz.

Para o segundo experimento com a técnica da alimentação direta com adição de ruído branco, foi escolhido um trecho do ruído helicóptero_2 onde há presença do ruído Blade Slap e o ruído de turbina é perceptível. Utilizando $N_1 = 300$, $\mu_1 = 0,0551339$, $N_2 = 800$, $\mu_2 = 1,0 \times 10^{-7}$, foi obtida redução de 2 a 5 dB em parte do espectro. Em 1400 Hz, houve 7 dB de redução. O resultado foi observado por comparação entre os espectros

dos sinais, captados no microfone primário e de erro, com o controle ativo desligado (figura 7.36a) e ligado (figura 7.36b). Houve incremento de 5 dB em 1150 Hz.

Comparando o espectro do mesmo experimento até 500 Hz, com o controle desligado (figura 7.37a) e ligado (figura 7.37b), vê-se 3 dB de redução em 50 Hz, 2 dB em 75 Hz, de 3dB em 124 Hz, de 2 dB em 240Hz e 4 dB em 380 Hz.

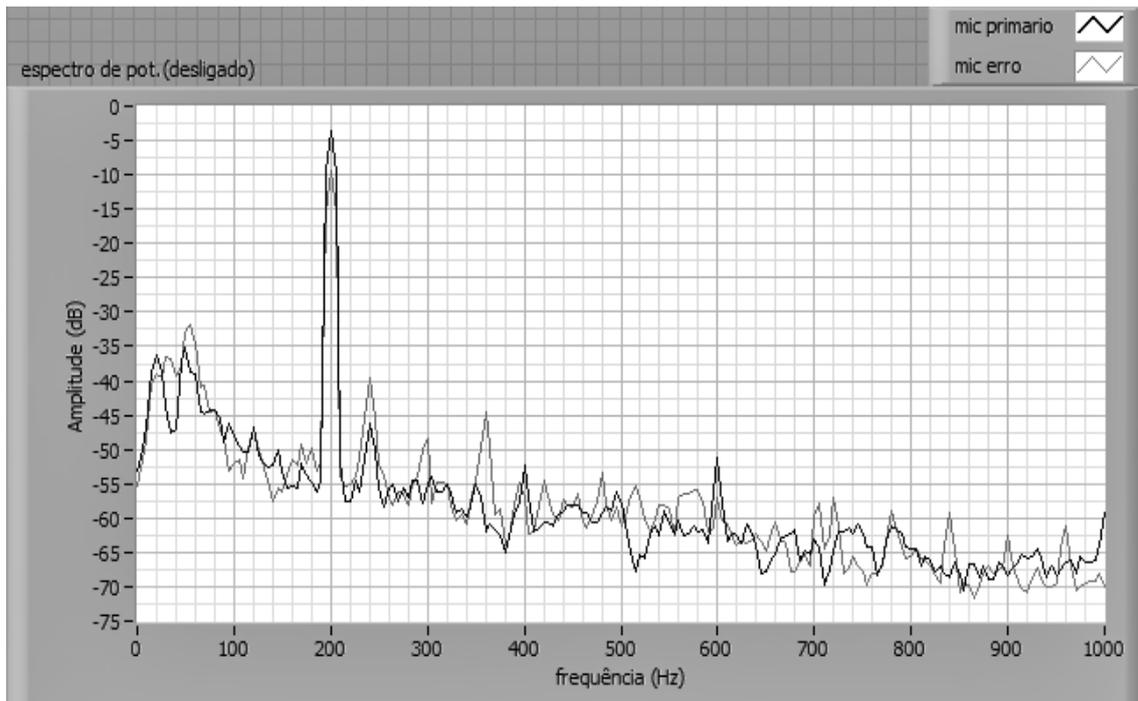
a)



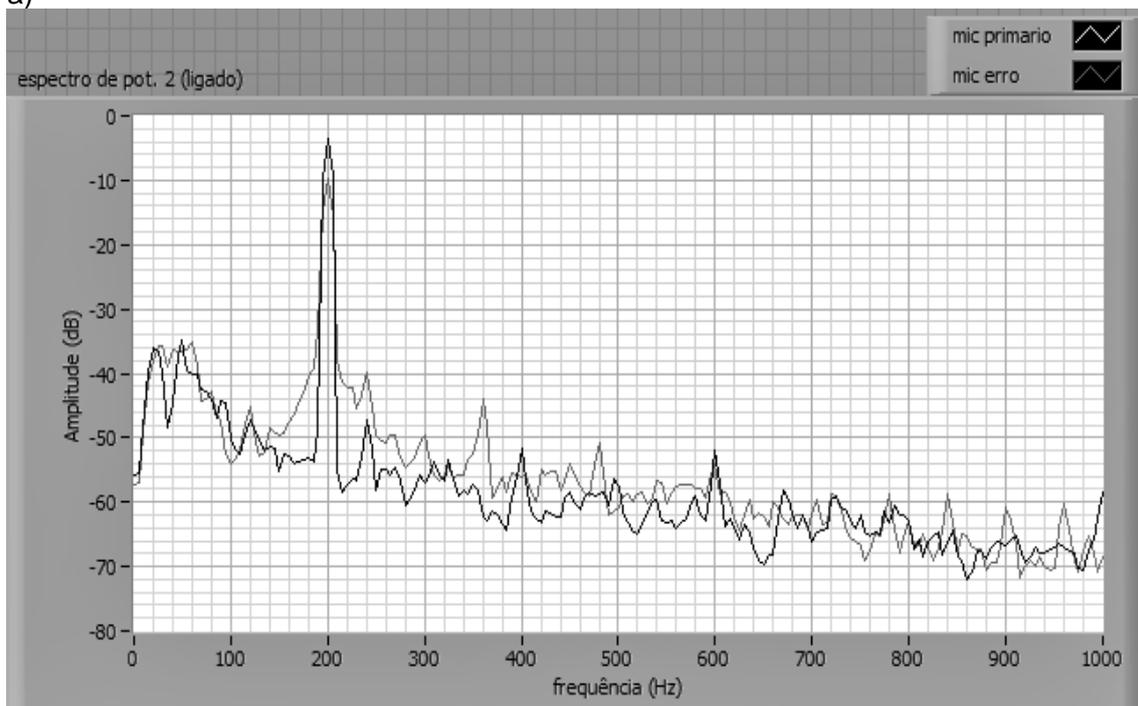
b)

c)

Figura 7.34: Controle ativo de ruído com a técnica da alimentação direta com adição de ruído branco para um sinal de frequência 200 Hz. a) parâmetros dos filtros; b) sinal no tempo com o controle ativo ligado; c) com o controle ativo desligado.

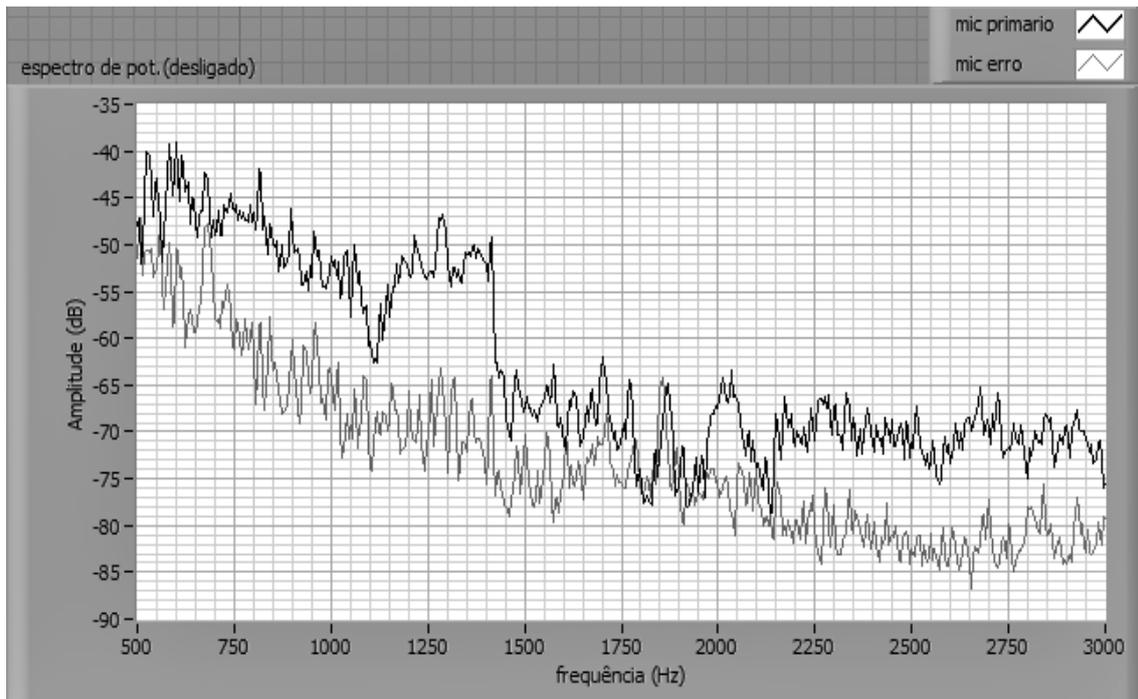


a)

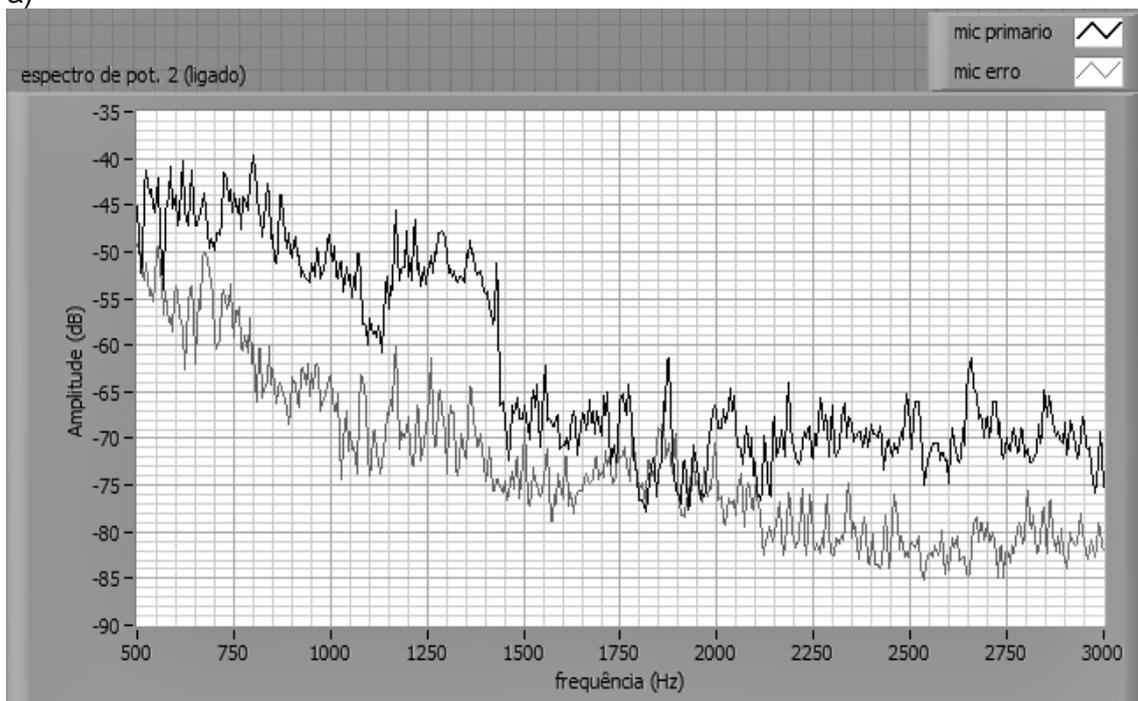


b)

Figura 7.35: espectros dos sinais captados nos microfones primário e de erro, sinal de frequência 200 Hz, primeiro experimento com alimentação direta com ruído branco; a) com o controle ativo desligado; b) com o controle ativo ligado.

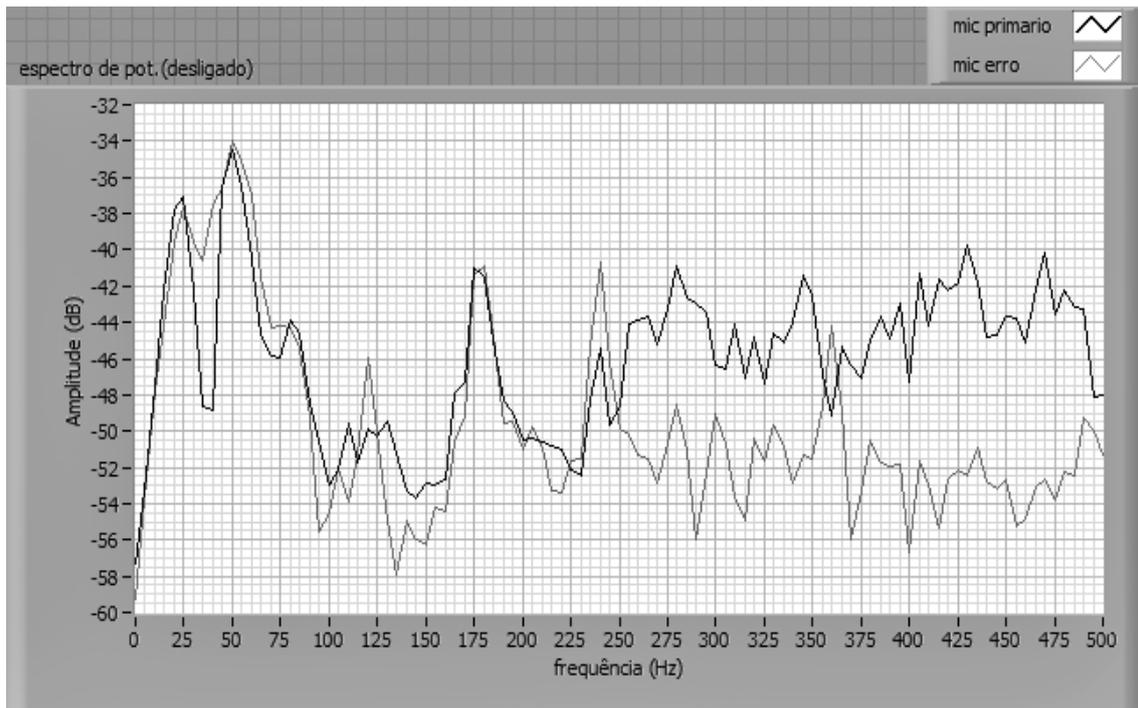


a)

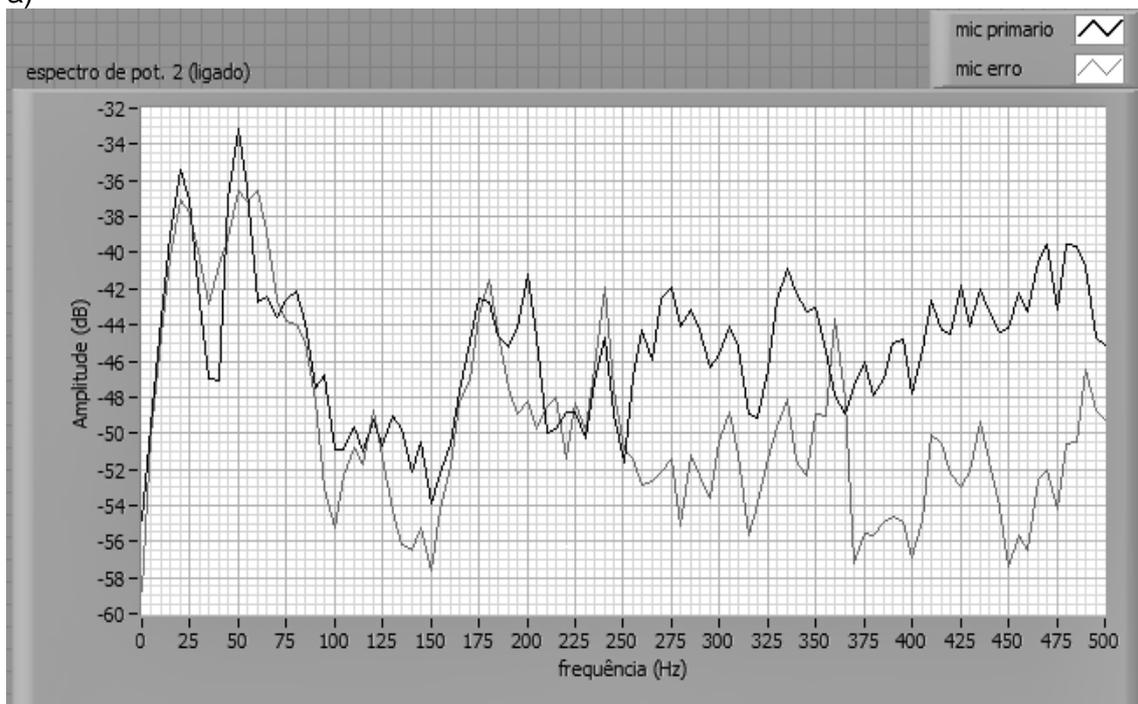


b)

Figura 7.36: espectros dos sinais captados, com a técnica da alimentação direta com ruído branco, segundo experimento, trecho do ruído de helicóptero com ruído Blade Slap, mas com turbina bastante perceptível (a) controle ativo desligado; b) controle ativo ligado.



a)



b)

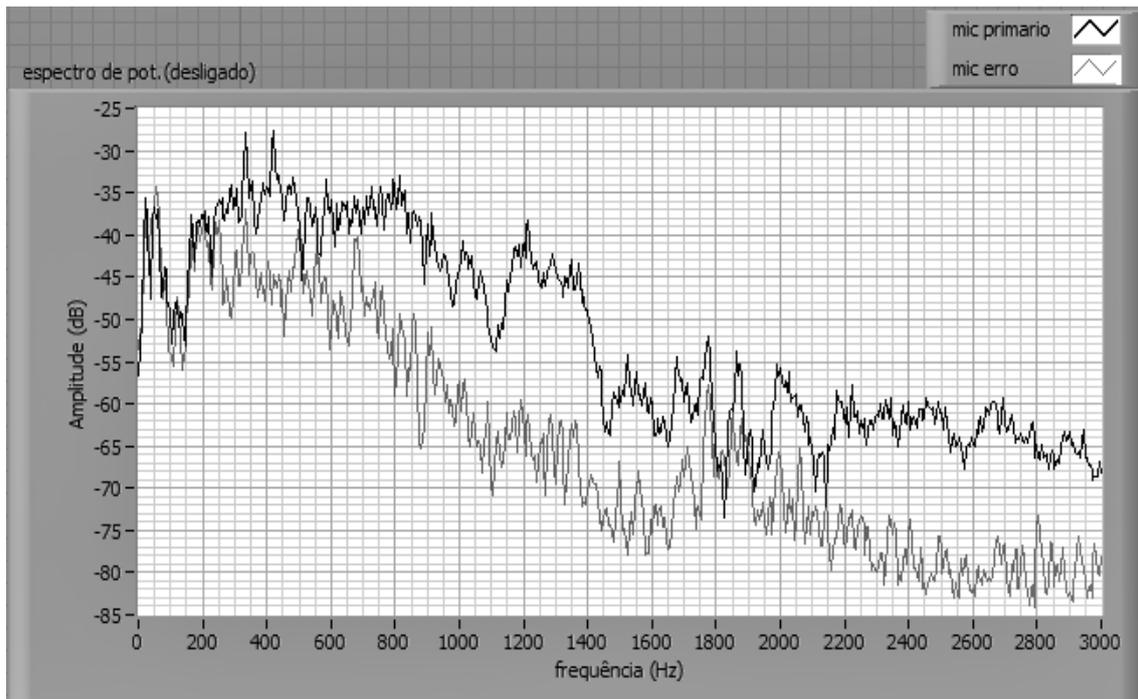
Figura 7.37: espectro de potência do ruído helicóptero_2, trecho com ruído Blade Slap, mas com turbina bastante perceptível; a) controle ativo desligado; b) ligado.

No terceiro experimento, foi selecionado um trecho com grande predominância do ruído Blade Slap (ver figura 7.38 a, b). O controle se mostrou menos eficiente, porém apresentou resultados ligeiramente superiores ao observados no controle ativo com a

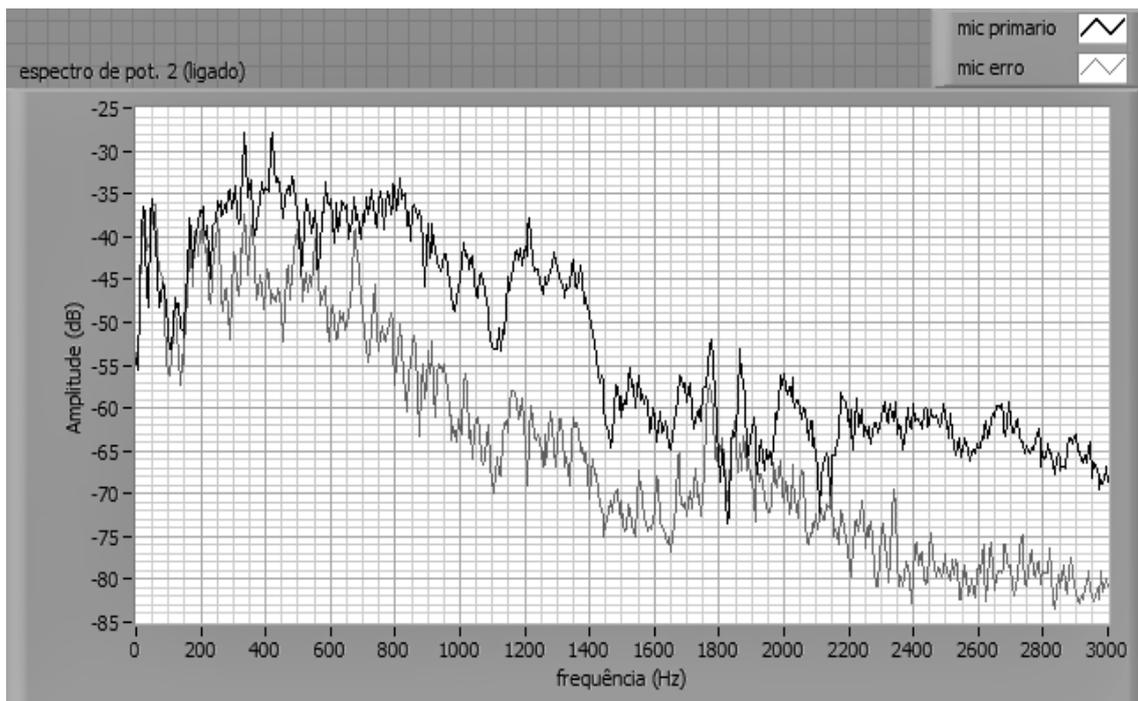
técnica da alimentação direta convencional. Houve redução no microfone de erro de 2 dB de 0 a 100 Hz, de 3 dB em 800 Hz, 4 dB em 900 Hz. Entre 1200 a 1400 Hz houve redução de 2 dB e entre 1400 e 1600 de 4 dB. Houve redução de 2 dB entre 2000 Hz a 2200 Hz. Houve aumento de 2 dB no ruído em 700 Hz e entre 2200 a 2400 Hz. Neste caso os parâmetros de controle foram: $N_1 = 300$, $\mu_1 = 0,0546698$, $N_2 = 800$, $\mu_2 = 1,0 \times 10^{-7}$, amplitude do ruído branco 0,6. $f_s = 10.000$ KHz e 2.000 amostras.

A figura 7.39 a e b mostram a convergência dos filtros adaptativos no experimento 3. Neste caso foi utilizado $N_1 = 300$.

O filtro adaptativo1, com $f_a = 10.000$ Hz e 2000 amostras, divergiu quando foram utilizados comprimentos de filtro $N_1 \geq 350$ coeficientes. A figura 7.40 a e b mostram a divergência dos dois filtros adaptativos com $N_1 = 350$. A figura 7.40c mostra os demais parâmetros utilizados que resultaram em divergência.



a)



b)

Figura 7.38: espectro de potência do trecho com grande predominância do ruído Blade Slap, terceiro experimento a) controle ativo desligado; b) controle ativo ligado.

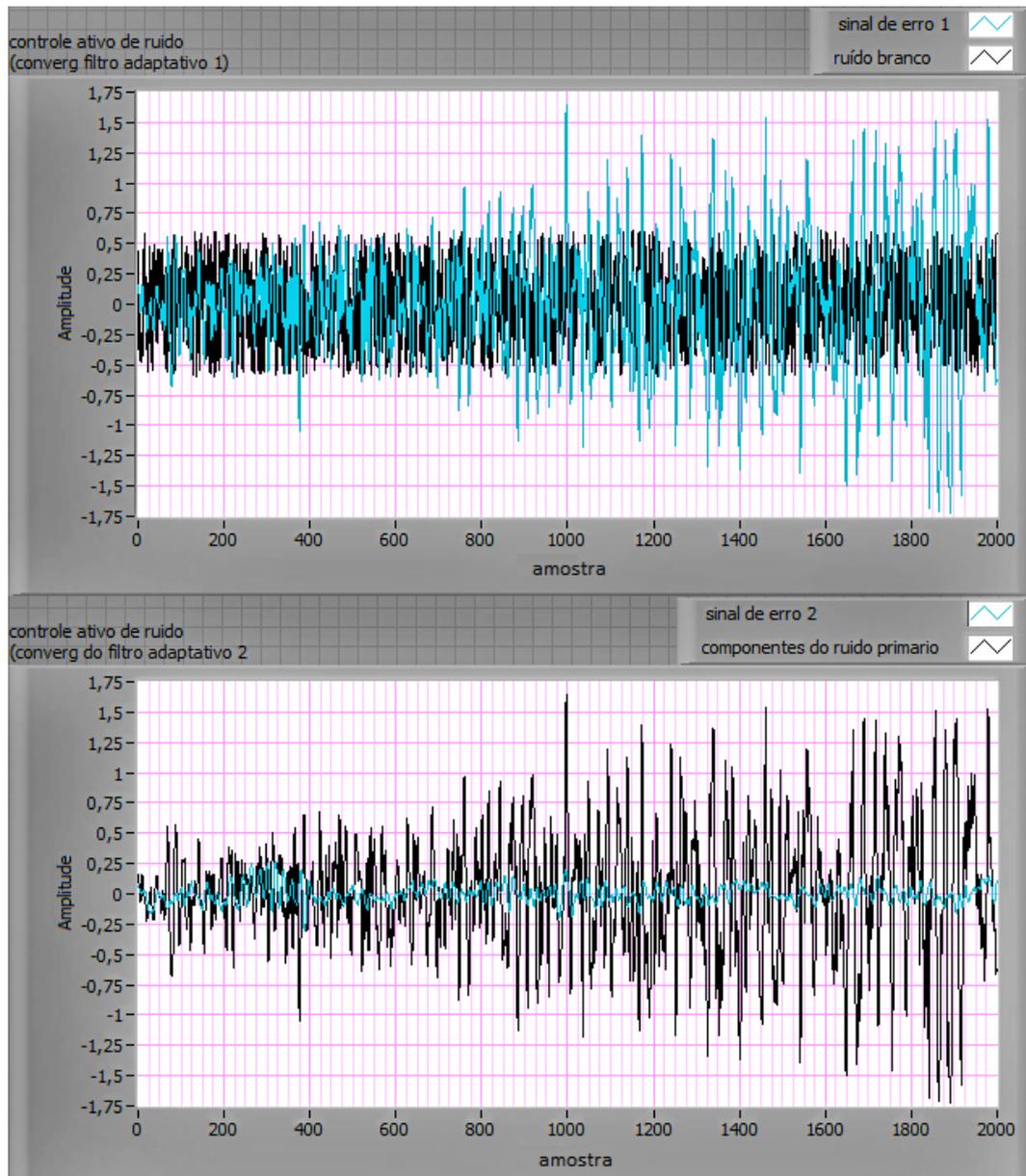


Figura 7.39: convergência dos dois filtros adaptativos do terceiro experimento com alimentação direta com ruído branco e o ruído de helicóptero, $N_1 = 300$; a) primeiro filtro adaptativo; b) segundo filtro adaptativo.

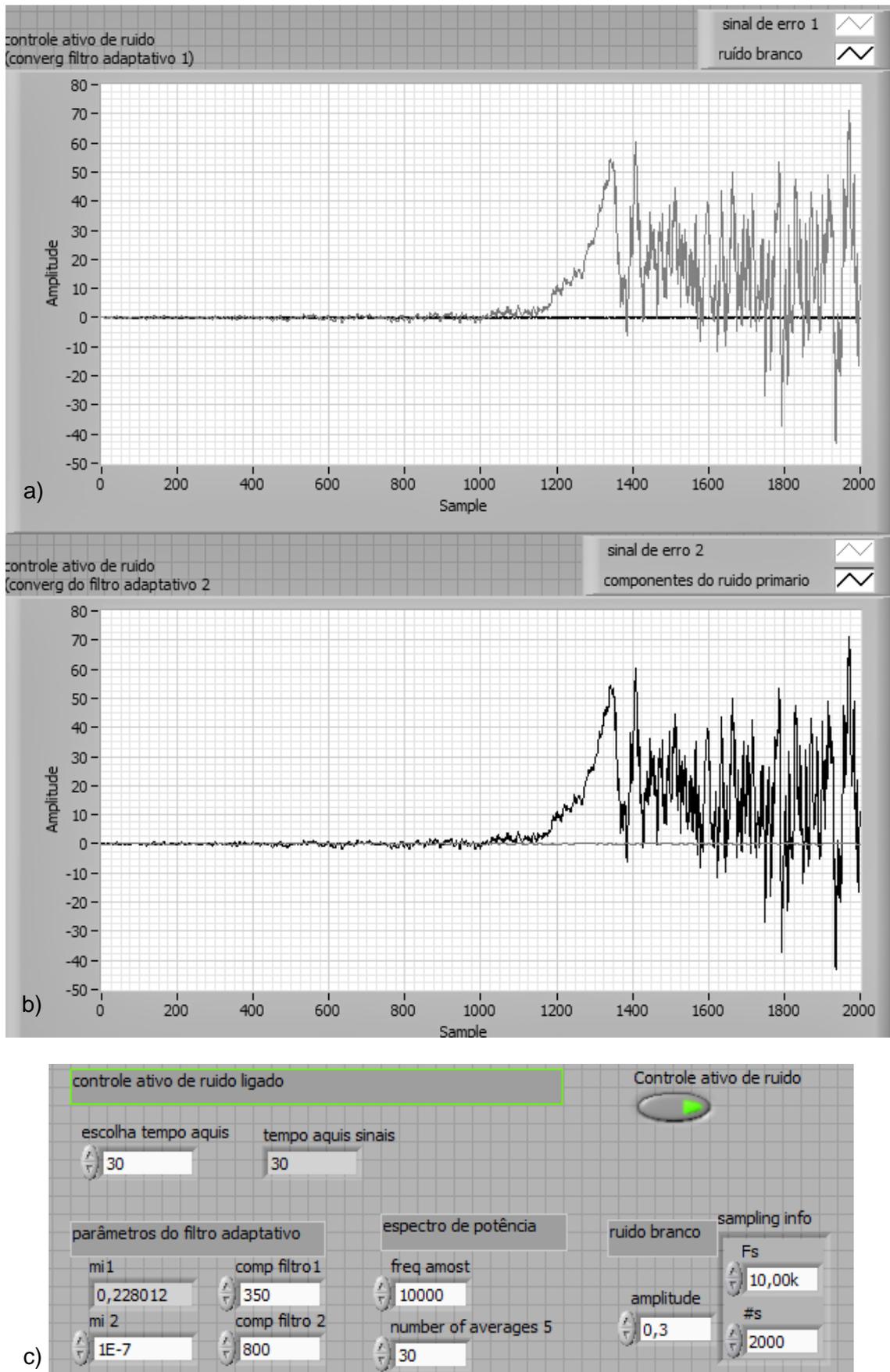


Figura 7.40 a e b) Divergência do controle ativo de ruído por alimentação direta com ruído branco, $N_1 \geq 350$; c) parâmetros utilizados para o controle, neste teste.

No quarto experimento com ruído helicóptero foram feitos alguns ajustes que resultaram numa redução do sinal no microfone de erro muito significativa. O nível de pressão sonora da fonte primária foi aumentado. O ganho da fonte secundária foi aumentado até um valor máximo onde não houvesse o efeito de realimentação entre a fonte secundária e o microfone primário, como foi observado na subseção 6.1.1. O afastamento do microfone de erro foi ajustado para 10 cm. Os parâmetros que deram o melhor resultado estão na figura 7.41. Neste caso, foi usado no filtro adaptativo 2 um passo maior e um comprimento do filtro FIR bem menor do que no experimento anterior.

Filtros pequenos e um passo maior já haviam sido observados como necessários nos experimentos de controle ativo com a técnica da alimentação direta devido ao controle de ruído de helicópteros necessitar de maior velocidade de convergência. O ruído branco foi gerado através do LabVIEW sendo a amplitude padrão para este sinal igual a 1. Foram testados vários valores de amplitude do ruído branco e o melhor resultado foi obtido com uma amplitude igual a 0,6.

Comparando os espectros dos sinais captados nos microfones, com o controle ativo com aprendizado ligado (figura 7.42a), e desligado (figura 7.42b) no quarto experimento, os resultados mostraram redução no microfone de erro de 3 dB em 200 Hz, de 3 a 5 dB até 300 Hz e de até 7 dB entre 400 e 600 Hz. Entre 600 e 800 Hz, não houve redução. Entre 800 e 2000 Hz houve redução de até 5 dB, e em 1050 Hz, redução de 11dB. Entre 2000 Hz e 3000 Hz, a redução foi entorno de 8 dB, com uma expressiva redução de 13 dB em 1850 Hz, e de 25 dB em 1900 Hz. Foi utilizada a $f_a = 10.000$ KHz e 2.000 amostras. Os sinais têm 8 s de duração.

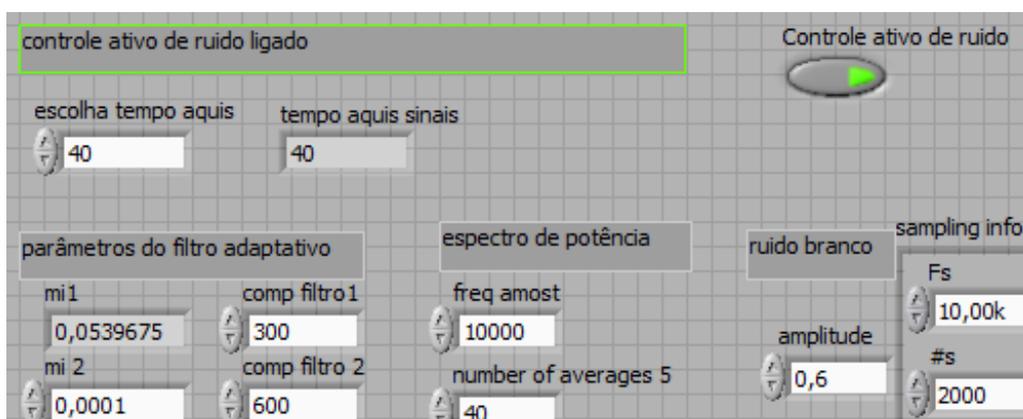
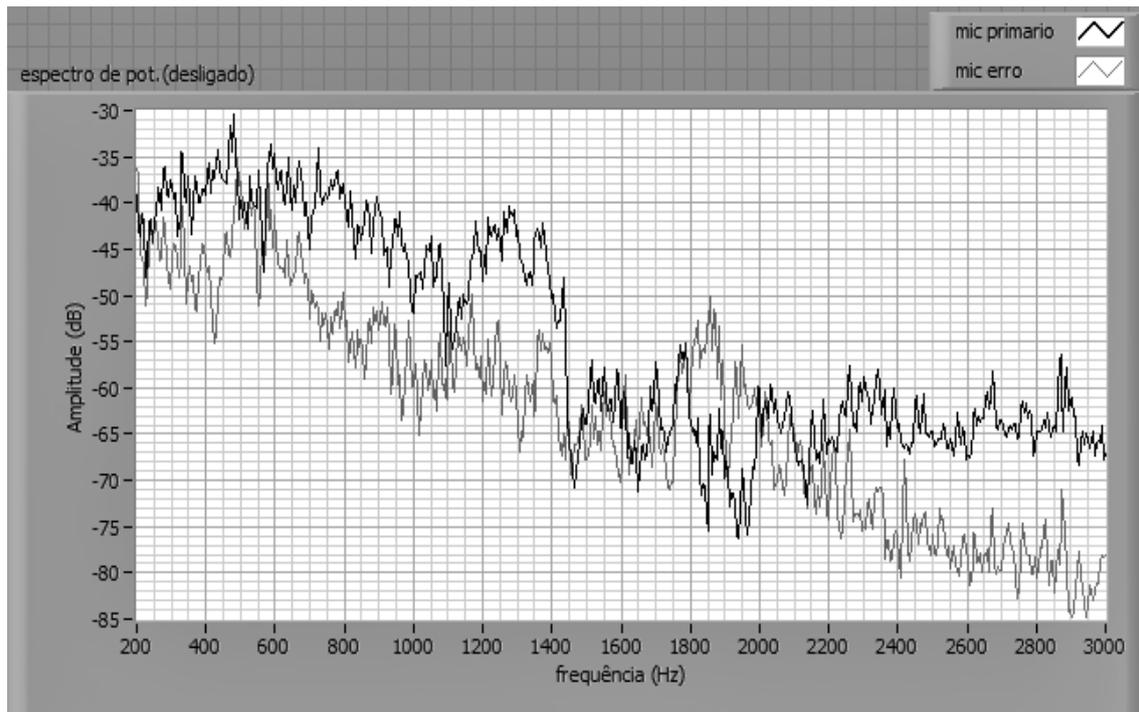
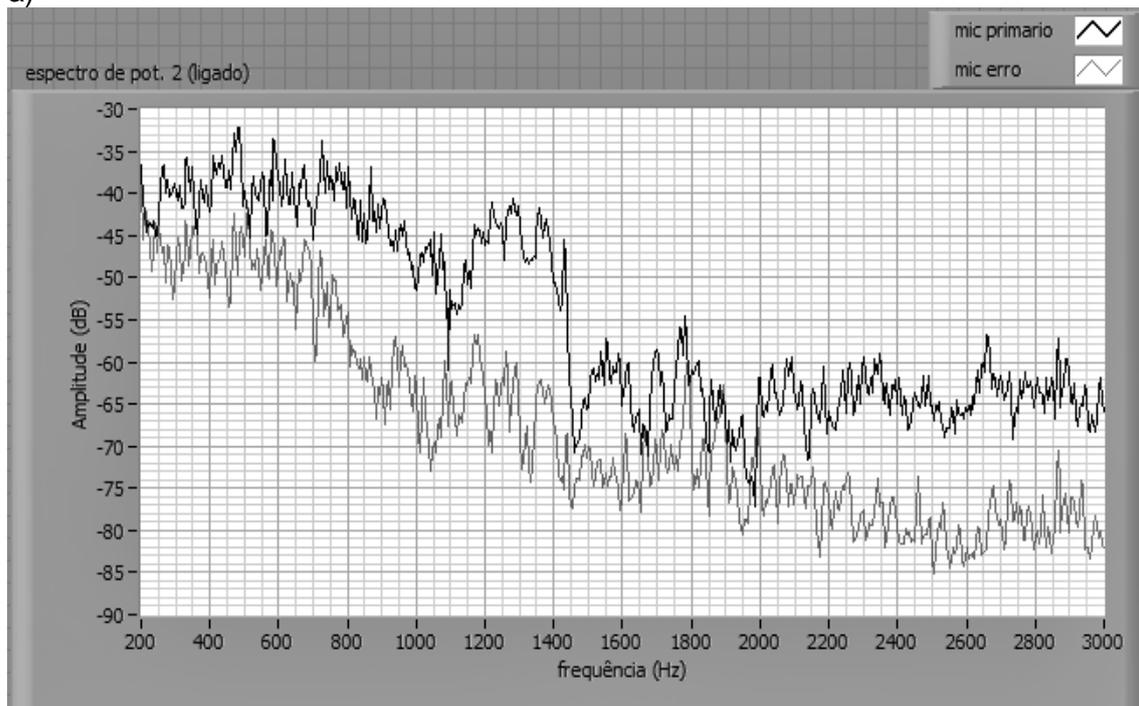


Figura 7.41: parâmetros do controle ativo por alimentação direta com ruído branco, quarto experimento apresentado, com ruído de helicóptero num trecho onde o há ruído Blade Slap e turbina mais predominante.



a)

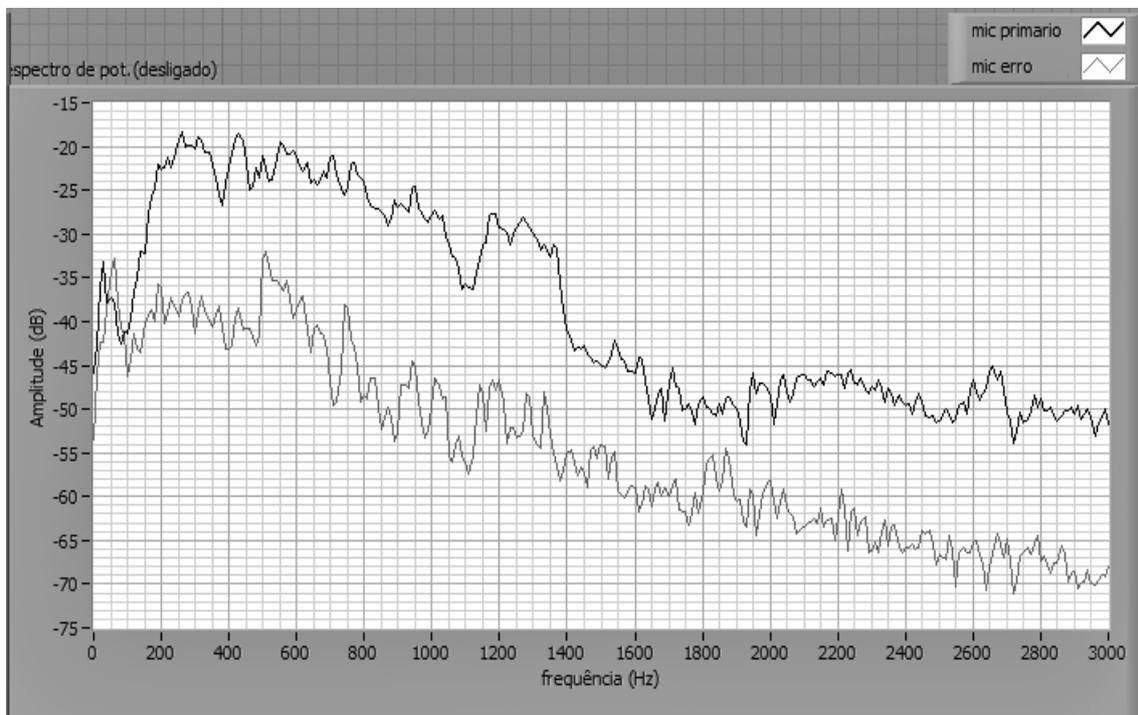


b)

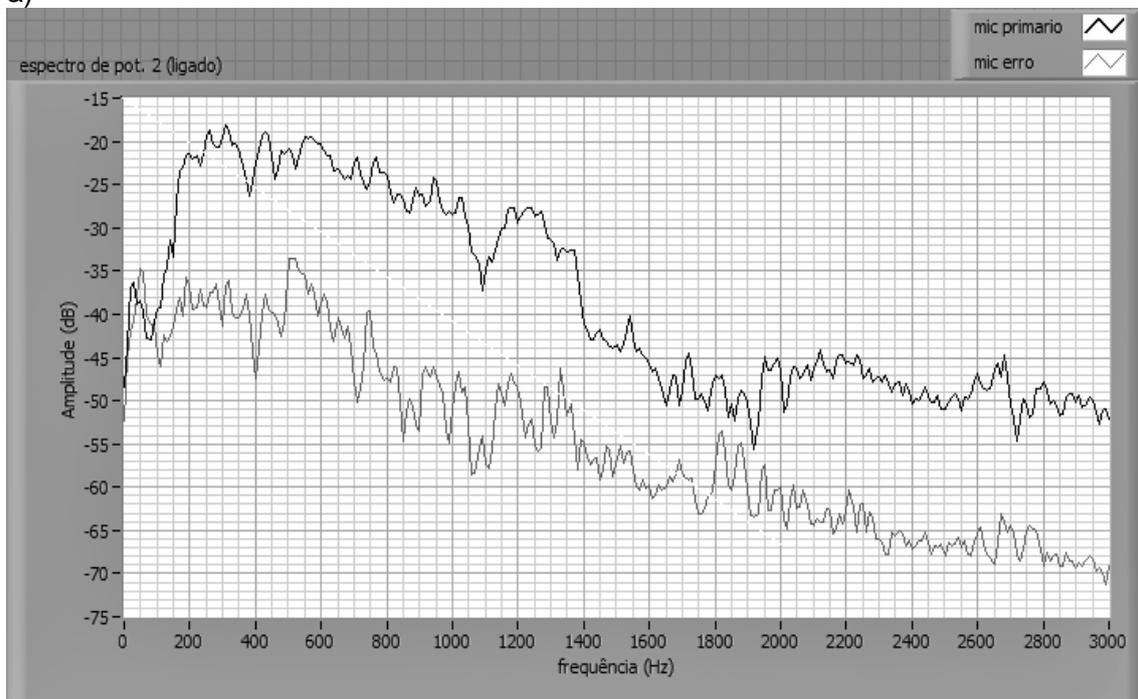
Figura 7.42: espectro dos sinais dos microfones primário e de erro, quarto experimento, com o controle ativo por alimentação direta com ruído branco a) desligado; b) ligado.

O quinto experimento, ainda com o ruído de helicóptero com predominância do ruído Blade Slap é mostrado nas figuras 7.43 a e b respectivamente, com controle ativo desligado e ligado. Neste caso foram utilizados $\mu_1 = 0,0762432$, $N_1 = 100$, $\mu_2 = 1 \times 10^{-7}$,

$N_2 = 200$, amplitude do ruído branco = 0,5, $f_a = 10$ kHz e 1000 amostras. Houve redução de 2 a 5 dB de 200 a 800 Hz, e 1 dB de 1400 a 1800 Hz. A figura 7.44 mostra os espectros do sinal desejado $d_1(n)$, captado no microfone primário, e o sinal de erro $e_1(n)$ resultado da primeira adaptação do filtro.



a)



b)

Figura 7.43: espectro de potência do trecho com grande predominância do ruído Blade Slap, quinto experimento; a) controle ativo desligado; b) ligado.

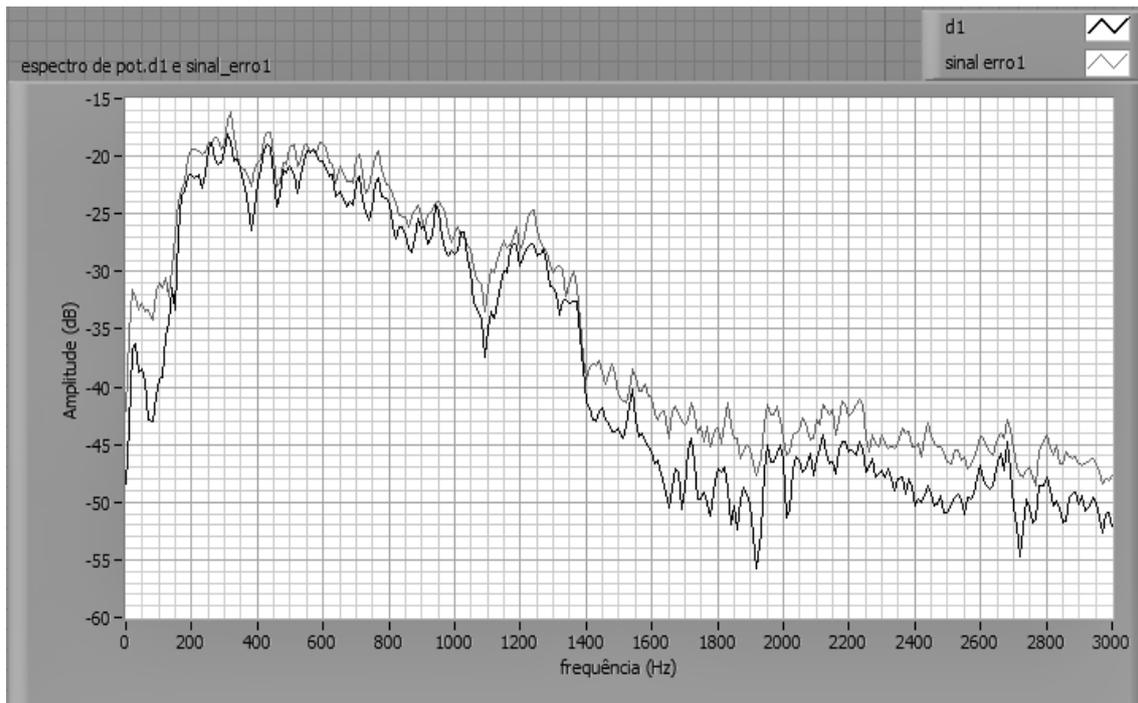


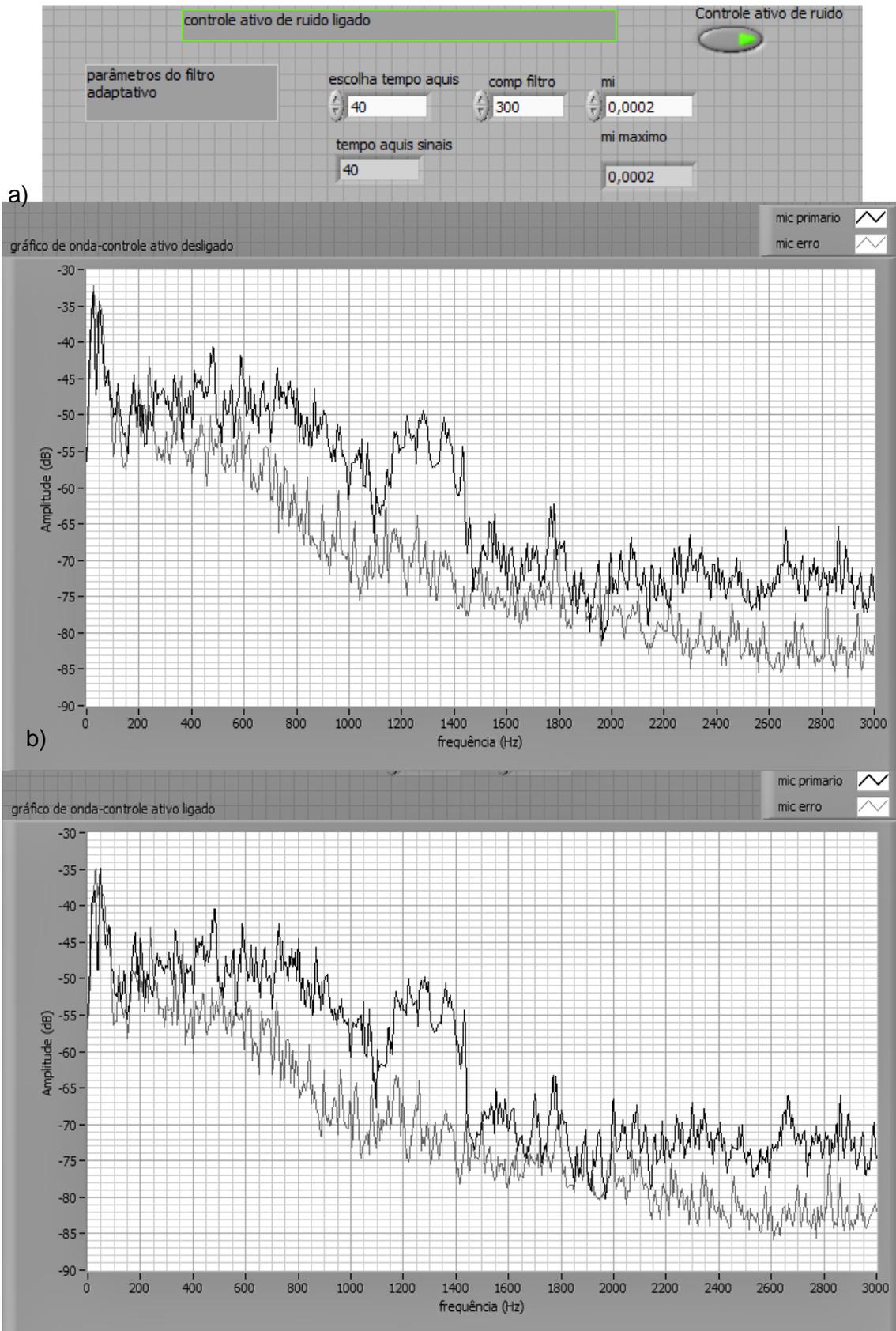
Figura 7.44: espectro do sinal desejado captado no microfone primário, e o sinal de erro resultado da primeira adaptação do filtro.

7.3 COMPARAÇÃO ENTRE O CONTROLE ATIVO DE RUÍDO DE HELICÓPTERO COM OU SEM ADIÇÃO DE UM RUÍDO BRANCO

Foram feitos novos experimentos com a técnica da alimentação direta convencional a serem comparados com o resultado dos experimentos 2, 3 e 4 mostrados na seção 7.2. Para propiciar a comparação foi utilizada a mesma distribuição espacial utilizada na técnica com adição de ruído branco, figura 7.33. Foi utilizada a frequência de amostragem $f_s = 10.000$ KHz e 2.000 amostras nos experimentos desta seção.

Para o trecho do ruído de helicóptero, Blade Slap mas com predomínio da turbina, com os ajustes feitos, os resultados da técnica da alimentação direta também melhoraram.

Com a configuração da figura 7.45a, com controle ativo por alimentação direta, houve 2 dB redução de 0 a 200 Hz; 1 dB em 250 Hz; 3dB entre 400 e 1800 Hz; 2 dB entre 1800 e 3000 Hz. Aumento de 1 dB entre 600 e 800 Hz. O resultado foi verificado por comparação entre os espectros dos sinais com o controle ligado e desligado (ver figura 7.45 b e c). Os sinais têm 8 s de duração.



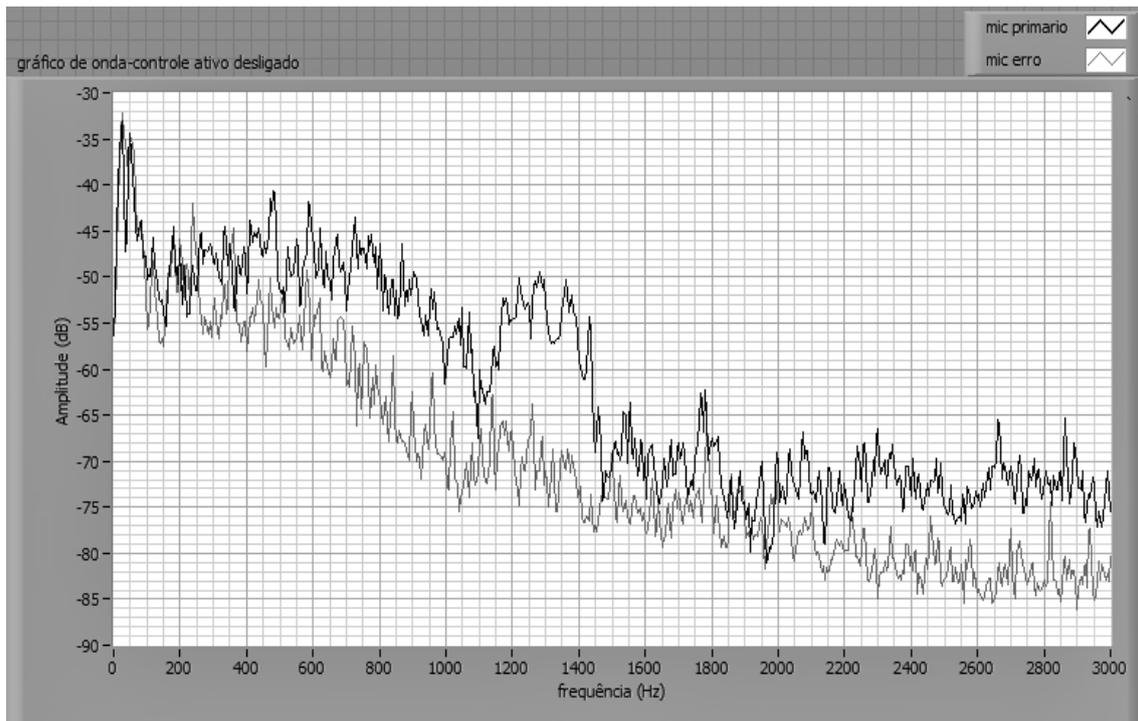
c)

Figura 7.45 a) configuração do experimento com controle ativo por alimentação direta; b) espectro dos sinais captados no microfone primário e de erro com o controle desligado, c) ligado.

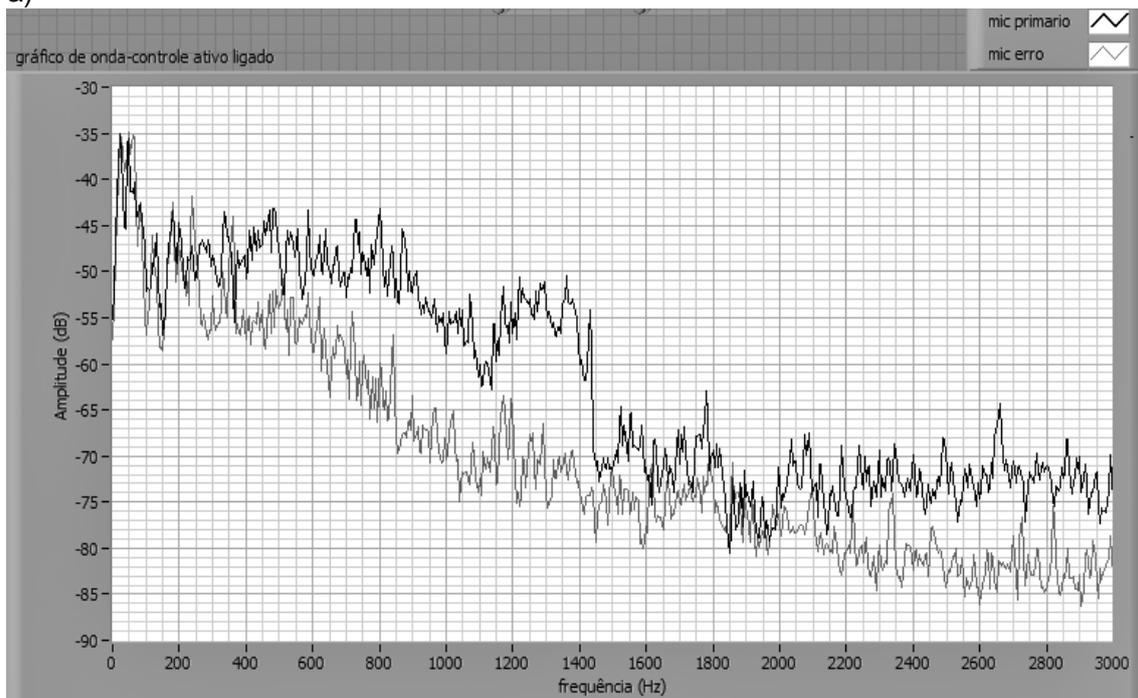
O melhor resultado com a técnica da alimentação direta foi obtido no sétimo experimento com filtro de comprimento 800 e $\mu = 1 \times 10^{-5}$. O espectro relacionado a esta configuração pode ser visto na figura 7.46b. Pode ser comparado ao espectro com controle ativo desligado, mostrado novamente para facilitar a comparação na figura 7.46a. Houve redução no microfone de erro de 2 dB nas frequências abaixo de 100 Hz, incremento de 4 dB entre 100 Hz e 200 Hz, não houve alteração entre 200 e 400 Hz. Houve redução de 4 a 5 dB entre 400 e 1000 Hz, 3 a 4 dB entre 1000 e 1800 Hz, 6 dB em 1750 Hz, e 3dB no restante do espectro. Os sinais têm 8 s de duração.

Os resultados demonstram que as duas técnicas são capazes de reduzir o ruído de helicóptero em campo livre, porém não de forma eficaz como para os tons puros. Porém o controle ativo por alimentação direta com adição de um ruído branco demonstrou ser melhor frente à alimentação direta convencional, havendo reduções de 6 dB em média ao longo de todo o espectro observado. Houve redução em torno de 3 dB nas frequências abaixo de 300 Hz e reduções muito significativas nas frequências altas, com redução de 11dB em 1050 Hz, 13 dB em 1850 Hz e 25 dB em 1900 Hz. Por alimentação direta convencional, considerando todos os experimentos feitos, as reduções foram em média de 3 dB, com o valor mais significativo de 7 dB entre 600 e 800 Hz e em 1800 Hz.

Quando o ruído Blade Slap torna-se predominante no ruído de helicóptero, o controle ativo se mostra menos eficiente, necessitando de baixa taxa de amostragem, pequeno número de amostras, comprimento de filtro pequeno e passo maior.



a)



b)

Figura 7.46: espectro dos sinais captados nos microfones com controle ativo por alimentação direta. A) com controle ativo desligado, b) com o controle ativo ligado, sétimo experimento.

7.4 EXPERIMENTOS COM CONTROLE ATIVO DE RÚIDO DE HELICÓPTERO POR REALIMENTAÇÃO

Os experimentos de controle ativo por realimentação com ruído de helicóptero foram conduzidos no LAVI e também tiveram como objetivo testar o funcionamento do sistema para este tipo de ruído. A distribuição espacial (figura 7.47) foi similar a dos últimos experimentos (figura 7.33) para propiciar uma comparação entre os resultados das três técnicas. Foi utilizado $f_s = 10$ kHz e 1.000 amostras na entrada e na saída.

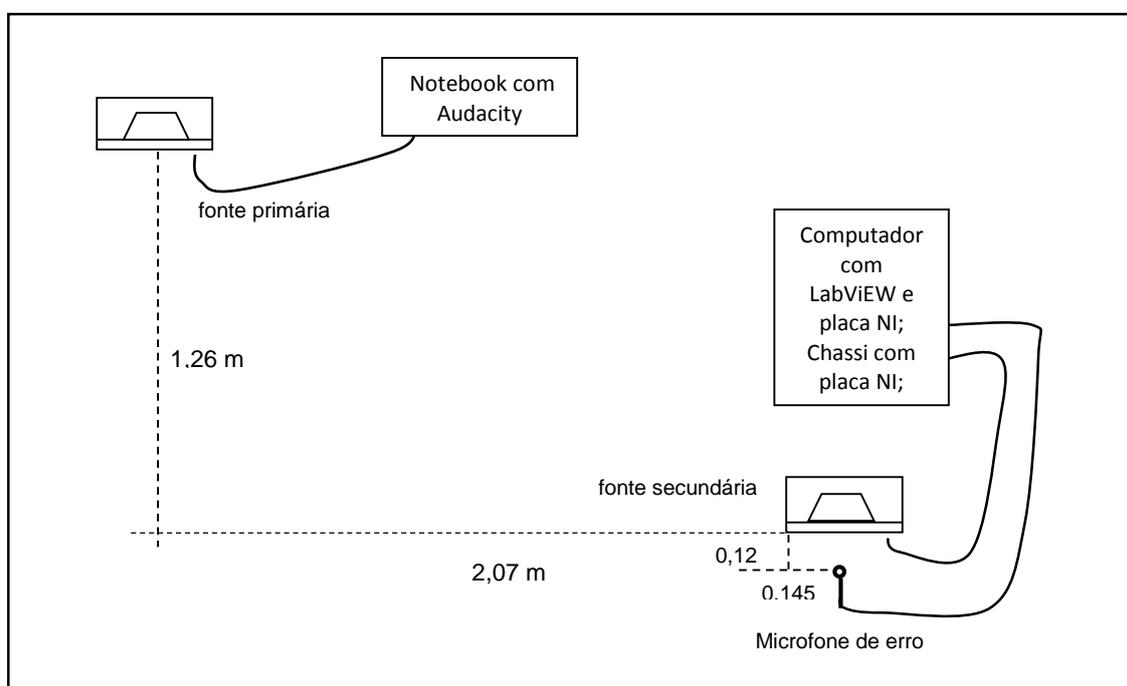


Figura 7.47: distribuição espacial para os experimentos de controle ativo de ruído de helicóptero por realimentação, similar a distribuição espacial para o controle ativo por alimentação direta com e sem ruído branco, mostrada na figura 7.33.

Foi utilizada a placa de 4 canais NI 9234 input, microfone de erro: BSWA MPA 416, nº de série: 462277. O microfone de erro ficou afastado de 12 cm da fonte secundária e o caminho secundário entre eles foi identificado com um filtro FIR com 800 coeficientes e $\mu = 0,0139904$.

Como em outros experimentos, foi utilizado inicialmente um tom puro para testar o funcionamento do sistema. Foi obtido uma redução de 2 dB com um comprimento de

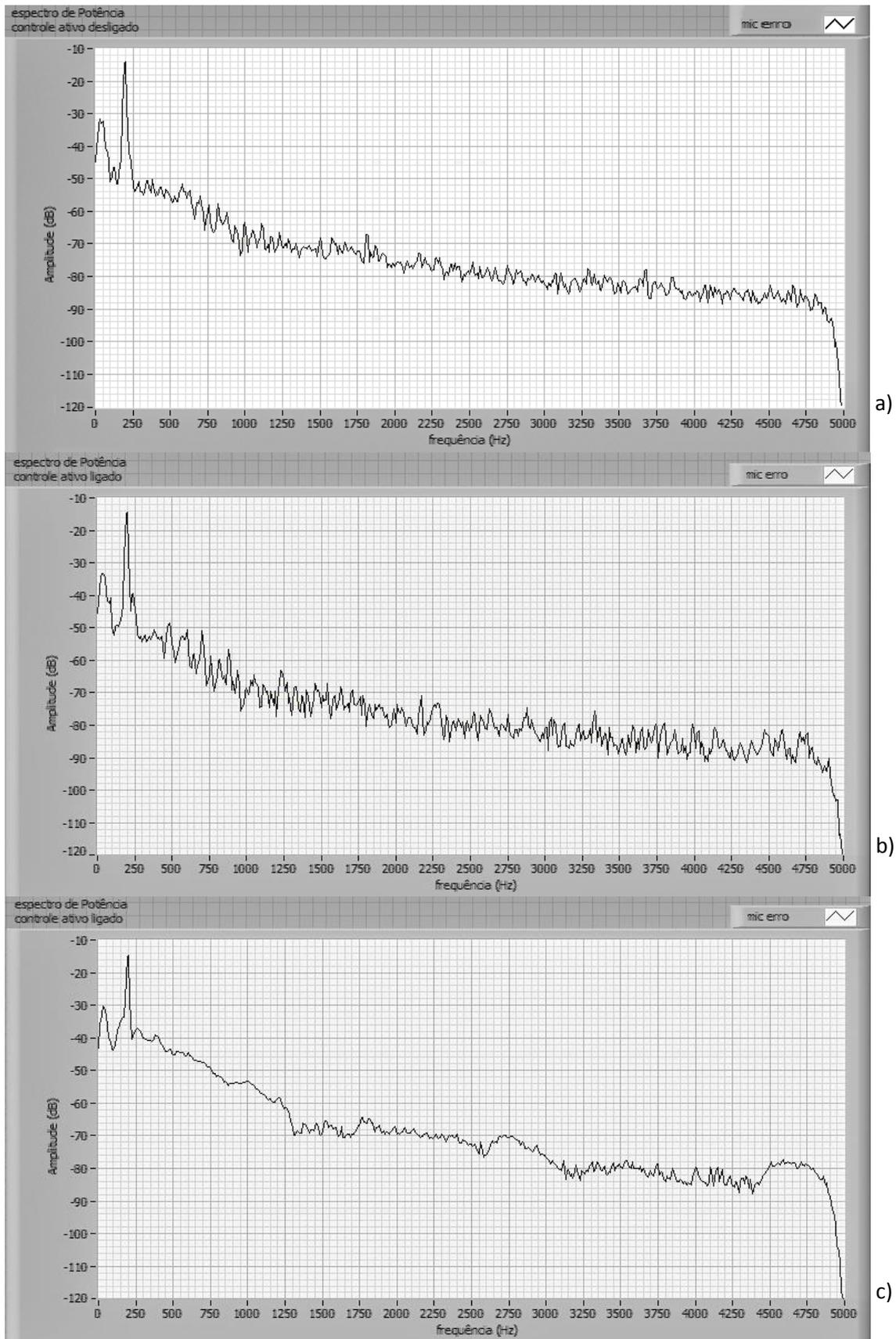
filtro = 200 e $\mu = 0,0003$. Aumentando o comprimento do filtro FIR de controle para 500, o resultado melhorou bastante, sendo obtidos 12 dB de redução. Comparando o espectro dos sinais com controle ativo desligado (Figura 7.48a) e ligado (Figuras 7.48 b e c) é possível verificar as reduções no microfone de erro.

As reduções obtidas utilizando ruído de helicóptero foram em média de 3 dB e os melhores resultados foram com comprimentos de filtro FIR de controle abaixo de 250 Hz e $\mu = 0,0003$. Nestes testes foi utilizado o trecho do ruído Blade Slap com ruído de turbina mais perceptível.

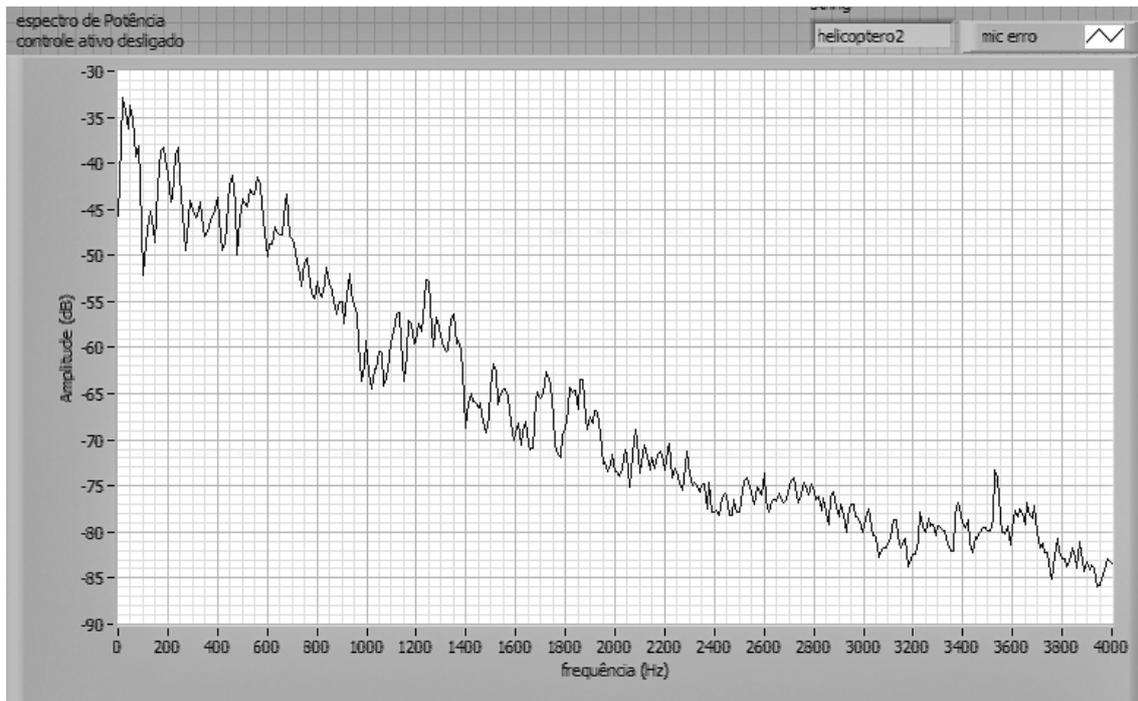
No primeiro experimento de controle ativo por realimentação com o ruído primário helicóptero é possível observar o espectro do sinal captado no microfone de erro com o controle desligado, figura 7.49a, e comparar com o espectro com controle ativo ligado, mostrado na figura 7.49b. Para este caso houve 1 dB até 200 Hz, houve 2 dB de redução de 200 a 400 Hz e 4 dB de 600 a 800 Hz. Em 1250 Hz houve incremento de 2 dB, houve redução de 2 dB entre 800 Hz e 1200 Hz e de 4 dB entre 1400 a 1800 Hz. Foi utilizado um filtro de controle de comprimento 250, $\mu = 0,0003$ e o tempo de aquisição do sinal foi de 3 s.

Comparando os espectros dos sinais do microfone de erro com o controle desligado (figura 7.50a) e ligado (7.50b), verifica-se, no segundo experimento 1 dB de redução abaixo de 200 Hz, 2 dB entre 200 e 600 Hz e 3 dB entre 800 e 1000 Hz. Houve ainda redução de 5 dB entre 1000 e 1200 Hz, 2 e 3 dB entre 2000 e 2200, 4 dB em 2500 Hz, e 2 dB entre 2800 e 3000. Entre 600 a 800 Hz e entre 1200 Hz a 2000 não houve redução. Foi utilizado um filtro de controle de comprimento 200 e $\mu = 0,0003$, sendo este o melhor resultado. O tempo de aquisição do sinal foi de 8 s.

No terceiro experimento por realimentação, o comprimento de filtro foi reduzido ainda mais, para 160 coeficientes. Houve 2 dB de redução até 500 Hz e entre 750 Hz e 2750 Hz e de 6 dB em 1700 Hz, a figura 7.51a mostra o espectro do sinal no microfone de erro com o controle ativo desligado, e a figura 7.51b com o controle ativo ligado. A configuração utilizada foi comprimento do filtro de controle, 160, $\mu = 0,0001$, frequência de amostragem 10 KHz e 1000 amostras e 3 s de tempo de aquisição do sinal.

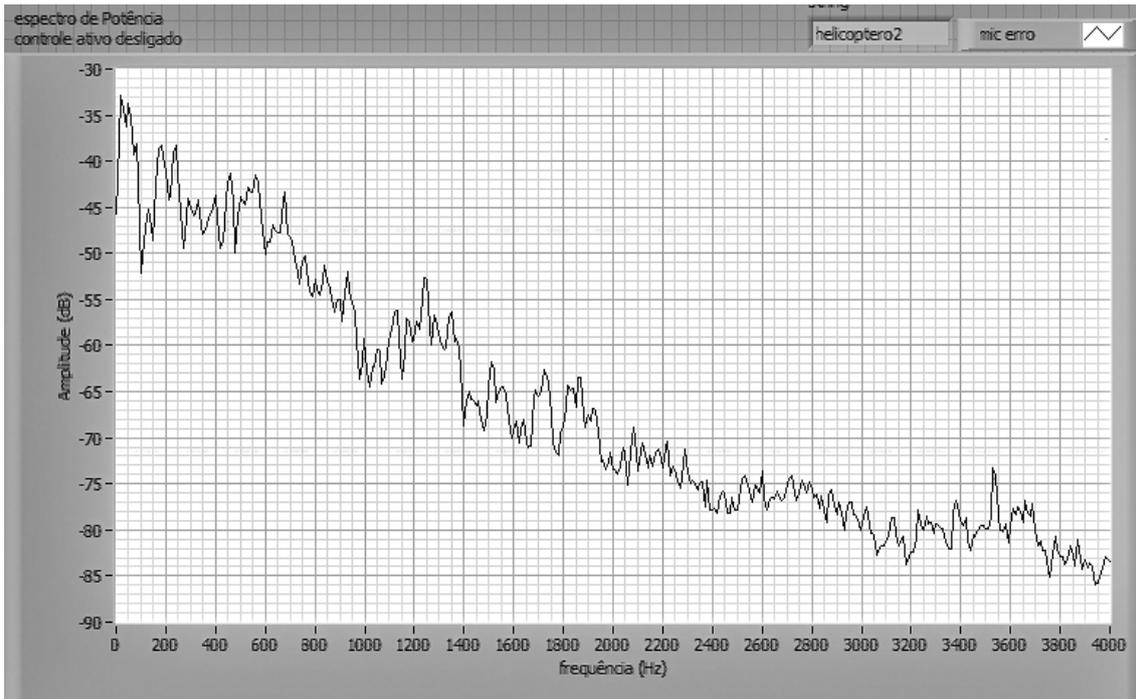


7.48: Controle ativo por realimentação, sinal de frequência 200 Hz. a) desligado; b) ligado, comprimento do filtro de controle $N = 200$ e $\mu = 0,0003$ c) ligado, redução de 12 dB, aumentando o comprimento do filtro para 500.

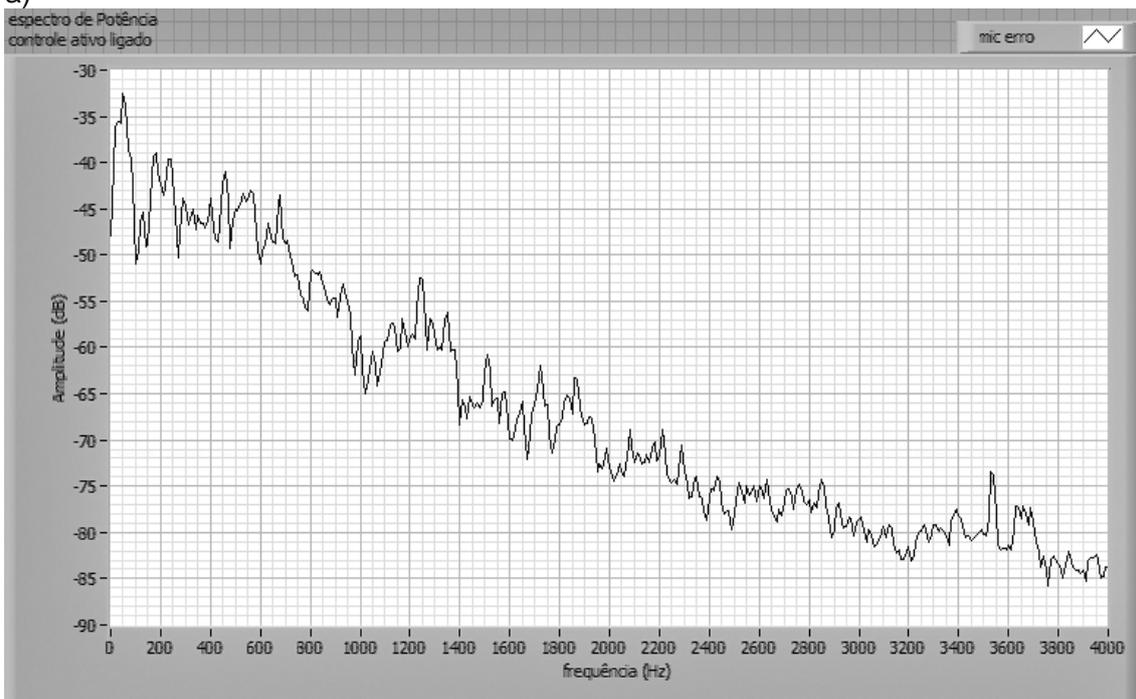


b)

Figura 7.49: primeiro experimento com o ruído de helicóptero, no trecho com ruído Blade Slap e ruído de turbina mais perceptível a) Com controle ativo desligado; b) Com controle ativo ligado por realimentação. $N = 250$ e $\mu = 0,0003$

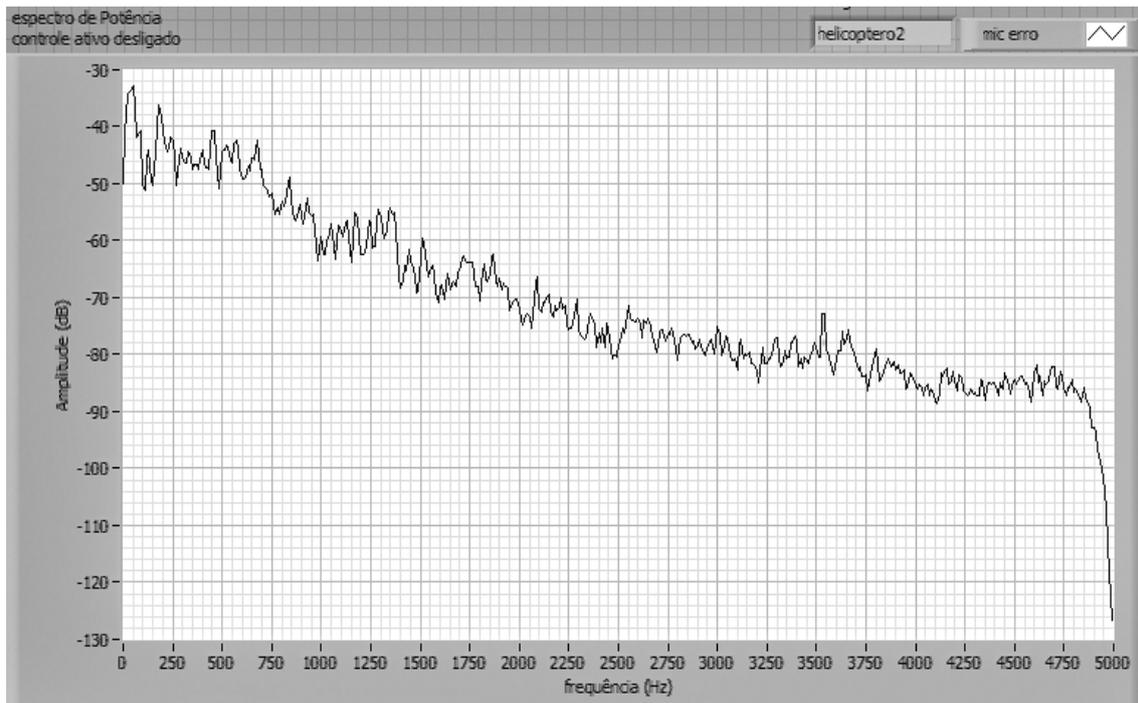


a)

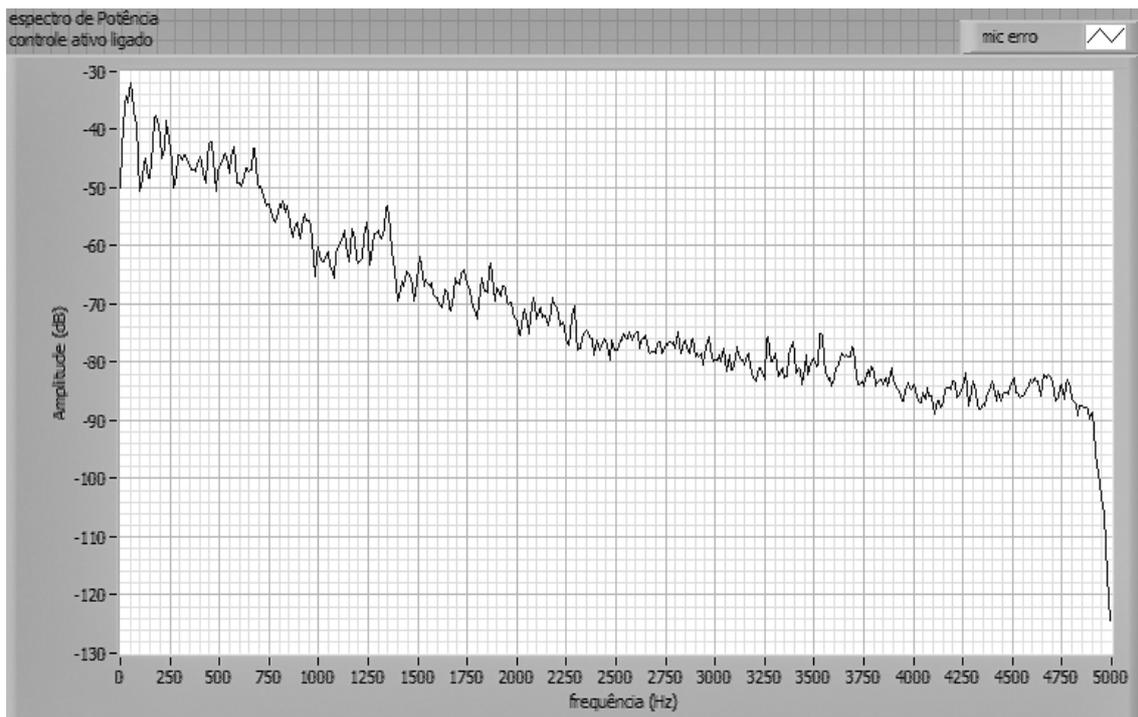


b)

Figura 7.50: segundo experimento com o ruído de helicóptero, no trecho com ruído Blade Slap e ruído de turbina mais perceptível a) Com controle ativo desligado; b) Com controle ativo ligado por realimentação. $N = 200$ e $\mu = 0,0003$



a)



b)

Figura 7.51: terceiro experimento com o ruído de helicóptero, no trecho com ruído Blade Slap e ruído de turbina mais perceptível a) Com controle ativo desligado; b) Com controle ativo ligado por realimentação. $N = 160$ e $\mu = 0,0001$

7.5 SUMÁRIO DOS RESULTADOS COM OS EXPERIMENTOS COM AS TÉCNICAS DE CONTROLE ALIMENTAÇÃO DIRETA E REALIMENTAÇÃO

As atenuações obtidas nos primeiros experimentos com alimentação direta e realimentação estão sumarizadas na tabela 7.1 para tons puros, e tabela 7.2 para ruído de helicóptero. Comparando as atenuações obtidas no microfone de erro, dos sinais de frequência 150 a 200 Hz, os melhores resultados foram alcançados com a técnica da realimentação, sendo a melhor relação de amostragem, $f_s=10$ KHz e 2.000 amostras.

Tabela 7.1: Sumário dos primeiros experimentos com tons puros

ATENUAÇÃO NO MICROFONE DE ERRO (dB)			
Sistema de controle ativo	Tom Puro		
	100 Hz	150 a 200 Hz	300 Hz
Alimentação direta, $f_s=40$ KHz e 20.000 amostras (primeiro experimento)	14 dB	8 dB	
Alimentação direta, $f_s=10$ KHz e 2.000 amostras (segundo experimento)	3 dB	12 dB	
MRealimentação, $f_s=40$ KHz e 20.000 amostras (primeiro experimento)	0	0	0
Realimentação, $f_s =10$ KHz 3.000 amostras (primeiro experimento)		10 dB	
Realimentação $f_s=10$ kHz 2.000 amostras (primeiro experimento)		20	20
Realimentação $f_s=10$ kHz 1.000 amostras (primeiro experimento)	13	10	

Em relação ao comprimento do filtro FIR, por alimentação direta, os resultados foram satisfatórios com o comprimento de filtro FIR acima de 500.

Tabela 7.2: Sumário dos resultados de atenuação com o ruído de helicóptero.

ATENUAÇÃO NO MICROFONE DE ERRO (dB) COM RUÍDO DE HELICÓPTERO									
Parâmetros do filtro FIR	ATENUAÇÃO POR FAIXAS DE FREQUÊNCIA								
	100 Hz	200 Hz	350 Hz	200-400 Hz	400 - 600 Hz	600-800 Hz	800-1600 Hz	1600 - 1900 Hz	2000-3000 Hz
Alimentação direta, $f_s=10$ KHz e 2.000 amostras									
$N = 200$ $\mu = 6 \times 10^{-6}$,	0	-4 dB	4 dB	-4 dB	4 dB	7 dB	3 dB	-6 dB	
$N = 100$ $\mu = 1 \times 10^{-6}$	0	0	0	2 dB	3 dB	0	6 dB	-3 dB	
800 e $\mu = 1 \times 10^{-5}$.	2	-4	0	4 a 5 dB	4 a 5 dB	4 a 5 dB	3 a 4	6 dB	
Alimentação direta, $f_s=10$ KHz e 1.000 amostras									
$N = 200$ $\mu = 7 \times 10^{-6}$	0	2	2	2	2	4	4	7	2
Alimentação direta com ruído branco									
$N1=300$ $0,055133$ \cdot $N2=800$ $1,0$ $\times 10^{-7}$	3 dB	2 a 5 dB	4 dB	2 a 5 dB	2 a 5 dB	2 a 5 dB	7 dB -5dB (em 1150 Hz)	2 a 5 dB	2 a 5 dB

$\mu_1 = 0,$ 053967 5 N1=300 $\mu_2 = 0,0$ 001 N2=600	3 a 5 dB	3 a 5 dB	3 a 5 dB	1 a 7 dB	0	5 a 8 dB	5 a 8 dB 11dB em 1050 Hz	5 a 8 dB 13 dB 1850 Hz	5 a 8 dB 25 dB 1900 Hz		
Realimentação											
	100 Hz	200 Hz	350 Hz	200- 400 Hz	400- 600 Hz	600- 800 Hz	800- 1000 Hz	100 0- 120 0 Hz	1200 1400 Hz	1400 1800 Hz	2000 3000 Hz
$N =$ 250 e $\mu =$ 0,0003	1	2	2	2	0	4	2 dB	5 dB	4	4	0
$N =$ 200 e $\mu =$ 0,0003.	1 dB	1 dB	2 dB	2 dB	2 dB	0	3 dB	0	0	0	2 a 4 dB
$N=160$ $\mu =$ 0,0003.	2 dB	2 dB	2 dB	2 dB	2 dB	0	2 dB	2 dB	2 dB	6 dB	2 dB

Por realimentação, em relação ao comprimento do filtro FIR de ordem L , os resultados mostraram que comprimentos de tamanho menor que 500, deram melhores resultados. Foi observado que a técnica da realimentação (*feedback*) exige filtros menores e passos maiores, devido à maior complexidade de seu algoritmo quando comparado ao da alimentação direta.

Os experimentos com o ruído de helicóptero mostraram a necessidade de comprimento de filtro pequeno e baixa frequência de amostragem. Foi necessário utilizar um passo menor do que o máximo passo, para o sistema permanecer estável. O uso da técnica da realimentação, comparativamente à técnica da alimentação direta, resultou em mais atenuação, tanto no caso do tom puro quanto no caso do ruído de helicóptero.

Capítulo 8

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTOS COM BARREIRA ATIVA

Os experimentos deste capítulo tiveram como objetivo verificar a implementação do sistema de controle ativo para associação do controle ativo e barreira acústica e foram realizados no Laboratório de Acústica e Vibrações (LAVI). Da mesma forma que nos experimentos dos capítulos 6 e 7, não foi possível acesso a uma camera anecóica para realização dos experimentos, desta forma não foi feito estudo de erro, pois as condições utilizadas nos testes não eram as que seriam possíveis em campo livre ou em uma câmara anecóica.

Os experimentos foram feitos com a barreira acústica e com tons puros. Este capítulo apresenta os resultados, através de simulação e de experimento, da associação do controle ativo de ruído e barreira acústica. A simulação está apresentada na seção 8.1 e os experimentos na seção 8.2.

Buscou-se utilizar uma distribuição espacial semelhante na simulação e no experimento, para propiciar a comparação dos resultados dos dois casos. Foram utilizados os seguintes critérios:

1. Para observar a perda por inserção, obtida com o sistema de controle ativo de ruído sobre a barreira, foram utilizados 10 pontos de monitoração após a barreira, dispostos conforme as figura 8.2 na simulação e no experimento.
2. Controle local, com sensoriamento de campo próximo;
3. A fonte primária, a fonte secundária, os microfones de monitoração e de erro estão no mesmo plano, $y = 0$ (na simulação). Para estabelecer a posição das

fontes primária e secundária, é considerado o centro dos alto-falantes, ($h_p=0,14$ m, $h_s=0,10$ m respectivamente);

4. Afastamento entre a fonte primária e a fonte secundária, maior do que 1,8 m para evitar problemas de realimentação;
5. As distâncias entre a fonte primária, a barreira, os pontos de monitoração e a frequência do sinal foram escolhidos de forma que os pontos 1 a 10 fossem localizados na zona de sombra da barreira passiva, para possibilitar a observação da perda excedente por inserção de barreira ativa. A zona de sombra foi calculada através do Número de Fresnel, onde:

$$N_{fr} = \frac{2}{\lambda}(A + B - d) \quad (8.1)$$

As distâncias A , B e d , considerando o plano xz da figura 8.1, são calculadas por:

$$d = \sqrt{(z_p - z_m)^2 + (-x_p + x_m)^2}$$

$$A = \sqrt{x_p^2 + z_p^2}$$

$$B = \sqrt{x_m^2 + z_m^2} \quad (8.2)$$

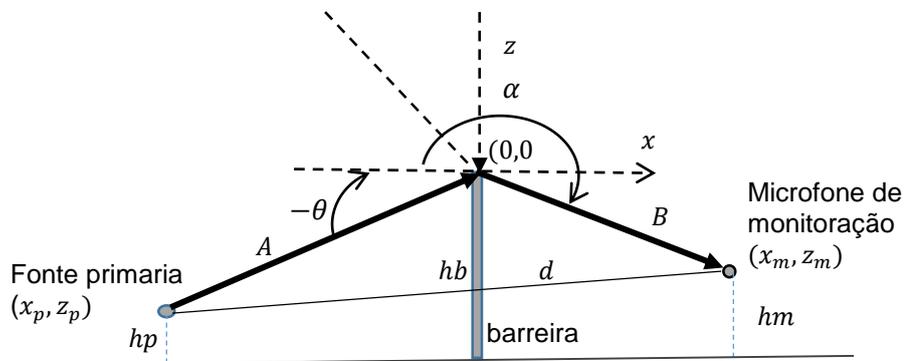


Figura 8.1: projeção da barreira, fonte primária e microfone de monitoração, no plano xz , para cálculo do número de Fresnel. Figura adaptada de (KURSE e ANDERSON, 1971).

Se $N_{fr} \geq -0,2$ o ponto está na zona de sombra da barreira, e se $N_{fr\ esnel} < 0,2$ o ponto está na zona iluminada. Se $z_m + |x_m/x_p|z_p < 0$, o ponto está na zona de transição (BERANEK, 1988).

8.1 RESULTADO DO CONTROLE DE BARREIRA ATIVA POR SIMULAÇÃO

Esta seção tem por objetivo simular o controle ativo em barreira ativa, sendo a fonte secundária posicionada no topo da barreira conforme discutido no Capítulo 5.

Foi calculada a perda extra por inserção ($IL_{ANC_{exces}}$) proporcionada pela inserção do controle ativo, a perda por inserção da barreira passiva e perda por inserção de barreira ativa através das equações obtidas nos Capítulos 3 e 5.

A simulação objetivou ainda observar o afastamento entre a fonte secundária e o microfone de erro que propicie uma maior perda excedente por inserção nos pontos de monitoração.

A figura 8.2 mostra a distribuição espacial utilizada nos cálculos que foram efetuados no software MATLAB. A implementação dos cálculos no MATLAB encontra-se no apêndice A. A origem escolhida para o sistema de coordenadas, foi o centro do alto-falante primário, escolhida para compatibilizar com o sistema de coordenadas descrito no Capítulo 3 para o controle ativo de ruído em campo livre (figura 3.2).

A barreira tem altura $h_b = 0,875$ m. A fonte primária está a $h_p = 0,14$ m do solo e a 1,91 m de distância da barreira. A fonte secundária, que está no topo da barreira, tem o centro de seu alto-falante a 0,10 m de altura do topo, e tem como coordenada $x_s = 1,91$ m. O ponto de monitoração 1 tem coordenada $x_m = 0,3$ m. Os demais pontos estão igualmente espaçados de 0,3 m. A fila inferior de microfones (1 a 5) está a $h_m = 0,25$ m do solo, e a fila superior (6 a 10), à $h_m = 0,5$ m do solo.

O controle do tipo global é possível para distâncias entre a fonte primária e a secundária menores do que meio comprimento de onda (NELSON et al, 1992). Para distâncias maiores somente o controle local pode ser obtido (GOUNOUT, 2013). Considerando que a fonte secundária está a 2,08 m da fonte primária, o controle pode ser considerado local para frequências acima de 82 Hz. Na simulação foi utilizado um sinal de 330 Hz como ruído primário.

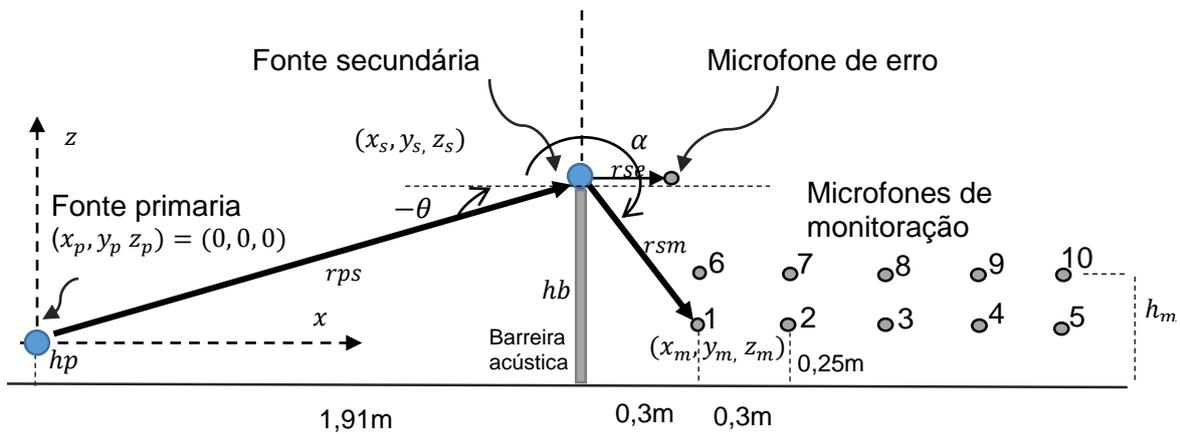


Figura 8.2: Projeção da barreira, fonte primária, fonte secundária e microfones de monitoração, no plano xz , utilizada na simulação da barreira ativa.

A pressão complexa total em cada ponto de monitoração m foi calculada através da equação (5.20), repetida aqui por clareza:

$$p_{m_n} = \frac{i\omega e^{-ikr_{m_n}}}{4\pi r_{m_n}} q_p - \frac{1}{r_{sm}} (Z_s (Z_s^H Z_s)^{-1} Z_s^H \frac{i\omega e^{-ikr_{pe}}}{4\pi r_{pe}} q_p) e^{-ikr_{sm}} \quad (8.3)$$

onde r_{m_n} é a menor distância entre a fonte primária e cada microfone de monitoração no percurso sobre a barreira; q_p é a vazão mássica da fonte primária, que foi considerada igual a 1; r_{sm} é a distância entre a fonte secundária e cada ponto de monitoração; Z_s é a impedância acústica de transferência entre a fonte secundária e o microfone de erro, Z_s^H sua transposição Hermitiana; r_{pe} é a distância entre a fonte primária e o microfone de erro, no percurso sobre a barreira;

A impedância de transferência acústica entre a fonte secundária e o microfone de erro Z_s , foi calculada por (5.14), ou seja:

$$Z_s = \frac{i\omega e^{-ikr_{se}}}{4\pi r_{se}} \quad (8.4)$$

A perda extra dada pela inserção do controle ativo no topo da barreira foi obtida nos pontos x_m através da equação (5.21), onde $p_{pm_n}(x_m)$ é a pressão devido a fonte primária em cada um dos 10 pontos de monitoração m .

A perda por inserção de barreira ativa foi calculada como em (5.24).

Com o objetivo de observar o afastamento entre a fonte secundária e o microfone de erro, na simulação foram testadas 5 diferentes distâncias entre a fonte secundária e o microfone de erro, r_{se} : 0,08 m, 0,12 m, 0,20 m, 0,4m e 0,80 m.

Com o microfone de erro muito próximo à fonte secundária, 0,08 m (figura 8.3) é possível ver, por comparação, entre as curvas referentes à perda por inserção de barreira ativa e passiva, que o controle ativo de ruído propiciou perda por inserção extra somente para os pontos mais próximos à barreira. Nos pontos de monitoração a partir de 0,9 m de distância da barreira, a perda por inserção de barreira ativa apresenta valores menores do que a perda por inserção da barreira passiva, demonstrando que o controle ativo de ruído acrescentaria energia sonora a estes pontos de monitoração.

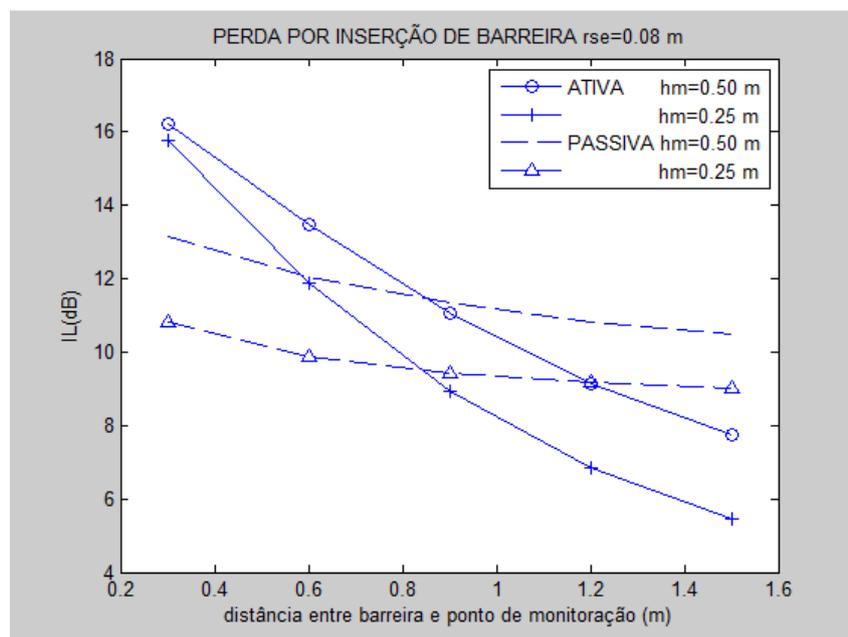


Figura 8.3: Simulação da perda por inserção de barreira ativa e passiva para os 10 pontos de monitoração, a 0,25 m e 0,50 m de altura e distantes de 0,3 a 1,5 m da barreira. Afastamento entre a fonte secundária e o microfone de erro é de $r_{se} = 0,08$ m.

Com o microfone de erro a 0,12 m (figura 8.4) o resultado melhorou, porém nos pontos de monitoração a partir de 0,9 m de distância da barreira e a 0,25 m do solo a perda por inserção de barreira ativa também apresentou valores menores do que para a barreira passiva. No ponto de monitoração a 1,5 m de distância da barreira e a 0,50 m do solo também houve incremento de energia sonora pela tentativa de controle ativo.

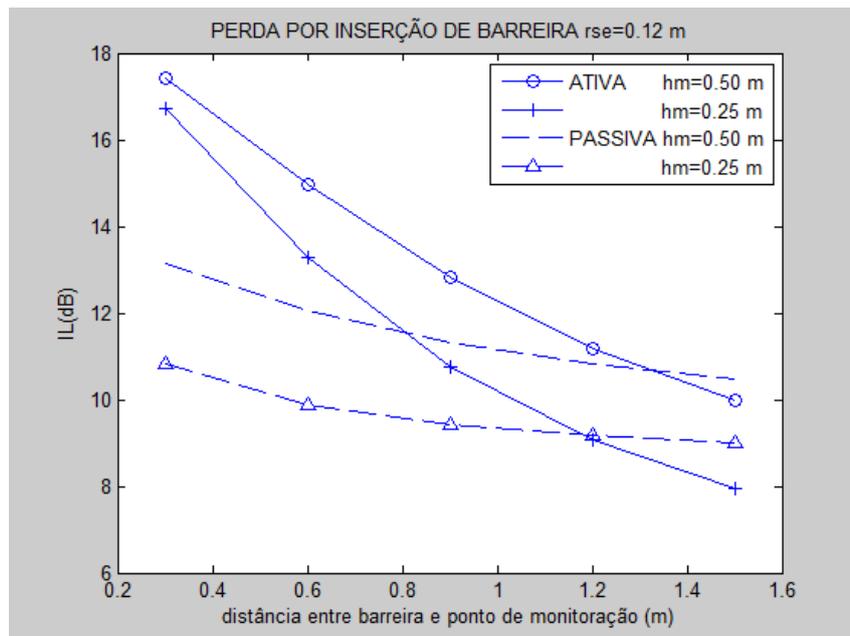


Figura 8.4: Simulação da perda por inserção de barreira ativa e passiva para os 10 pontos de monitoração, a 0,25 m e 0,50 m de altura e distantes de 0,3 a 1,5 m da barreira. Afastamento entre a fonte secundária e o microfone de erro é de $r_{se} = 0,12$ m.

As maiores perdas por inserção de barreira ativa aparecem com o microfone de erro a 0,2 e 0,4 m de distância da fonte secundária, respectivamente, conforme mostrado nas figuras 8.5 e 8.6. Neste caso, houve perda por inserção de barreira ativa maior do que a perda por inserção de barreira passiva em todos os pontos. O melhor resultado foi obtido com o microfone de erro a 0,4 m de distância da fonte secundária. Observando o resultado em relação à altura dos pontos, as perdas por inserção de barreira ativa são maiores nos pontos de monitoração a 0,5 m, portanto mais próximos ao conjunto fonte secundária e microfone de erro.

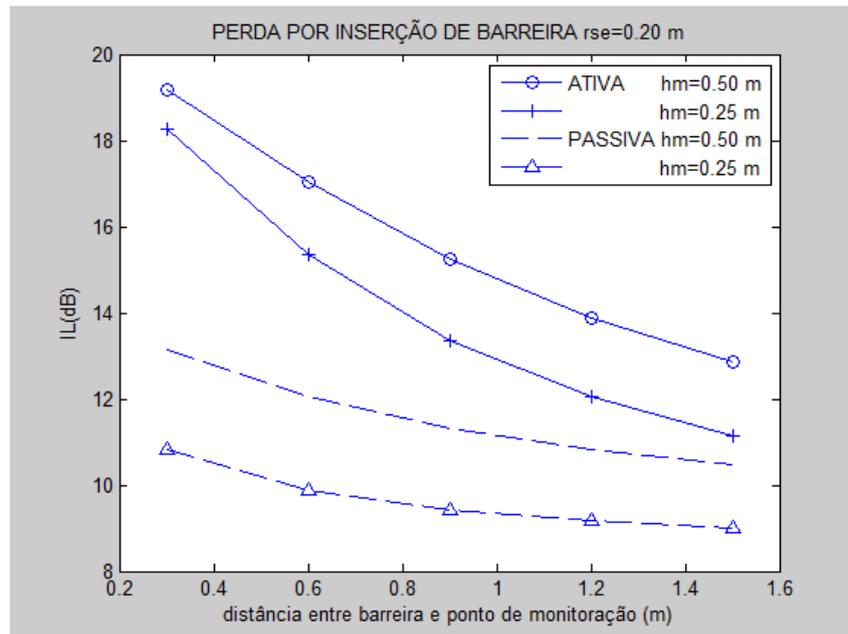


Figura 8.5: simulação da perda por inserção de barreira ativa e passiva para os 10 pontos de monitoração, a 0,25 m e 0,50 m de altura e distantes de 0,3 a 1,5 m da barreira. Afastamento entre a fonte secundária e o microfone de erro é de $r_{se} = 0,2$ m.

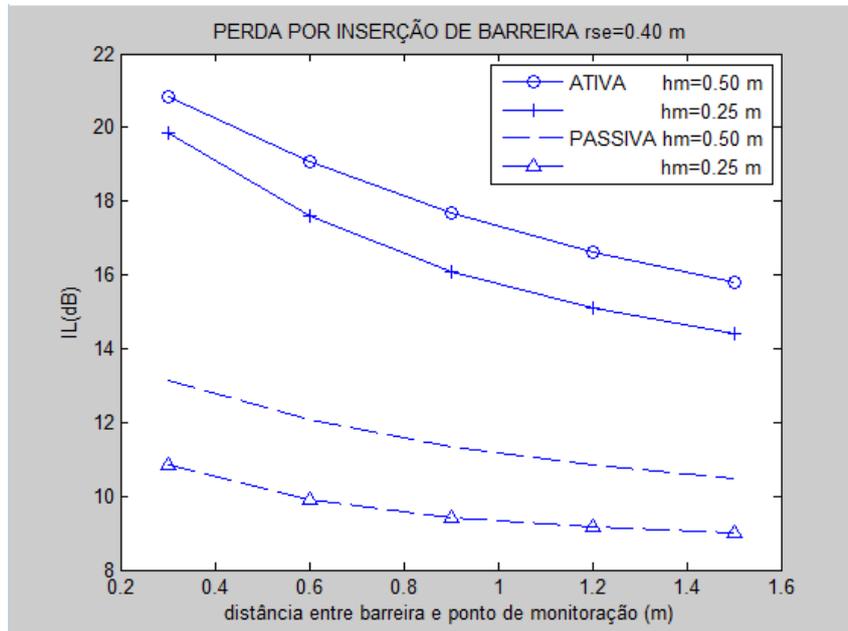


Figura 8.6: Simulação da perda por inserção de barreira ativa e passiva para os 10 pontos de monitoração, a 0,25 m e 0,50 m de altura e distantes de 0,3 a 1,5 m da barreira. Afastamento entre a fonte secundária e o microfone de erro é de $r_{se} = 0,4$ m.

O resultado do cálculo da perda por inserção excedente de barreira ativa ($IL_{excesANC}$) estão mostrados nas figuras 8.7 e 8.8, respectivamente para a linha de microfones a 0,25 m e 0,5 m de altura do piso.

A figura 8.7 mostra perdas excedentes por inserção de barreira ativa de até 7,6 dB para a linha de microfones de monitoração a 0,25 m e com o microfone de erro em sua melhor posição, a 0,4 m de distância da fonte secundária.

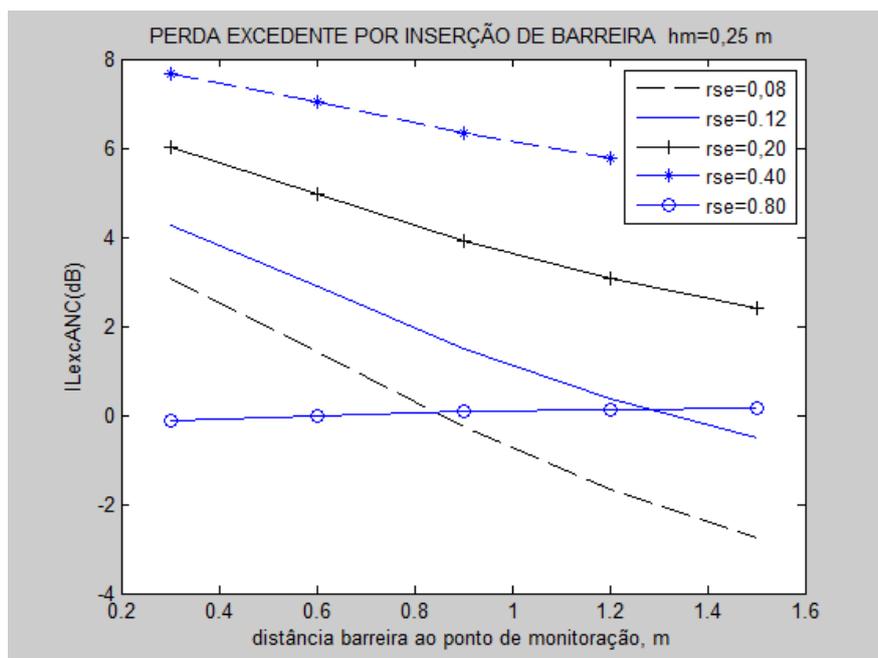


Figura 8.7: Simulação da perda excedente por inserção de barreira ativa nos pontos de monitoração a 0,25 m do solo e distantes da barreira de 0,3 m a 1,5 m. Resultado para todas as posições do microfone de erro.

Pode ser visto na figura 8.8 que houve perdas excedentes por inserção de barreira ativa de 5 a 9 dB nos pontos a 0,5 de altura do piso (com o microfone de erro a 0,4 m de distância da fonte secundária). Com o microfone de erro a 0,2 m de distância da fonte secundária, $IL_{excesANC}$ ficou entre 4,5 dB e 6 dB.

Os resultados da simulação mostraram que é possível obter perdas extras por inserção de barreira ativa significativas, sendo, nesta configuração, de até 9 dB no ponto mais próximo a barreira.

Na figura 8.7, para o microfone de erro a 0,80 m de distância da fonte secundária e observando os pontos de monitoração a 0,25 m de altura, a perda extra por inserção de barreira foi próxima de zero em todos os pontos. Para os pontos a 0,5 de altura (figura

8.8), na mesma posição do microfone de erro, a perda extra por inserção de barreira foi de aproximadamente 2 dB em todos os pontos.

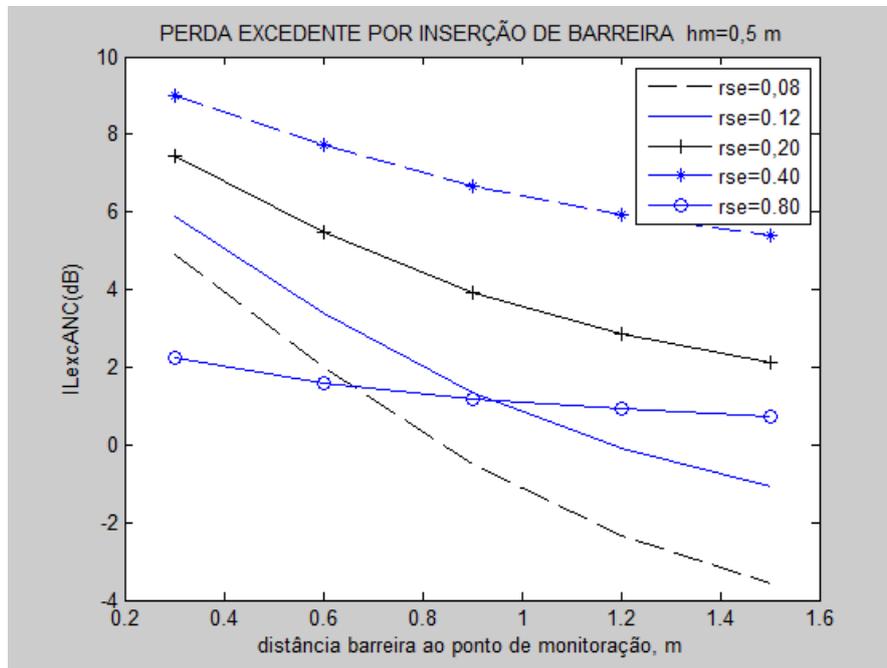


Figura 8.8: Simulação da perda excedente por inserção de barreira ativa nos pontos de monitoração a 0,5 m do solo e distantes da barreira de 0,3 m a 1,5 m. Resultado para todas as posições do microfone de erro.

Os resultados da simulação sugerem uma forte dependência entre a posição do microfone de erro e as perdas extras por inserção de barreira ativa. Como os resultados vão se tornando melhores à medida que o microfone de erro se afasta da fonte secundária e pioram em 0,8 m de afastamento, os resultados apontam para uma distância ótima entre fonte secundária e microfone de erro. Este resultado também demonstra que o sensoriamento de campo próximo é o mais indicado para o controle ativo em barreira, pois, considerando o sinal utilizado, de frequência 330 Hz, a distância de 0,8 m já está próxima de um comprimento de onda, portanto se afastando do campo próximo da fonte secundária.

As maiores perdas excedentes por inserção de barreira ativa foram encontradas nos pontos de monitoração mais próximos à fonte secundária (pontos 1 e 6) e não próximo ao microfone de erro, o que pode ser atribuído à absorção da fonte secundária e ao fato dos pontos estarem mais protegidos pela barreira passiva.

8.2 RESULTADOS DOS EXPERIMENTOS COM BARREIRA ATIVA

Esta seção tem por objetivo verificar, através de experimento, o aumento virtual da altura da barreira passiva através do controle ativo de ruído.

A perda excedente por inserção de barreira ativa e a perda por inserção da barreira passiva foram obtidas e comparadas aos resultados da simulação, e são comentados alguns problemas encontrados na realização dos experimentos.

Nos experimentos, realizados no LAVI, foram utilizados uma barreira passiva, uma fonte primária, uma fonte secundária, um microfone primário, um microfone de erro e um microfone de monitoração.

No primeiro experimento, os 10 pontos de monitoração foram igualmente espaçados de 0,30 m e distribuídos em duas fileiras, a 0,25 m e 0,5 m do solo como na simulação. A fonte primária foi colocada no piso e a fonte secundária no topo da barreira. Neste primeiro experimento os 10 pontos de monitoração estão no mesmo plano da fonte secundária. A distância da fonte primária à barreira, bem como a altura da barreira, são as mesmas da simulação. As figuras 8.2, 8.9 e 8.10 ilustram a distribuição espacial da barreira e equipamentos.

A fonte primária foi deslocada para a direita para evitar a realimentação nos microfones primário e de erro. Como o experimento não foi conduzido em uma câmara anecoica, na escolha do local para o posicionamento da fonte secundária e do microfone de erro houve ainda a preocupação que estes não estivessem em um ponto de mínimo das ondas estacionárias no laboratório. Esta avaliação foi feita através da observação da amplitude do sinal captado em um microfone, durante a emissão deste sinal pela fonte primária. A variação da amplitude foi observada enquanto o microfone era movimentado em torno dos pontos escolhidos para localizar a fonte secundária e do microfone de erro.

No segundo experimento, foram utilizados 15 pontos de medição a 50 cm de altura. Para este teste foram adicionados 5 pontos de medição à esquerda e 5 pontos à direita, distantes 41 cm do plano onde se localiza o microfone de erro.

A barreira experimental foi construída em madeira maciça de 2,5 cm de espessura, com 0,875 m de altura e 3,5 m de comprimento. Os equipamentos utilizados como fonte primária, fonte secundária e microfone de erro, bem como os demais equipamentos, foram os mesmos já descritos no início do Capítulo 6, tendo sido ainda utilizada uma

placa de 4 canais NI 9233 *input* (instalada no computador) para aquisição dos sinais do microfone de monitoração.

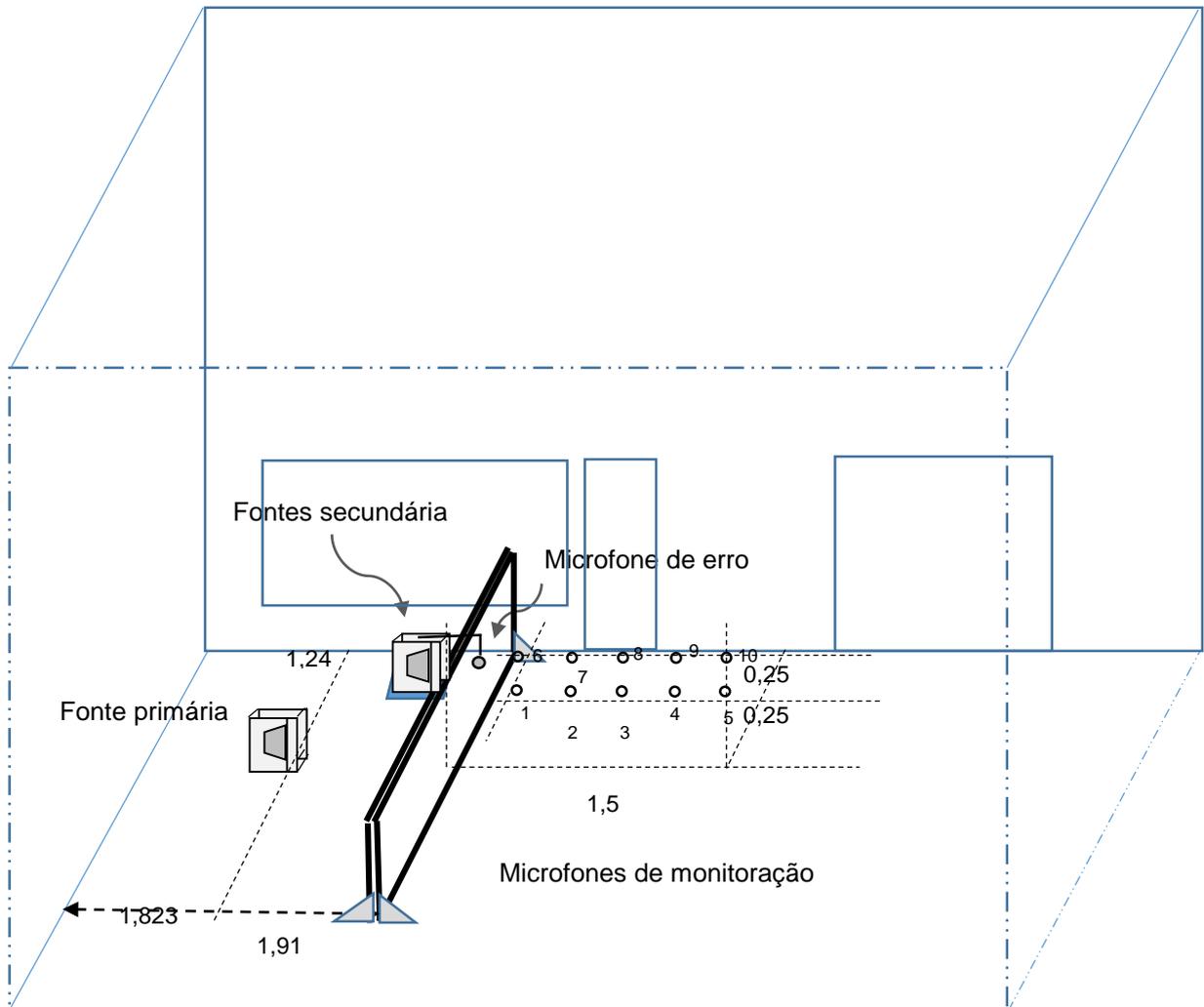


Figura 8.9: ilustração da distribuição espacial utilizada no primeiro experimento do controle ativo de ruído com barreira ativa.

Foi empregada somente a técnica da alimentação direta nos experimentos devido à sua maior estabilidade. O controle ativo de ruído foi obtido através do algoritmo implementado no software LabVIEW e os sinais dos pontos de monitoração foram captados e gravados através do software Signal Express da National Instruments. Foi utilizado um sinal de frequência 330 Hz, gerado no notebook através do software Audacity.

As figuras 8.11 a 8.16 mostram fotos do experimento montado no LAVI.

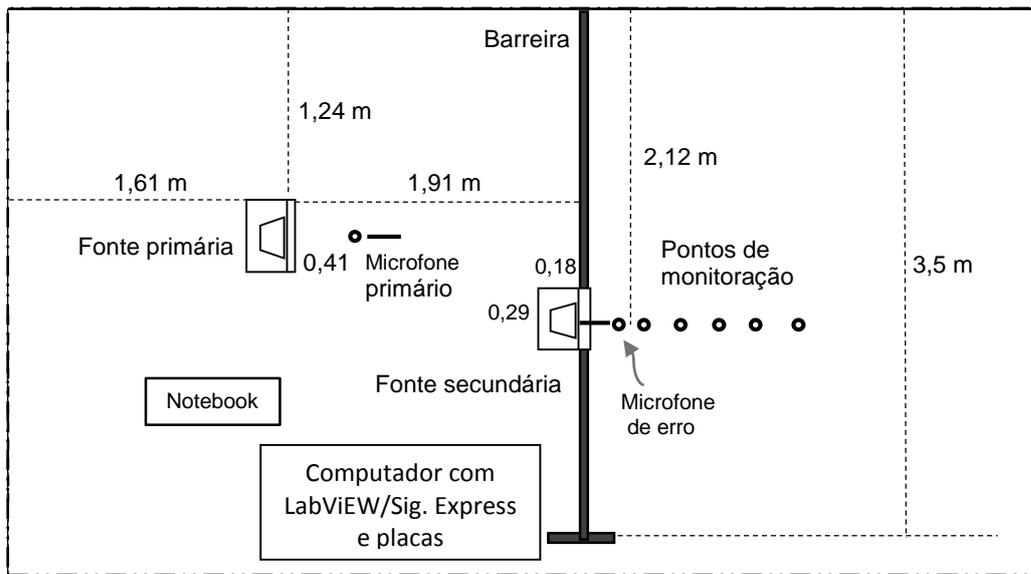


Figura 8.10: vista superior do primeiro experimento com barreira ativa.

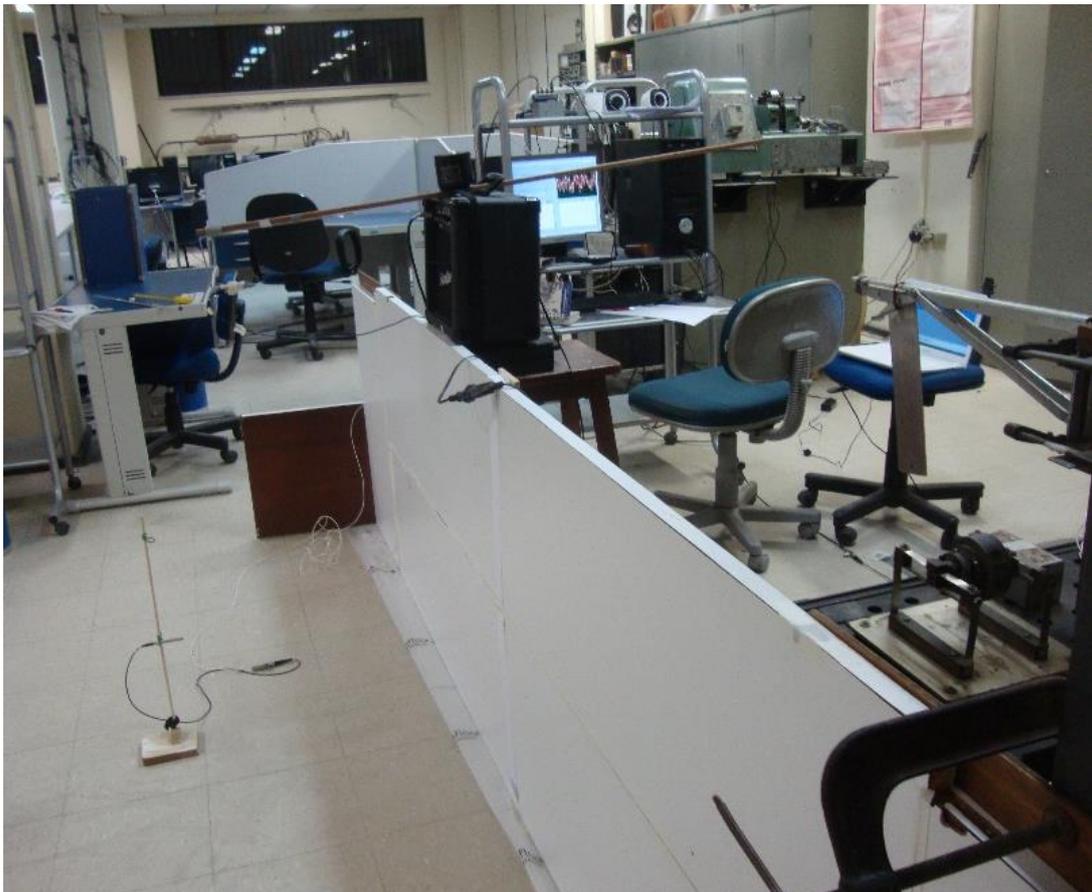


Figura 8.11: Barreira instalada no Laboratório LAVI.

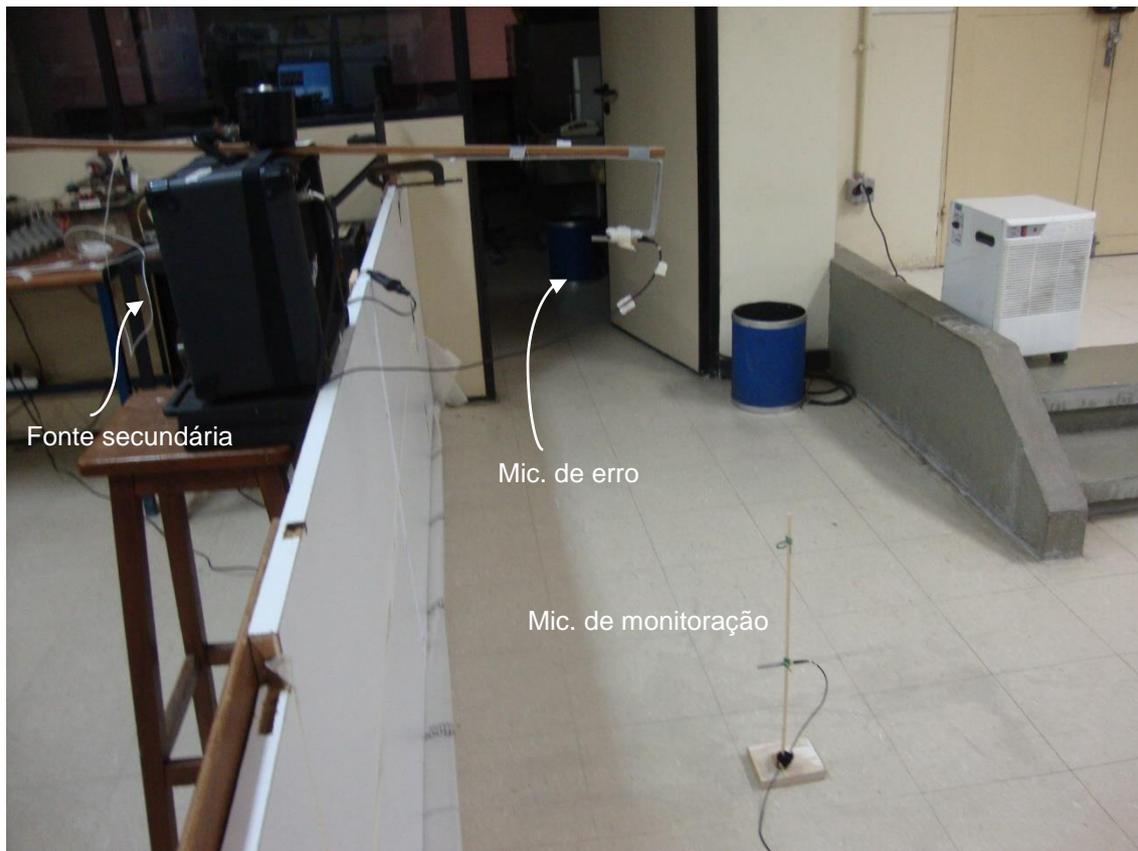


Figura 8.12: fonte secundária no topo da barreira, microfone de erro a 0,4 m da fonte secundária, microfone de monitoração a 0,25 m de altura.



Figura 8.13: microfone de monitoração a 1,2 m de distância da barreira.

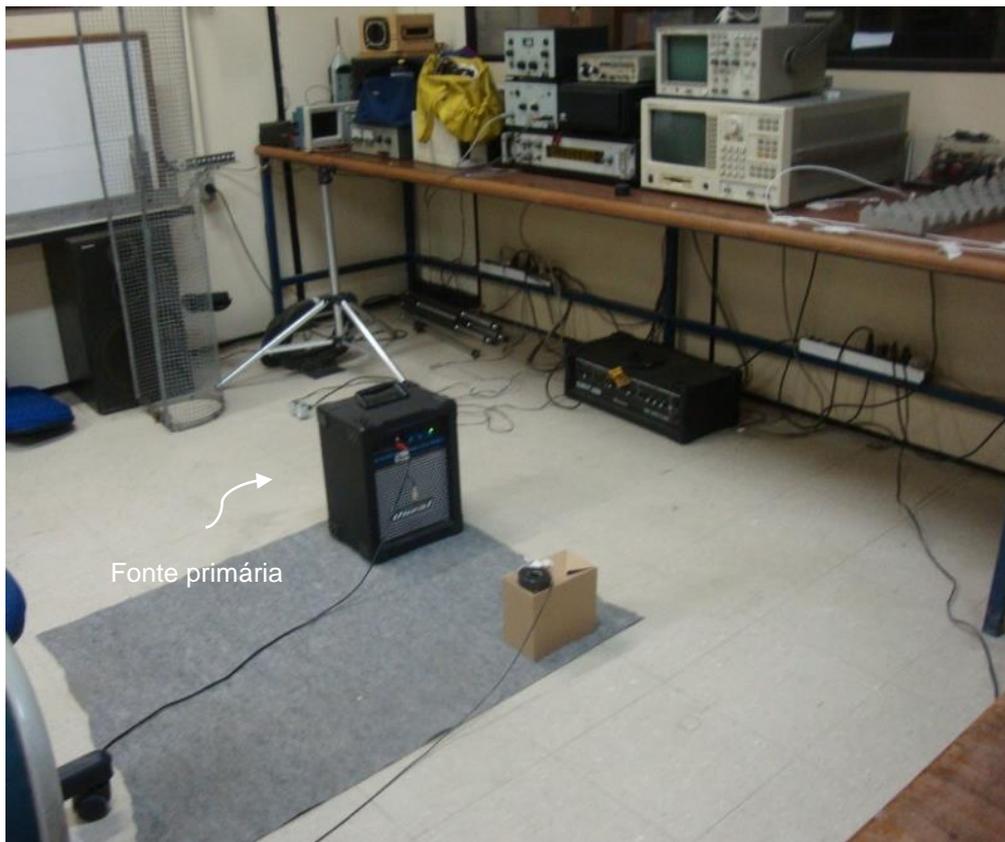


Figura 8.14: fonte primária no piso;



Figura 8.15: fonte primária e microfone primario.

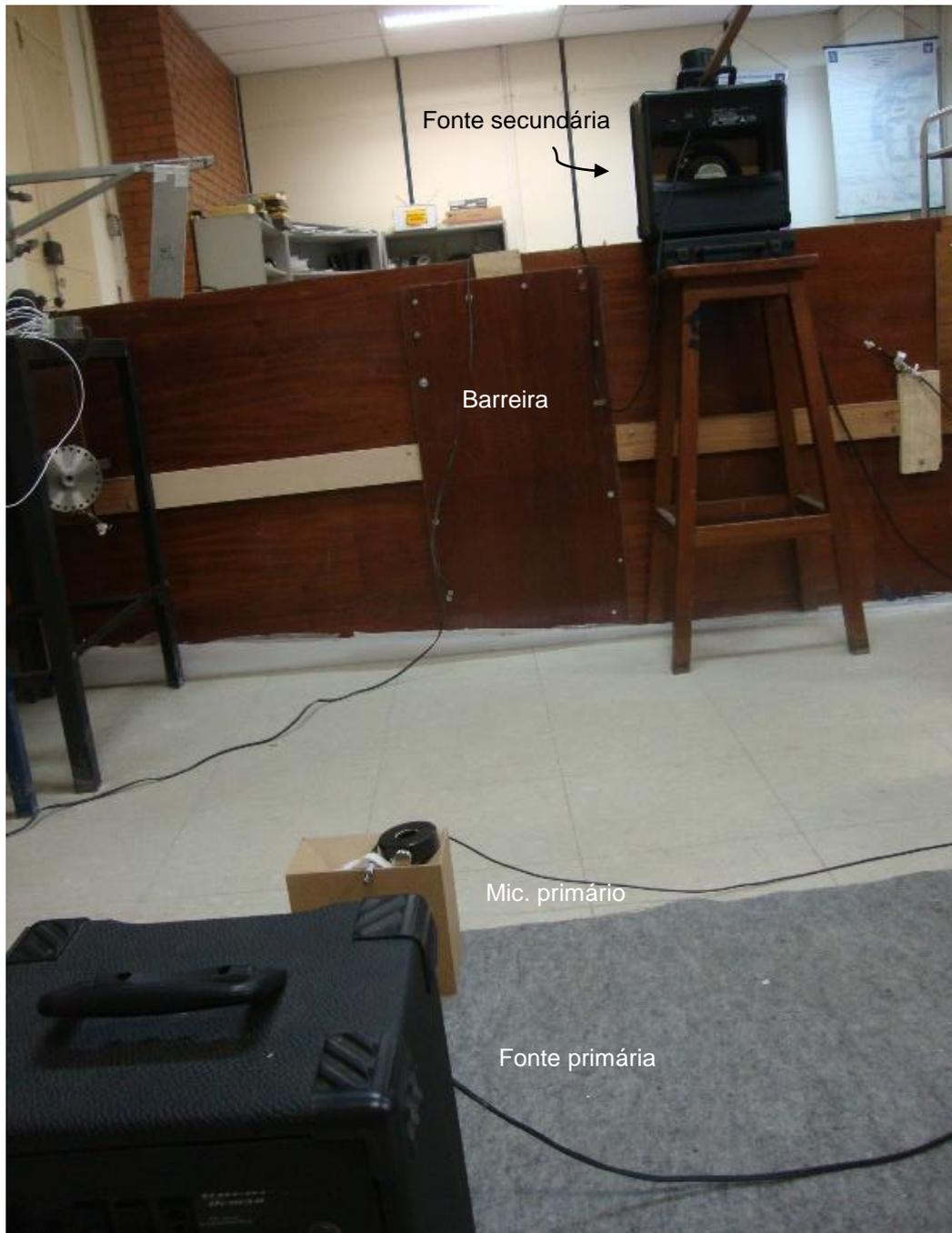


Figura 8.16: fonte primária, microfone primário, barreira e fonte secundária.

A perda excedente por inserção de barreira ativa (IL_{ANCexc}), avaliada experimentalmente, foi obtida através de (5.24):

$$IL_{ANCexc}(x) = IL_{BA}(x) - IL_{BP}(x) \quad (8.5)$$

Os níveis de pressão sonora foram medidos no software Signal Express, onde foi gravado o nível de ruído equivalente contínuo (L_{eq}), durante 5 segundos em média, de

cada evento. Dos dados gravados, foi calculado o L_{eq} das 30 primeiras medidas de cada evento, no software EXCEL. Os dados são apresentados no apêndice B.

O primeiro experimento foi realizado testando duas distâncias entre a fonte secundária e o microfone de erro, 0,2 m e 0,4 m, porque os resultados da simulação apontaram estas como as melhores configurações.

Vários fatores limitaram o desempenho desta fase final experimental. Um dos fatores foi a baixa altura da barreira construída, 0,875 m, o que limitou a possibilidade de maior afastamento entre fonte e receptor. Desta forma para que os pontos de monitoração (receptores) ficassem na região de sombra da barreira, a distância entre a fonte primária e a barreira ficou em torno de 1,90 m.

Inicialmente tentou-se colocar a fonte primária e a fonte secundária num mesmo plano, mas o controle ativo ficava muito instável devido aos problemas de realimentação já descritos na seção 6.1.2, devido à proximidade entre as fontes. A altura da barreira também fez com que fosse necessário utilizar uma frequência maior do que 300 Hz.

Outro fator limitante foi o experimento não ter sido conduzido em uma câmara anecóica ou em campo livre. O ambiente onde foi conduzido o experimento era não muito controlado e em sua proximidade, principalmente no lado da fonte primária, existiam vários objetos como armários e bancadas.

Por outro lado, apesar do tempo de reverberação não ter sido medido, o LAVI não pode ser considerado um ambiente muito reverberante, sendo o teto absorvedor, porém o piso é refletor.

A figura 8.17 mostra a perda excedente por inserção de barreira ativa (IL_{ANCexc}) obtida nos 10 pontos de medição, com a distância entre a fonte secundária e o microfone de erro r_{se} igual a 0,2 m. As maiores perdas excedentes foram obtidas nos pontos de monitoração a 0,60 m de distância da barreira, tendo sido obtido 4 dB no ponto 7 e 2,5 dB no ponto 2. Estes pontos estão respectivamente a 0,5 m e 0,25 m de altura do piso.

Com a distância entre a fonte secundária e o microfone de erro r_{se} igual a 0,4 m, a barreira ativa experimental teve o seu melhor desempenho no ponto 4, com 3 dB de perda excedente por inserção (figura 8.18). Esse ponto se localiza a 1,2 m de distância da barreira e a 0,25 m de altura do piso.

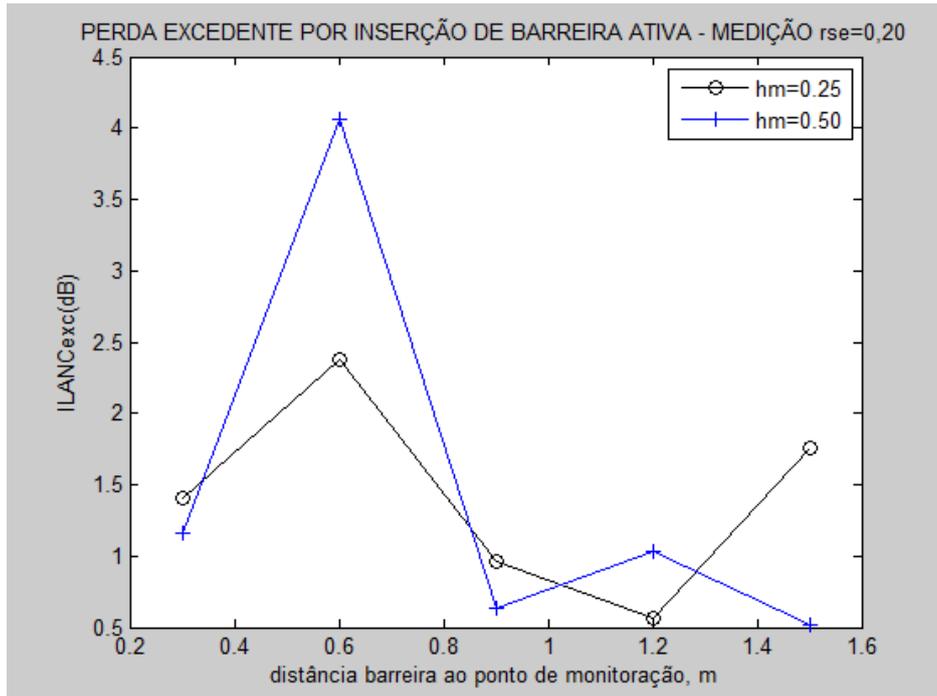


Figura 8.17: perdas excedentes por inserção de barreira ativa obtidos em 10 pontos de monitoração, em experimento, com $r_{se} = 0,2$ m.

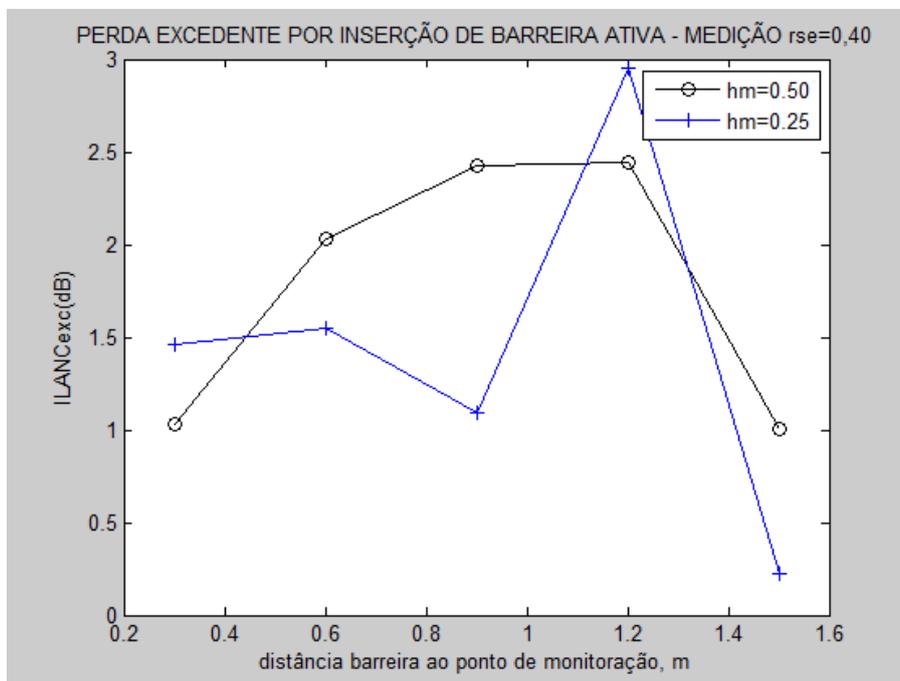
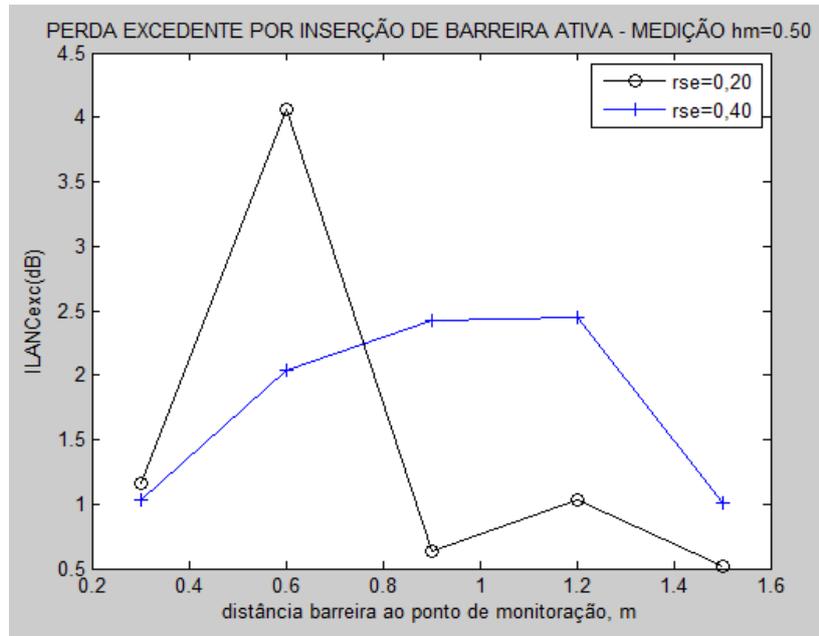
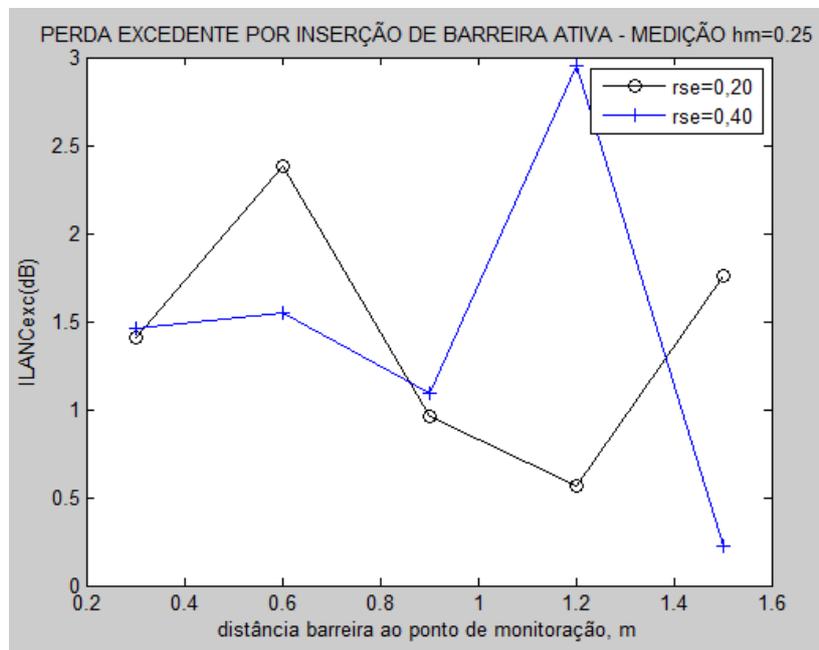


Figura 8.18: perdas excedentes por inserção de barreira ativa, em experimento, nos 10 pontos de monitoração com $r_{se} = 0,4$ m.

A figura 8.19a mostra as perdas excedentes por inserção de barreira ativa obtidas no experimento nos pontos a 0,5 m de altura. Vê-se que com r_{se} igual a 0,4 m o resultado geral foi melhor, confirmando os resultados da simulação. O mesmo fato pode ser observado nas perdas excedentes nos pontos de monitoração a 0,25 m de altura (figura 8.19b).



a)



b)

Figura 8.19: IL_{ANCexc} obtido experimentalmente nos pontos de monitoração, $r_{se} = 0,4$ m apresentou resultados em geral melhores; a) a 0,5 m de altura b) a 0,25 m de altura.

O próximo resultado serviu para avaliar se a barreira passiva estava funcionando, o que é importante pois a barreira ativa é resultado do efeito conjunto do controle ativo e da barreira passiva.

A perda por inserção de barreira passiva IL_p foi obtida através da diferença do L_{eq} sem a barreira no local (após ter sido desmontada) e do L_{eq} medido com a barreira em pé. A fonte secundária foi retirada para estas medições (ver figura 8.20).



Figura 8.20: barreira sem fonte secundária no topo, para medição da perda por inserção de barreira passiva.

A figura 8.21 mostra as perdas por inserção da barreira passiva (IL_p) experimental e a calculada através da equação (5.25), formulação de Kurze e Anderson (1971). Por comparação entre as curvas experimental e teórica, é possível observar que a barreira estava funcionando bem, principalmente para os pontos à 0,25 m de altura, com perdas de 6 a 13 dB. Para os pontos de monitoração à 0,5 de altura, o resultado foi mais baixo, com perdas entre 2 e 8 dB. As diferenças entre a medição e os valores teóricos podem

ser devido às reflexões no piso tendo em vista que a formulação de Kurze e Anderson (1971) não considera reflexões.

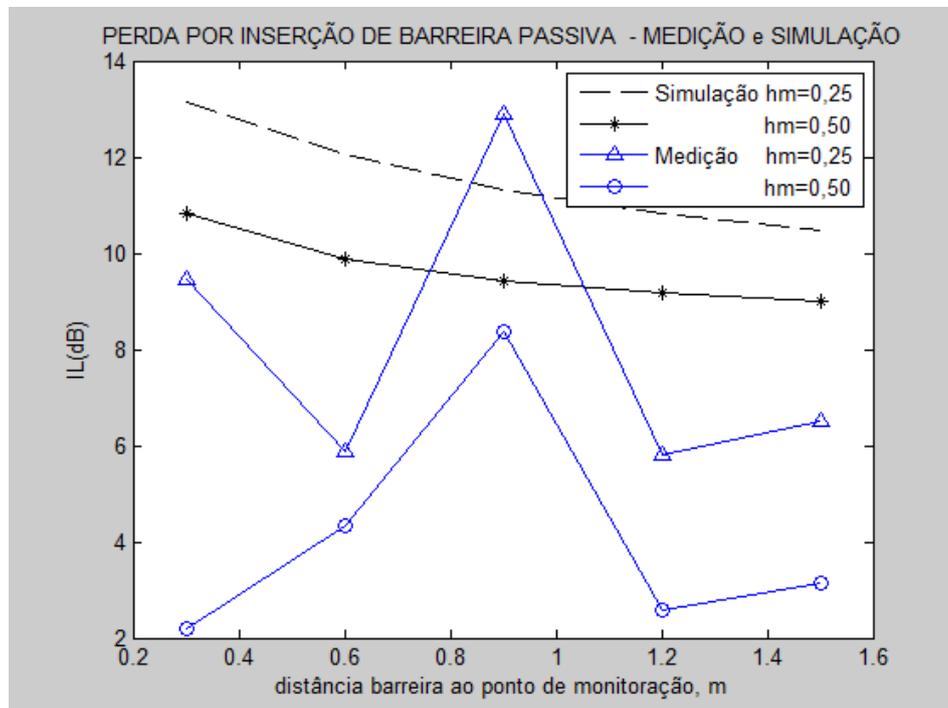


Figura 8.21: perda por inserção da barreira passiva (IL_p) obtida experimentalmente, e calculada através da formulação de Kurze e Anderson (1971).

Foi observado ainda se o corpo da fonte secundária poderia produzir alguma região de sombra significativa, considerando que a fonte secundária era relativamente grande fisicamente. A influência das dimensões da fonte secundária foi avaliada através da diferença (ΔIL):

$$\Delta IL = IL_{p(sfonte)} - IL_{p(cfonte)} \quad (8.6)$$

onde $IL_{p(sfonte)}$ é a perda por inserção de barreira passiva sem a fonte secundária no topo da barreira e $IL_{p(cfonte)}$ é a perda por inserção de barreira passiva com a fonte secundária no topo, sendo:

$$IL_{p(cfonte)} = L_{eqsem\ barreira} - L_{eqcontrole\ ativo\ desligado} \quad (8.7)$$

$$IL_{p(sfonte)} = IL_p \quad (8.8)$$

O $L_{eqsem\ barreira}$ foi medido com a barreira desmontada e o $L_{eqcontrole\ ativo\ desligado}$ foi medido com o controle ativo desligado, porém com a fonte secundária no topo da barreira.

A perda por inserção de barreira passiva com a fonte secundária no topo é mostrada na figura. 8.22.

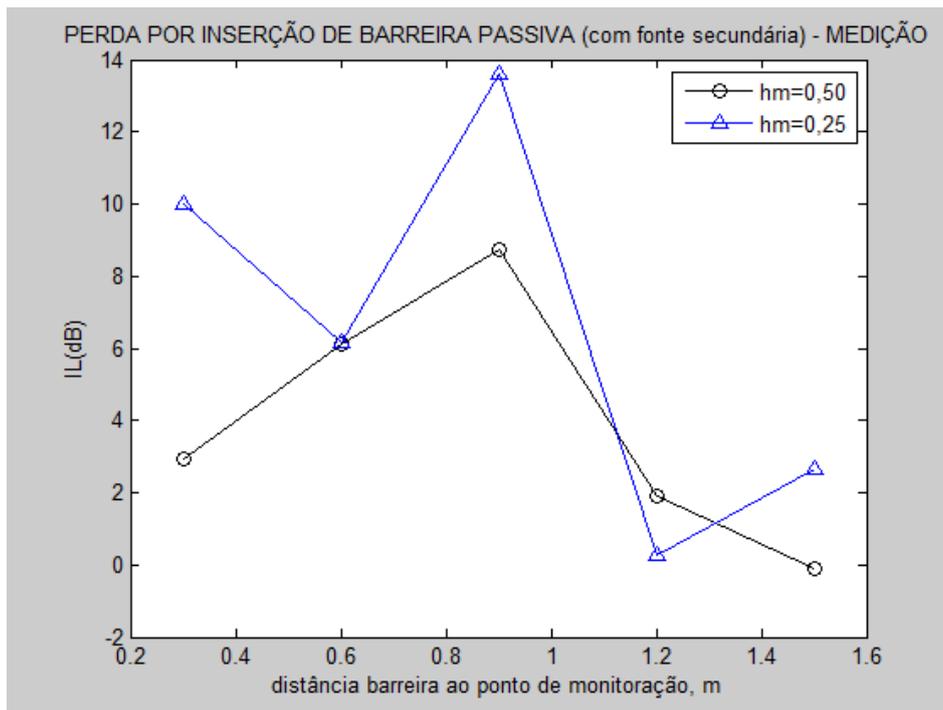


Figura 8.22: perda por inserção da barreira passiva com a fonte secundária (desligada) no topo da barreira $IL_{p(cfonte)}$, obtida experimentalmente.

As diferenças nas perdas por inserção de barreira passiva, sem a fonte secundária e com fonte secundária desligada no topo (ΔIL), são mostradas na figura 8.23. Os resultados são interessantes pois a diferença é positiva e pequena para a maioria dos pontos, porém nos pontos a 1,2 m e 1,5 m de distância da barreira, a diferença é negativa, demonstrando que a fonte secundária contribui para um incremento de energia sonora nestes pontos. Este fato pode ter afetado a qualidade dos resultados nestes pontos. Porém é importante observar que a influência do tamanho da fonte secundária não altera os valores obtidos da perda por inserção excedente, IL_{ANCexc} , nos experimentos, tendo em vista que a perda excedente foi obtida pela diferença entre o

resultado com o controle ativo ligado e com o controle ativo desligado, e nas duas situações, a fonte secundária permaneceu no topo da barreira.

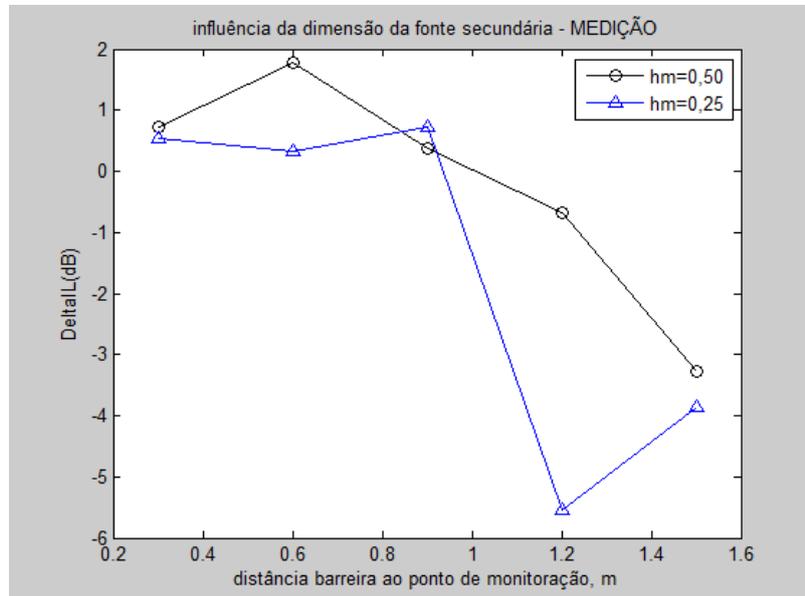


Figura 8.23: diferença entre a perda por inserção de barreira passiva, sem a fonte secundária e com a fonte secundária (ΔIL), mostrando a influência das dimensões da fonte.

As próximas figuras mostram os resultados experimentais e os resultados das simulações feitas na seção 8.1.

A perda excedente por inserção de barreira ativa obtida no experimento, e IL_{ANCexc} obtida na simulação, são mostradas na figura 8.24 com $r_{se} = 0,2$ m, e na figura 8.25 com $r_{se} = 0,4$ m. É possível verificar que as perdas por inserção extras experimentais, nos pontos a 0,5 de altura foram maiores do que a 0,25 m de altura, como na simulação. Este fato demonstra a absorção proporcionada pela fonte secundária, pois neste caso os pontos estão mais próximos da fonte secundária.

Os pontos a 0,3 m de distância da barreira apresentaram um resultado ruim, diferentemente do teórico. É possível ainda verificar na figura 8.24 que resultados experimentais com $r_{se} = 0,2$ se aproximaram mais dos resultados da simulação.

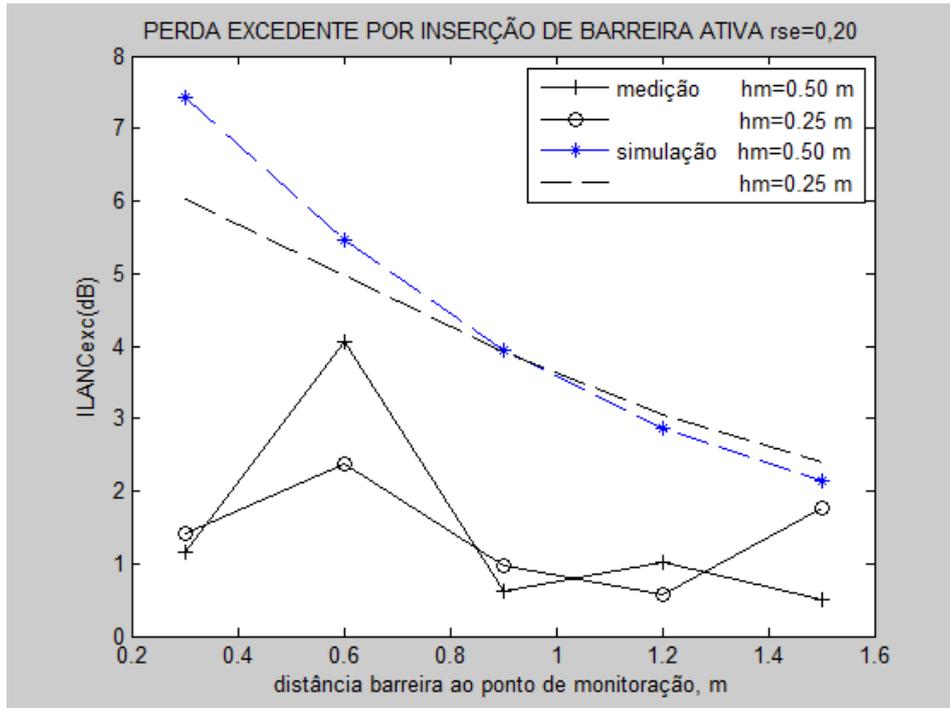


Figura 8.24: Perdas por inserção IL_{ANCexc} obtidas através do experimento e de simulação com $r_{se} = 0,2$ m.

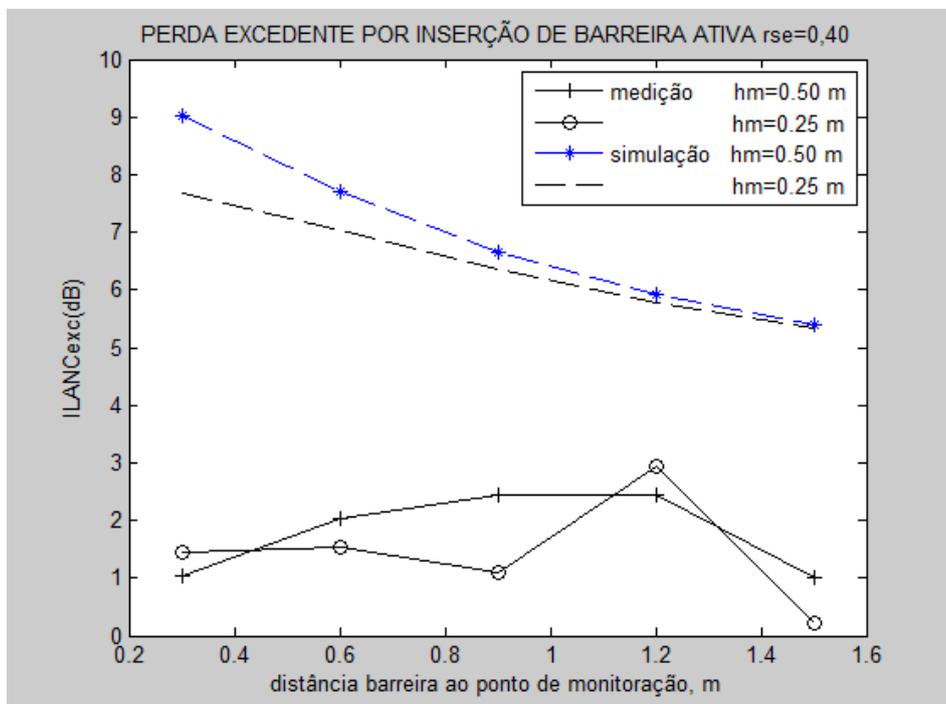


Figura 8.25: Perdas por inserção IL_{ANCexc} obtidas através do experimento e de simulação com $r_{se} = 0,4$ m.

Como a placa NI input do computador utilizada pelo Signal Express estava com apenas um canal utilizável, foi necessário fazer as medições ponto a ponto, com um único microfone, o que tornou processo de medição mais demorado e cansativo. Acredita-se que os resultados teriam ficado mais homogêneos, caso as medições fossem obtidas todas em um mesmo momento.

De maneira geral, os resultados experimentais apresentaram valores aquém do esperado teoricamente, o que pode ser atribuído em parte às restrições experimentais descritas anteriormente.

A utilização do controle ativo de ruído para aumentar virtualmente a altura da barreira, foi verificada a seguir.

A perda por inserção de barreira passiva calculada (IL_{BP}) apresentou os valores em dB nos pontos de monitoração 1 a 10, mostrados na tabela 8.1:

Tabela 8.1: perdas por inserção de barreira passiva calculadas.

	Pontos de monitoração				
Pontos a 0,25 m de altura	PONTO 1	PONTO 2	PONTO 3	PONTO 4	PONTO 5
IL_{BP} (dB)	13,1	12,0	11,3	10,8	10,5
Pontos a 0,50m de altura	PONTO 6	PONTO 7	PONTO 8	PONTO 9	PONTO 10
IL_{BP} (dB)	10,8	9,9	9,4	9,2	9,0

Na simulação, as maiores perdas excedentes por inserção de barreira ativa foram $IL_{ANCexc} = 7,8$ dB no ponto 1 e $IL_{ANCexc} = 9$ dB no ponto 6. Tomando os pontos de monitoração 1 e 6, considerando a barreira passiva e o controle ativo de ruído, a nova perda por inserção seria igual a:

Ponto 1: $IL_{BP} + IL_{ANCexc} = 13,1 + 7,8 = 20,9$ dB

Ponto 6: $IL_{BP} + IL_{ANCexc} = 10,8 + 9 = 19,8$ dB

Fazendo os cálculos por tentativas no MATLAB, mantendo-se as outras condições iguais, seria necessário um aumento de 2,5 vezes a altura da barreira passiva para se obter aproximadamente estas novas perdas por inserção de barreira passiva.

Nos experimentos, a maior perda excedente por inserção de barreira foi de $IL_{ANCexc} = 3$ dB no ponto 4 e $IL_{ANCexc} = 4$ dB no ponto 7. Então:

Ponto 4: $IL_{BP} + IL_{ANCexc} = 10,8 + 3 = 13,8$ dB

Ponto 7: $IL_{BP} + IL_{ANCexc} = 9,9 + 4 = 13,9$ dB

Neste caso, mantendo-se as outras condições iguais, seria necessário um aumento de 40% na altura da barreira passiva para se obter aproximadamente estas novas perdas por inserção de barreira passiva.

Por fim é apresentado o segundo experimento com a barreira ativa. Neste experimento foi avaliada a perda por inserção excedente através de medição, em mais duas 2 fileiras de pontos laterais, localizados a 0,41 m de distância do plano da fonte secundária e microfone de erro (ver figura 8.26).

A medição dos novos pontos de monitoração seguiu a mesma metodologia do experimento anterior. Todos os pontos estão localizados à 0,5 m de altura e foi utilizada a distância entre o microfone de erro e a fonte secundária $r_{se} = 0,4$ m.

A figura 8.26 mostra as perdas extras por inserção de barreira ativa IL_{ANCexc} , em dB, nos novos pontos.

Os resultados indicam que as perdas por inserção de barreira ativa não se deveram exclusivamente à sombra proporcionada pelas dimensões físicas da fonte secundária.

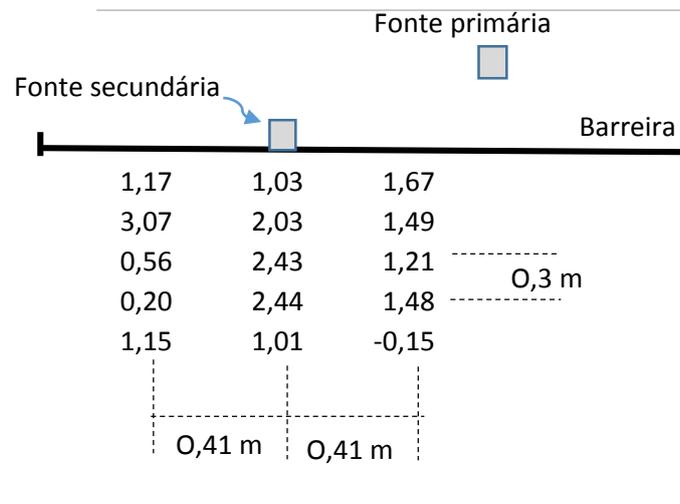


Figura 8.26: perdas excedentes por inserção de barreira ativa em dB, obtidas no segundo experimento, com medição em mais 10 pontos de monitoração laterais.

Capítulo 9

CONCLUSÃO

Os experimentos foram realizados em laboratório, num ambiente fechado e então, com algumas reflexões, pois foram testes que tiveram o intuito de verificar a implementação dos métodos de controle por alimentação direta e realimentação. Sendo o laboratório um ambiente não muito controlado, não foi feito estudo de erro, pois as condições utilizadas nos testes não eram as condições que seriam possíveis em campo livre ou em uma câmara anecóica.

Foi implementado o controle ativo de ruído por filtragem adaptativa em condições aproximando o campo livre e os aspectos que influenciam no controle, como os parâmetros do filtro adaptativo, a frequência de amostragem, instabilidades do sistema e o compromisso entre qualidade da adaptação e convergência foram estudados de forma a possibilitar o funcionamento do sistema. Também foi desenvolvido um algoritmo para a técnica da realimentação no software MATLAB, que foi transposto para o LabVIEW.

A implementação dos sistemas de controle ativo de ruído por alimentação direta e por realimentação foram bem sucedidos e possibilitaram a comparação entre as técnicas. Comparando as atenuações obtidas no microfone de erro com a técnica da alimentação direta, da realimentação e da alimentação direta com adição de um ruído branco, os melhores resultados com tons puros foram alcançados com a técnica da realimentação.

Os experimentos com ruídos de helicóptero gravados, mostraram a necessidade de comprimento de filtro pequeno e baixa frequência de amostragem devido a componente impulsiva do ruído. Foi proposta a adição de ruído branco, na técnica da alimentação direta e foi mostrado através de experimentos a viabilidade da proposta.

Os resultados demonstram que as técnicas implementadas são capazes de reduzir o ruído de helicóptero, mas de forma menos eficaz do que com tons puros. Comparando

as técnicas para o ruído de helicóptero, a alimentação direta com adição de um ruído branco obteve os melhores resultados, com reduções de 6 dB em média e reduções significativas de 11dB em 1050 Hz, 13 dB em 1850 Hz e 25 dB em 1900 Hz. Por alimentação direta as reduções foram em média de 3 dB, com o valor mais significativo de 7 dB. O uso da técnica da realimentação, resultou em atenuação maior do que a alimentação direta, com reduções ao longo de quase todo o espectro observado, com média de 3 dB de atenuação, com valor mais significativo de 6 dB.

Na segunda etapa do trabalho, foi desenvolvida uma formulação para o controle ativo de ruído em barreira acústica, que possibilitou calcular a perda excedente por inserção de barreira ativa. Foi montado um experimento com uma barreira passiva, uma fonte e microfones primários, uma fonte secundária, um microfone de erro e 10 pontos de monitoração. Nos experimentos com o controle ativo de ruído e a barreira, os testes também foram realizados no laboratório, pois não foi possível o acesso a uma câmara anecóica, o que pode ter contribuído para que os resultados fossem aquém do previsto teoricamente. Outros fatores limitaram o desempenho desta fase experimental, como a baixa altura da barreira construída, 0,875 m, que limitou a possibilidade de maior afastamento entre fonte e receptor. Não foi possível colocar a fonte primária e a fonte secundária num mesmo plano devido aos problemas de realimentação ocasionados pela proximidade entre as fontes. A altura da barreira também fez com que fosse necessário utilizar uma frequência maior do que 300 Hz.

Porém, o desempenho experimental da barreira ativa apesar de ter sido menor do que o previsto em simulação, pode ser considerado significativo se for observado que, mantendo-se iguais todas as outras condições do experimento, seria necessário um aumento de 40% na altura da barreira passiva para obter uma perda extra por inserção de barreira passiva de 4 dB.

Os 10 pontos de monitoração foram distribuídos, na região de sombra da barreira, em duas fileiras sobrepostas, respectivamente a 0,25 m de altura e a 0,5 m de altura do piso. Em um segundo experimento com a barreira ativa e os mesmos equipamentos, foram adicionados mais 10 pontos de monitoração laterais.

O posicionamento da fonte secundária e do microfone de erro foi estabelecido considerando a teoria geométrica da difração, de forma que a fonte secundária absorva energia sonora no topo da barreira, reduzindo a amplitude do campo na região da borda. Desta forma a fonte secundária foi posicionada no topo, na borda de difração, voltada para a região de sombra da barreira e o microfone de erro foi localizado após a fonte secundária, em seu campo próximo. Através dos experimentos

foi possível observar que os pontos de monitoração a 0,5m de altura obtiveram maiores perdas por inserção, mesmo em pontos mais afastados da barreira. Estes pontos, apesar de estarem menos protegidos pela barreira passiva, apresentaram melhores resultados devido ao fato de estarem mais próximos à fonte secundária, do que os pontos a 0,25 m de altura, indicando a absorção da fonte secundária.

Foi observado, nas simulações, que os resultados vão se tornando melhores à medida que o microfone de erro se afasta da fonte secundária, atingindo o melhor resultado com a distância de 0,4 m da fonte secundária. Em 0,8 m, o resultado se deteriora, confirmando que o sensoriamento de campo próximo é o mais indicado, pois neste último caso, o microfone de erro já estaria se afastando do campo próximo da fonte secundária. Em experimento foi confirmado que a distância de 0,4 m entre o microfone de erro e a fonte secundária, comparativamente a distância de 0,2 m, obteve o melhor resultado.

O segundo experimento com a barreira ativa mostrou que as perdas por inserção de barreira ativa não se deveram exclusivamente à sombra proporcionada pelas dimensões físicas da fonte secundária, pois houve atenuação em 10 pontos laterais ao plano da fonte secundária e microfone de erro.

Propõe-se, como estudo futuro, que os experimentos com os algoritmos implementados sejam realizados em um ambiente controlado (câmara anecóica ou campo livre) e que seja feito um estudo de erro nos experimentos.

Os experimentos e a simulação mostraram que a associação entre barreira e controle ativo de ruído possibilita aumentar a eficiência da barreira passiva sem aumentar sua altura. E, desta forma, apesar de serem necessários mais estudos e experimentos, mostrou-se viável interpor a barreira ativa entre áreas mais sensíveis e a pista de um heliponto, tendo em vista que o controle ativo possibilita tornar a barreira passiva mais baixa, com menores custos com estrutura e fundação e com menor impacto visual, sendo esse último aspecto importante em áreas urbanas. Pode também ser objeto de estudo futuro sua implantação em testes de motores no solo em aeroportos, e em indústrias.

Como outros trabalhos futuros, que possam dar continuidade ao trabalho, sugere-se ainda:

- ✓ Experimentos com a barreira ativa e a técnica da realimentação, que se mostra promissora por utilizar apenas um microfone e por apresentar bons resultados em campo livre.

- ✓ Experimentos com a barreira ativa e os ruídos de helicóptero com a alimentação direta com adição de um ruído branco;
- ✓ Experimentos de controle de ruídos de helicóptero, considerando o tipo de aeronave;
- ✓ Testes com diferentes ruídos e a alimentação direta com adição de ruído branco.
- ✓ Experimentos com outros algoritmos.

Capítulo 10

REFERÊNCIAS

ABRAPHE, “Estudo da Abraphe Confirma São Paulo como a Capital Mundial do Helicóptero”, disponível em <http://www.abraphe.org.br/noticias/estudo-da-abraphe-confirma-sao-paulo-como-capital-mundial-do-helicoptero>, último acesso em 19/01/2015.

ANGELINI T. A., NAYROLE, B, J. P, JESSEL, M. J., CANÉVET, G., MANGIANTE, G. A. CARBONE, B., 1979, *Active Acoustic Sound Absorber Device*, United States Patent, n. 4.177.874, Dec. 11, 1979.

BERANEK, 1988, *Noise and Vibration Control, Revised Edition*, Institute of Noise Control Engineering, Washington DC USA.

BERKHOFF, A. P., 2005, “Control Strategies for Active Noise Barriers Using Near-field Error Sensing”, *J. Acoust. Soc. Am.* v. 118, n. 3, pp. 1469-1479.

BONITO, J. G., ELLIOTT, S. J., BONILHA, M., 1997, “Active Cancellation of Pressure at a Point in a Pure Tone Diffracted Diffuse Sound Field”, *Journal of Sound and Vibration* v. 201, n.1, pp. 43 -65.

BOOT J., 2004, *Active Noise Control of an Acoustic Duct Using Feedback Control*. Report number N.42, San Diego, USA, February, 20.

BURIÁN, B. L. FUCHS P, GRUHLE.G. 2003, *Active Noise Control in Acoustic Duct*, Department of Radio Electronics, Bratislava, Slovak Republic, Mechatronik und Mikrosystemtechnik, University of Applied Sciences, Fachhochschule Heilbronn.

CARTER, SITEL, C.G., ROURE, A., PINHÈDE, A., MAILLARD, C., 2010, "Amélioration de La Performance Acoustique d'une Demi-cloison par Contrôle Actif", *10ème Congrès Français d'Acoustique*, Lyon, 12-16 Avril.

CARVALHO, L. A. DE, 2010, *Ferramentas de Auxílio à Aplicação da Abordagem Equilibrada em Aeroportos Brasileiros*, Dissertação de Mestrado, Programa de Engenharia Mecânica, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

CHEN, W., PU, H., QIU, C., 2010, "A Compound Secondary Source for Active Noise Radiation Control", *Applied Acoustics*, v. 71, pp. 101-106.

DE BREE, H-E. VAN DER EERDEN, VAN HONSCHOTEN, J.W., 2000, *A Novel Technique for Measuring the Reflection Coefficient of Sound Absorbing Materials*, Dep. of Electrical Eng., Dep. of Mechanical Eng., University of Twente, The Netherlands.

DINIZ, P. S. R., 2008, *Adaptive Filtering, Algorithms and Practical Implementation*, Springer, New York, USA.

DINIZ, P. S. R., SILVA, E. A. B., NETTO, S. L., 2004, *Processamento Digital de Sinais Projeto e Análise de Sistemas*, Artmed Editora S. A. Porto Alegre RS. Brasil

DOWLING A. P., WILLIAMS, J. E. F, 1989, *Sound and Sources of Sound*, Ellis Horwood Limited, England.

DUHAMEL, D., 1995, "Efficient Calculation of the Three-Dimensional Sound Pressure Field Around a Noise Barriers". *J. Sound and Vib.*, v. 197, n.5, pp. 547-571.

DUHAMEL, D., *Active Control of Traffic Noise Around Barriers*, Ecole Nationale des Ponts et Chaussées, Ceram, France.

DUHAMEL, D., SERGENT, P., HUA, C., CINTRA, D., 1998, "Measurement of Active Control Efficiency Around Noise Barriers", *Applied Acoustics*, v. 55. n.3, pp. 217-241.

ELLIOTT S. J, JOSEPH P., BULLMORE A. J., NELSON P. A., 1994, "Near Field Zones of Quiet", *Journal of Sound and Vibration*, v. 172, n. 5, pp. 605-627.

FERNANDES, M. A. P., *Controle ativo de ruído em campo livre*, Dissertação de Mestrado, COPPE/UFRJ Rio de Janeiro, out. 2007.

GOUNOT, Y. J.R, 2011, "On the Dimensioning of the "Quiet Zone" Obtained With Simple Active Noise Control Systems in Free Field". *18th International Congress on Sound & Vibration, ISCV18*, Rio de Janeiro, Brasil.

GAMA, A. P., 2012, *Avaliação do Impacto Sonoro do Tráfego de Helicópteros em Áreas Urbanas*. Tese de D.Sc., Programa de Engenharia Mecânica. COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

GUEDES, F. P, 2006, *Controle Ativo de Ruído em Dutos de Ventilação: um Experimento para Aplicação em Unidades Offshore*, Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação de Engenharia Oceânica, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

HAI Helicopter Association International, Disponível em: <http://www.rotor.com/> ultimo acesso: 30/11/2014, 9:30.

HAI - *Fly Neighbourly Guide: Helicopter Association International*, 2004 Disponível em: <https://new.rotor.com/portals/1/Fly%202009.pdf>, ultimo acesso: 30/11/2014, 9:30.

HALL, D.E., 1987, *Basic Acoustics*, Harper e Row, Publishers, New York.

HELENO, T. A., 2010, *Uma Nova Metodologia de Zoneamento Aeroportuário com o Objetivo de Reduzir o Encroachment e os Efeitos Adversos do Ruído*, Dissertação de mestrado, Programa de Engenharia Mecânica, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

HÖFINGER M., LCONTE P., 2003, *Development of an Active Flap Rotor Model*, Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V. (DLR), Institut für Flugsystemtechnik, Germany, Office National d'Étude et de Recherche Aérospatiale (ONERA), Centre de Châtillon, France.

HU, J., LIN, J-F., 2000, "Feedforward Active Noise Controller Design in Ducts Without Independent Noise Source Measurements", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, V. 8, n. 3, May.

JACKLIN, S. A., BLAAS, A. TEVES, D. KUBE, R., 1995, "Reduction of Helicopter BVI Noise, Vibration and Power Consumption Through Individual Blade Control", *American Helicopter Society 51st Annual Forum, Fort Worth, TX, May 9-11*, American Helicopter Society, Inc.

JIPING Z. H., 2010, *Investigations on coherence of active control of traffic noise transmission through an open window into a rectangular room in high-rise buildings*, Zhejiang Research and Design Institute of Environmental Protection, Hangzhou 310007, China.

JIRICEK, O., 2005, *Principles and Perspectives of Active Noise Control*, Czech Technical University in Prague, Faculty of Electrical Engineering.

JOSEPH P., ELLIOTT S. J., NELSON, P. A., 1988, "Active Cancellation at a Point in a Pure Tone Diffuse Sound Field", *Journal of Sound and Vibration*, v. 120, n. 1, pp. 183-189.

JOSEPH P, ELLIOTT S. J., NELSON, P. A. 1994, "Statistical aspects of active control in harmonic enclosed sound fields", *Journal of Sound and Vibration*, v. 172, n. 5, pp. 629-655.

JOSEPH, P., ELLIOTT, S. J., NELSON, P.A, 1994. "Near field Zones of Quiet", *Journal of Sound and Vibration*, v. 172, n.5, pp. 605-627.

KELLER, J. B., 1962, "Geometrical Theory of Diffraction", *Journal of the Optical Society of America*, V.32, n.2.

KUMAR, P. B. S., RANGANATH, G.S., 1991, "Geometrical Theory of Diffraction", *Pramana - J. Phys.*, V. 37, n. 6 (December), pp. 457--488. Printed in India.

KUO, S. M., *Active Noise Control Systems with the TMS320 Family*. Department of Electrical Engineering, Northern Illinois University.

KUO, S.M., PANAH, CHUNG, M. HORNER, NADESK M., CHYAN, J., *Design of acoustic noise Control System with the TMS320 Family*, Application Report, Texas Instruments.

KUO, S. M., MORGAN, D. R., 1999, "Active Noise Control: A Tutorial Review", *Proceedings of the IEEE*, v. 87, n. 6, pp. 943- 973, June.

KUO, S. M., KONG, X., WOON, S. G., 2003, "Applications of Adaptive Feedback Active Noise Control System", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 11, n. 2, pp. 216- 220, March.

KURZE, U. J., ANDERSON, G. S., 1971, "Sound Attenuation by Barriers", *Applied Acoustics* v.4, pp. 35-53.

LABVIEW, 2001, *Manual de treinamento do LabVIEW TM Básico I Curso do software - versão 6.0*, Edição de novembro de 2001, Código do manual 322682A-01

LESSA, E. M., 2010, *Controle Ativo de Ruído em Dutos de Ventilação em Navios e Plataformas OFFSHORE*, Projeto de Formatura do Curso de Engenharia de Controle e Automação, Escola Politécnica da UFRJ.

LEVERTON, J. W., TAYLOR, F.W., 1966, "Helicopter Blade Slap", *Journal Sound Vibration*, v.3 n.3, pp. 345-357.

LEVERTON, J. W., 1975, "Helicopter Noise: can it be Adequately Rated?", *Journal of Sound and Vibration*, v. 43, n.2, pp. 351-361.

LIPPERT, W., K., R., 1954, "The Measurement of Sound Reflection and Transmission at a right Angled Bends in Rectangular Tubes", *Acustica*, v. 4, pp 313-319.

MACENA, C., 2011 *Cartilha da Lei que Regula Helipontos e Heliportos*. Disponível em: <http://www.slideshare.net/chicomacena/cartilha-da-lei-que-regula-helipontos-e-heliportos>, último acesso em: 29 nov. 2014, 16:09.

MATLAB 7.4.0, 2007, Signal Processing Toolbox - Magnitude squared coherence.

MORAIS, L. R. DE, 2008, *Estudo de Barreiras Acústicas no Controle do Ruído Aeroportuário*, Tese, D.Sc., Engenharia Mecânica, COPPE /UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

MUNN, J.M., 2003, *Virtual Sensors for Active Noise Control*, submitted for Ph.D. in Mechanical Engineering on the 17 Jul, Department of Mechanical Engineering, The University of Adelaide, Australia.

NELSON, P.A., ELLIOT, S. J. 1992. *Active Control of Sound*, Academic Press Limited, London.

NIU, F., ZOU, H., QIU, X., WU, M, 2007, "Error Sensor Location Optimization for Active Soft Edge Noise Barrier", *Journal of Sound and Vibration*, v. 299, pp. 409-417.

NUNES, R. F., 1999, *Um Estudo do Controle Ativo de Ruído em Dutos usando o Algoritmo do Mínimo Erro Médio Quadrático com Referência Filtrada*, Dissertação de Mestrado em Engenharia Mecânica da Universidade Estadual de Campinas, S. P.

OKUBO, T., FUJIWARA, K., 1998, "Efficiency of a Noise Barrier on the Ground with Acoustically soft cylindrical edge", *Journal of Sound and Vibration*, v. 216, n.5, pp. 771-790.

OMOTO, A. MORIE, D., FUJIWARA, 2002, "Behavior of Adaptive Algorithms in Active Noise Control Systems with Moving Noise Sources", *Acoust. Sci & Tech*, v. 23, n.2, pp. 84-89.

PAGNEAUX, V., AMIR, N., KERGOMARD, J., 1996, "A Study of Wave Propagation in Varyng Cross-section Waveguides by modal Decomposition. Part I. Theory and Validation", *Journal of Acoustical Society of America*, v. 100, n.4 (pt 1), pp 2034-2048.

PAGNEAUX, V., FÉLIX, S., J., 2001, "Sound Propagation in Rigid Bends: A muldimodal Approach", *Journal of Acoustical Society of America*, v. 110, n.3 (pt 1), pp 1329-1337.

PETRAGLIA, A., PETRAGLIA, M. R., 2008, *Notas de Aula Coe 714 – Filtros Digitais*, Programa de Engenharia Elétrica – COPPE/UFRJ.

PIERCE, A. D., 1974, "Diffraction of Sound Around Corners and Over Wide Barriers", *Journal of the Acoustical Society of America*, v. 55, May, pp 941-955.

RAFAELY, B. 2001, "Zones of Quiet in a Broadband Diffuse Sound Field", *Journal of the Acoustical Society of America*, V.110, n. 1, July.

RODRIGUES, N. 2008, *Impacto do Ruído Aeroportuário Decorrente do Incremento de Atividade off shore*, Dissertação de mestrado, Programa de Engenharia Civil, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

ROMEU, J. JIMÉNEZ S., CAPDEVILA R., AND DIAZ N., 2002, "Reduction of Noise Transmission Through an Aperture Using Active Feedforward Noise Control", *Journal of the Acoustical Society of America*, October, V. 111, n. 1 pp. 41-44.

SAMEJIMA, T., YAMAMOTO, D., 2001, "Active Control of a Sound Field with a State Feedback Electro-acoustic Transducer", *Acoustic. Sci. e Tech.*, v. 22, n. 2.

SHONO, Y. YOSHIDA, Y., YAMAMOTO, K., 1994, "Noise Reducer Development of Noise Abatement Devices Applied at the top of Highway Noise Barriers", *Journal of Construction Management and Engineers*, Japan Society of Civil Engineers, 12 VI.251.

SHUICHI, A., OGAWA, M., TAKAHASHI, A., Sano, H., 2001, "Feedback Active Noise Control System Based on H^∞ Control", *Acoustical Letter, Acoust. Sci. & Tech.*, v. 22, n. 1.

SOMEK, B., DADIC, M., MALETIC, M., 2001, *Active Noise Control in Ducts*, *Automatika* v.42 (2001) 1-2, 5-12, Croatia.

TANG, S. K., CHENG, J. S. F., 1998, "On the application of active noise control in an open end rectangular duct with and without flow", *Applied Acoustics*, V. 53, n.1-3 (January-March), pp. 193-210.

TERIA PROJECT, 2006, *Territorial Insert of Airport Report*, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Centre Technique et Scientifique du Batiment - Universitat Politecnica de Catalunya - Politecnico di Milano - Centre National de la Recherche Scientifique - Consiglio Nazionale delle Ricerche - Istituto per le Tecnologie della Costruzione, Ministero delle Infrastrutture e dei Trasporti Dipartimento per la Navigazione e il Trasporto marittimo e aereo Ente nazionale per l'Aviazione Civile ENAC.

WIDROW, B., LEHR, M., BEUAFAYS, F., WAN, E., BILELLO, M., *Adaptive Signal Processing*, Stanford University Department of Electrical Engineering, Stanford, USA.

WIDROW, B., MC.COOL, J. M., LARIMORI, M. G., JOHNON R. J., 1976, "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter", *Proceedings of the IEEE*, v. 64, n.8, August.

YANG, J. GAN, W. S., 2001," On the Actively Controlled Noise Barrier", *Journal of Sound and Vibration*, v. 240, n.3, pp.592-597.

YANG, Z., 2004, "Active Noise Control for a One-dimensional Acoustic Duct Using Feedback Control Techniques: Modelling and Simulation", *WSEAS Transactions on Systems*. p. 46-54.

ZOU, H., LU, J., QIU X., 2010, "The Active Noise Barrier With Decentralized Feedforward Control System", *17th International Congress on Sound & Vibration, ISCV11*, Cairo, Egito, pp.1-8.

APÊNDICE A

Simulação, cálculos - desenvolvido no MATLAB

```

%cálculo da perda por inserção de barreira ativa de ruído
%cálculo da perda extra por inserção do controle ativo
%origem do sistema coordenadas centro do alto-falante primário (hp=0.14)
clear
f=330;
w=f*2*pi;
c=343;
k=w/c;
lambda=c/f;
dss=0.25; %diferença de altura entre as filas de microfones de monitoração
xm0=0.3; % distância do primeiro microfone de monit. à barreira
hb=0.875; % altura da barreira
hp=0.14;
hs=0.1; % altura do centro do alto-falante secundário
hm=0.25; % altura da primeira fila de microfones de monitoração
xs=1.91; % coordenada x da fonte secundária
ys=0;
xerro=[0.4];
qp=1;
%cálculo dos pontos de monitoração
for m=1:2
    for n=1:5
        xm(n)=xs+n*xm0;
        ym=0;
        zm(m,n)=hm-hp+m*dss-dss;
        zs=hb-hp+hs;
        a=xm(n)-xs;

        b=ym-ys;
        c=zm(m)-zs;
        zd=hb-hp;
        cd=zm(m)-zd;
        a2=a.^2;
        b2=b.^2;
        c2=c.^2;
        cd2=cd.^2;
        rsm(m,n)=sqrt(a2+b2+c2); % dist fonte secund ao mic monit
        rsd(m,n)=sqrt(a2+b2+cd2); %B dist barreira ao mic monit
        %rpe=sqrt((xs+xerro).^2+(b).^2+(zd+hs).^2); %dist fonte primaria ao erro sem barr
        rpm(m,n)=sqrt((xm(n)-0)^2+(b).^2+(zm(m,n)^2)); %dist fonte primaria ao monit sem barr
        re=xerro; %dist fonte secund ao mic erro
        b1(n)=n*dss;
        m1(m)=m*xm0;
        ze=hb-hp+hs;
        xe=xm(n)-xerro;
        zm2(m,n)=hm+m*dss-dss;
        ze2=hb+hs;
        rem(m,n)=(zm2(m,n)-ze2)^2+(xm(n)-xe)^2;
    end
end

```

```

end
end
A1=sqrt(xs^2+(hb-hp)^2);
%impedância fonte primaria-mic erro
Zpe=(i*w*exp(-i*k*(A1+re)))/(4*pi*(A1+re));

%impedância fonte primaria mic monitoração, percurso sobre barreira
Zpm=(i*w*exp(-i*k.*(A1+rds)))/(4*pi.*(A1+rds));
%impedância fonte secundaria mic erro
Zse=(i*w*exp(-i*k.*re))/(4*pi.*re);
ppm=Zpm.*qp;
ppe=Zpe.*qp;

%vazao masssica otima fonte secundária
qso=-inv(Zse*Zse)*Zse.*Zpe.*qp;

%repetir todos os valores de qso na dimensão(m,n)
ps=ones(m,n).*(Zse.*qso);
%pressão total em m
psm=(1./rsm).*(ps).*exp(-i*k.*rsm);

pm=ppm+psm;
px=ppe+ps;

%perda por inserção controle ativo
ILANC=20*log10(abs(pm./ppm))
ILANCerro=20*log10(abs(px./ppe));

%perda por inserção barreira passiva KURZE
xm1=[xm;xm];
d=sqrt((zm).^2+xm1.^2);
A=sqrt(xs^2+(hb-hp)^2);
B=rds;
lambda=343/f;
Nfresn=(2/lambda).*(A+B-d);
if Nfresn >=-0.2;

    'zona de sombra'
    ILBP=20*log10((sqrt(2*pi.*Nfresn))/(tanh(sqrt(2*pi.*Nfresn))))+5
    ILBA=ILBP+ILANC
else
    'zonailuminada';
    ILBP=0
    ILBA=ILBP+ILANC;
end

%zona de transição
xr=xm-xs;
zs=hb-hp;
zr1=hb-(zm2(1,:));
zr2=hb-(zm2(2,:));

zrr1=zr1+abs((xr./xs)).*zs;
zrr2=zr2+abs((xr./xs)).*zs;
if zrr1<0
    'zona de transição'
else
    'zona de sombra'
end
end

```

```

if zrr2<0
    'zona de transição'
    ILBP=5
else
    'zona de sombra'
end

n=0.3:0.3:1.5;
plot(n,ILBA (1,:), 'b-o', n, ILBA(2,:), 'B-+', n, ILBP (1,:), 'b--', n, ILBP(2,:), 'B--^');
xlabel('distância entre barreira e ponto de monitoração (m)');
ylabel('IL(dB)');
Title('PERDA POR INSERÇÃO DE BARREIRA rse=0.80 m')
legend('ATIVA   hm=0.50 m',          hm=0.25 m', 'PASSIVA hm=0.50 m',          hm=0.25
m');

```

.....

APÊNDICE B

Medições nos pontos de monitoração com o software Signal Express, experimentos com a barreira ativa de ruído.

mic erro 40 cm / 25 altura			
	desligado	ligado	llexc
30	73,0576184	71,60086	1,4567596
60	78,9041709	77,36023	1,5439408
90	71,4734173	70,38455	1,0888672
120	78,9041709	75,95451	2,949662
150	75,5178635	75,29694	0,2209222

Desligado			ligado						
72,215885	78,84716	72,012281	78,84716	75,295116	70,269114	76,736333	70,960547	75,745043	75,223044
72,495383	78,837412	72,157521	78,837412	75,431467	70,058757	77,396868	71,713642	75,825991	75,295056
72,748689	78,885856	72,108407	78,885856	75,439655	70,827348	77,288263	71,005552	75,870902	75,271496
73,01642	78,896068	71,558374	78,896068	75,478124	70,803083	77,313812	70,498249	75,939123	75,26117
73,074036	78,961015	71,5476	78,961015	75,398073	71,429442	77,425225	70,218172	75,980563	75,265825
73,373261	78,91493	71,536364	78,91493	75,443747	71,341882	77,457005	70,313258	75,963002	75,276332
73,490394	78,917994	71,516709	78,917994	75,466118	71,407596	77,445059	70,260226	75,963197	75,275793
73,454211	78,932284	71,536351	78,932284	75,486601	71,463508	77,426696	70,301301	75,970206	75,281578
73,335119	78,943047	71,666119	78,943047	75,520413	71,361978	77,405846	70,4472	75,954847	75,249
73,207025	78,923836	71,52395	78,923836	75,535899	71,464177	77,417242	70,481835	75,913195	75,267839
73,155719	78,937275	71,470504	78,937275	75,514027	71,449347	77,403457	70,437529	75,896664	75,26954
73,239122	78,946234	71,492559	78,946234	75,477009	71,395644	77,413453	70,349574	75,915071	75,292167
73,258156	78,946045	71,492841	78,946045	75,455679	71,564676	77,415574	70,291583	75,950364	75,320823
73,250661	78,926856	71,503098	78,926856	75,478636	71,622795	77,396674	70,260083	75,955036	75,331954
73,176234	78,9183	71,490986	78,9183	75,460607	71,618995	77,369578	70,207106	75,955158	75,325111
73,08874	78,906129	71,442922	78,906129	75,498561	71,758195	77,353932	70,18208	75,933759	75,284284
73,068203	78,880451	71,352972	78,880451	75,513499	71,80752	77,36216	70,15821	75,941172	75,285547
73,10242	78,875938	71,272823	78,875938	75,526632	71,973068	77,381334	70,206072	75,965123	75,276893
73,08603	78,879264	71,255999	78,879264	75,543903	72,006381	77,374261	70,21889	75,972522	75,283393
73,036452	78,881272	71,260487	78,881272	75,579007	71,960812	77,390383	70,18985	75,962856	75,295852
73,045268	78,871791	71,289779	78,871791	75,599941	71,945376	77,373727	70,215407	75,973409	75,335171
73,017218	78,869712	71,320684	78,869712	75,602352	71,967783	77,360575	70,187884	75,983004	75,340783
72,991772	78,89125	71,315475	78,89125	75,608232	71,973584	77,35587	70,187402	75,972692	75,322936
72,968585	78,908988	71,274505	78,908988	75,599714	71,98405	77,372063	70,181257	75,998616	75,3143
72,976039	78,909134	71,257452	78,909134	75,579636	71,994877	77,356548	70,156073	76,014245	75,318051
72,956786	78,900505	71,283552	78,900505	75,559367	71,92437	77,358569	70,163536	76,016127	75,310608
72,959152	78,900005	71,300993	78,900005	75,575398	71,878657	77,342754	70,245123	76,015547	75,322698
72,932924	78,896184	71,278552	78,896184	75,597469	71,953511	77,351615	70,366325	76,028719	75,342146
72,904583	78,910312	71,24867	78,910312	75,616484	71,968766	77,35104	70,393727	76,016724	75,329207
72,88884	78,907031	71,225753	78,907031	75,634903	72,037764	77,362375	70,358343	76,030266	75,336517

mic erro 40 cm / 50 altura			
	desligado	ligado	llexc
30	82,36444	81,33431	1,030134
60	77,20612	75,17132	2,034802
90	74,59586	72,16772	2,428141
120	77,98892	75,54535	2,443564
150	79,25016	78,24146	1,0087

ligado

desligado

82,305023	77,416875	74,990253	77,639028	79,190945	81,36656	74,685119	71,947454	75,892936	78,525898
82,361403	77,385988	75,002481	77,917555	79,195095	81,314194	74,841322	72,323167	75,378844	78,412021
82,346812	77,514692	74,982122	77,895539	79,155697	81,356894	74,546679	72,228133	75,513919	78,284669
82,39252	77,471795	74,865641	77,893776	79,236026	81,357308	75,174674	72,369097	75,451952	78,293884
82,395578	77,350102	74,863551	77,902369	79,215303	81,28721	75,189364	72,224832	75,42605	78,24145
82,403563	77,289155	74,769623	77,944424	79,261674	81,275767	75,246812	72,188768	75,516759	78,241537
82,391373	77,230079	74,655193	77,977806	79,280155	81,281631	75,195802	71,951218	75,618772	78,211802
82,381685	77,192824	74,688052	78,020279	79,255864	81,335893	75,273134	71,954843	75,571886	78,188455
82,356077	77,213876	74,648794	78,032221	79,226123	81,332154	75,267603	71,994014	75,54085	78,18998
82,377287	77,16838	74,587909	77,988442	79,248536	81,340545	75,243027	72,062169	75,515477	78,196696
82,366885	77,159374	74,589693	77,976336	79,238413	81,340221	75,188749	72,066288	75,499292	78,210241
82,38279	77,174719	74,578752	77,988441	79,222704	81,334984	75,336733	72,087779	75,469237	78,218957
82,382161	77,160565	74,598513	78,012463	79,241731	81,326774	75,283285	71,995233	75,487645	78,210937
82,373851	77,153	74,597768	78,024158	79,255204	81,334073	75,261997	72,121299	75,492207	78,206692
82,371969	77,145675	74,569834	78,019938	79,249877	81,343762	75,271882	72,21223	75,496331	78,230717
82,373485	77,139634	74,551686	78,04409	79,245338	81,355204	75,24597	72,214965	75,515614	78,231322
82,378386	77,118136	74,54255	78,044806	79,252616	81,345436	75,223381	72,182354	75,534707	78,225665
82,375786	77,098138	74,519378	78,029183	79,264473	81,350842	75,215628	72,181439	75,489354	78,220514
82,371249	77,096801	74,508553	78,041691	79,262501	81,3415	75,205467	72,167261	75,579928	78,228107
82,362413	77,117987	74,482902	78,029027	79,262957	81,335271	75,199882	72,238736	75,601166	78,226621
82,3559	77,127943	74,454552	78,032915	79,26095	81,33363	75,207596	72,276612	75,597452	78,235796
82,349969	77,144338	74,437571	78,040039	79,262275	81,344881	75,220453	72,281261	75,589183	78,236754
82,345846	77,147836	74,442622	78,035416	79,261962	81,338055	75,187771	72,281773	75,580411	78,238016
82,35108	77,149902	74,44907	78,019009	79,262877	81,341107	75,193424	72,248924	75,566824	78,233476
82,351091	77,143235	74,417451	78,012868	79,27135	81,329897	75,203272	72,203374	75,556172	78,223241
82,35136	77,162108	74,405632	78,014802	79,280283	81,329825	75,216684	72,169764	75,558726	78,224973
82,346681	77,162176	74,396785	78,023115	79,286489	81,331849	75,197589	72,195383	75,569573	78,213928
82,343304	77,162733	74,394015	78,022028	79,283336	81,340104	75,189011	72,199635	75,56319	78,209299
82,341498	77,171949	74,372592	78,018051	79,287528	81,34221	75,156583	72,208524	75,58589	78,21247
82,34484	77,172024	74,393275	78,006813	79,283322	81,340079	75,176469	72,213509	75,575202	78,204062

mic erro 20 cm / 50 altura			
	desligado	ligado	llexc
30	82,1107874	80,94742	1,1633667
60	76,6135155	72,55572	4,0577968
90	73,2608683	72,63165	0,6292188
120	77,500165	76,47113	1,0290389
150	77,8388215	77,3243	0,5145225

Desligado

ligado

82,212269	76,059414	72,218517	77,526668	77,732019	80,731664	72,327872	72,705124	76,763381	77,324384
82,160733	76,342797	73,061187	77,637413	77,710938	80,806485	72,632205	72,406357	76,730387	77,309779
82,107272	76,398596	72,968371	77,694891	77,840492	80,809122	72,885388	72,338482	76,652899	77,310935
82,093943	76,603101	73,024064	77,676715	77,857408	80,957948	72,843795	72,37353	76,519157	77,330028
82,140554	76,611645	73,124192	77,585006	77,89874	80,931018	72,772163	72,401301	76,522801	77,303025
82,113099	76,589949	73,283949	77,565989	77,827306	80,968448	72,69578	72,538593	76,452891	77,29867
82,118561	76,540965	73,321292	77,522679	77,80725	80,946854	72,619311	72,620313	76,447797	77,292818
82,111623	76,587806	73,273628	77,516189	77,79868	80,967467	72,443996	72,653907	76,442362	77,296354
82,125124	76,585359	73,300185	77,513386	77,84465	80,961945	72,382525	72,611671	76,465261	77,299639
82,109101	76,613763	73,253739	77,494163	77,820202	80,985922	72,448351	72,593922	76,429454	77,296449
82,114957	76,633156	73,313936	77,475036	77,841116	80,97608	72,538414	72,609395	76,431943	77,31464
82,109785	76,639951	73,361371	77,455726	77,813739	81,012606	72,519929	72,625052	76,404958	77,329388
82,115144	76,637491	73,409525	77,441896	77,835516	80,991295	72,524819	72,641821	76,402534	77,334536
82,110125	76,641813	73,385654	77,475454	77,826969	80,995932	72,464006	72,632582	76,432153	77,33548
82,107231	76,632548	73,354133	77,48825	77,847786	80,965836	72,44718	72,593122	76,443081	77,327467
82,100681	76,689013	73,351872	77,497086	77,864275	80,967779	72,465965	72,578116	76,43433	77,324834
82,103227	76,68881	73,344412	77,487057	77,857354	80,952511	72,4799	72,594364	76,404238	77,316623
82,094822	76,716512	73,3392	77,479951	77,855876	80,966752	72,454295	72,686561	76,390515	77,305674
82,09591	76,735333	73,346297	77,477177	77,87064	80,971533	72,434827	72,717688	76,410715	77,301982
82,102208	76,728313	73,340029	77,465758	77,869042	80,973306	72,480245	72,736404	76,43375	77,308928
82,101951	76,720519	73,309344	77,464408	77,866059	80,963194	72,525614	72,731932	76,447586	77,323508
82,099337	76,705153	73,310752	77,467681	77,866399	80,963607	72,579145	72,719158	76,452001	77,340193
82,096648	76,711479	73,328179	77,462406	77,857245	80,947786	72,625602	72,690158	76,438341	77,338989
82,095836	76,703916	73,333671	77,448806	77,84826	80,954145	72,602832	72,70229	76,443049	77,344373
82,099295	76,687156	73,336108	77,444348	77,849469	80,947554	72,598999	72,702152	76,444041	77,349406
82,09798	76,671588	73,339613	77,435788	77,844637	80,956169	72,584746	72,760736	76,448597	77,355717
82,093347	76,642868	73,347354	77,445156	77,857889	80,961487	72,593871	72,749474	76,462816	77,352011
82,097901	76,618693	73,337562	77,44432	77,84852	80,959817	72,554803	72,732417	76,451877	77,358439
82,096198	76,607893	73,322353	77,454212	77,847017	80,957899	72,554884	72,734528	76,451846	77,355296
82,096814	76,599993	73,330048	77,445654	77,854374	80,958911	72,537378	72,723739	76,45217	77,34801
82,099137	76,587297	73,345054	77,447361	77,848505	80,957711	72,531734	72,728354	76,448934	77,348306

mic erro 20 cm / 25 altura			
	desligado	ligado	llexc
30	72,90833	71,50047	1,407856
60	79,53814	77,16018	2,377968
90	72,20799	71,24687	0,961123
120	78,48642	77,91877	0,567646
150	79,71381	77,95554	1,75827

Desligado

ligado

72,743969	79,737199	71,773578	78,647999	79,569456	71,681999	77,124011	71,051304	77,940464	77,992915
72,955326	79,666179	72,257505	78,480062	79,552362	71,495621	77,012633	71,236064	78,066208	77,917957
73,003387	79,592124	72,482362	78,44627	79,624703	71,491594	77,082275	71,526185	77,920963	77,924702
73,048688	79,546499	72,372433	78,42988	79,634133	71,339389	77,145125	71,522755	77,916096	77,920095
73,007611	79,539304	72,237663	78,457711	79,658554	71,414872	77,21271	71,357938	77,892844	77,996752
72,949715	79,536165	72,242626	78,488138	79,678498	71,432133	77,193471	71,417147	77,899232	77,972374
72,831454	79,5684	72,100599	78,508869	79,705269	71,539584	77,138366	71,305392	77,92266	77,964263
72,879796	79,569681	72,109602	78,481636	79,734512	71,319578	77,109022	71,286078	77,927433	77,959957
72,885551	79,572211	72,135554	78,473438	79,756169	71,314329	77,1723	71,309612	77,925612	77,9752
72,875662	79,572287	72,177649	78,447381	79,771071	71,260191	77,185258	71,402285	77,904858	77,959465
72,78841	79,56156	72,265188	78,448691	79,770787	71,311262	77,216595	71,402383	77,912701	77,971125
72,901091	79,534254	72,279594	78,450178	79,770582	71,361998	77,24434	71,409827	77,926771	77,956573
72,805104	79,529926	72,260702	78,460517	79,761341	71,364824	77,198567	71,345066	77,94008	77,961963
72,81487	79,505768	72,250479	78,454923	79,757984	71,315561	77,146084	71,297285	77,93754	77,929344
72,79677	79,512013	72,212223	78,466392	79,755951	71,417432	77,157596	71,312288	77,924974	77,947188
72,798236	79,502312	72,191431	78,485976	79,739306	71,435335	77,132302	71,294466	77,913109	77,948322
72,881948	79,504785	72,223183	78,499546	79,715801	71,597327	77,131951	71,222993	77,908802	77,958928
72,877898	79,499275	72,229374	78,511605	79,707375	71,552082	77,136862	71,175883	77,898532	77,945096
72,85978	79,510024	72,209075	78,511151	79,712595	71,548108	77,145761	71,117863	77,887369	77,954945
72,901272	79,514142	72,19837	78,496841	79,713028	71,548451	77,132479	71,136252	77,900936	77,951449
72,914239	79,518088	72,211216	78,502222	79,706325	71,573901	77,149282	71,098496	77,892133	77,951736
72,959491	79,508633	72,220853	78,500058	79,711161	71,668968	77,171903	71,129624	77,901208	77,949004
72,999422	79,494571	72,225445	78,496927	79,713865	71,648846	77,16998	71,161687	77,888331	77,956955
72,989542	79,501232	72,22427	78,495319	79,720238	71,70113	77,196491	71,148264	77,913379	77,952113
72,955787	79,502692	72,212202	78,486492	79,731292	71,62548	77,19943	71,131713	77,911655	77,964078
72,926678	79,51059	72,19693	78,484215	79,735939	71,579872	77,195163	71,132506	77,926456	77,959175
72,950495	79,506543	72,175496	78,495638	79,743196	71,612279	77,18914	71,111383	77,921945	77,958198
72,954265	79,504547	72,175531	78,488723	79,754722	71,613396	77,175604	71,100239	77,914849	77,9512
72,996329	79,506043	72,181665	78,491797	79,751076	71,609757	77,165624	71,085692	77,910871	77,96196
72,976807	79,50779	72,167966	78,499128	79,74673	71,58213	77,168321	71,115672	77,911799	77,952169
72,969866	79,522298	72,148819	78,500568	79,755616	71,576369	77,181226	71,101613	77,906744	77,956999

influencia da fonte secundária (sem fonte secundária/com barreira	25 cm de altura
30	73,604082
60	79,2291926
90	72,1892998
120	73,3534514
150	71,6648454

73,463687	79,217238	71,85205	73,76591	71,273691
73,712055	79,308775	71,806812	73,86733	71,399039
73,82043	79,352214	71,755761	73,652461	71,338319
73,452118	79,336259	71,69753	73,44425	71,763899
73,374116	79,27957	71,865379	73,331999	71,710749
73,61495	79,212309	71,896806	73,328299	71,737187
73,576388	79,232964	71,917112	73,277889	71,645415
73,548713	79,224188	71,898632	73,332604	71,563706
73,608101	79,235495	71,912227	73,360593	71,619867
73,548268	79,238475	72,088428	73,400343	71,656819
73,545351	79,236913	72,107889	73,34314	71,658586
73,540532	79,271062	72,183565	73,383253	71,692141
73,561701	79,26241	72,212688	73,368822	71,718112
73,642544	79,24152	72,162208	73,352571	71,729107
73,702712	79,23817	72,131046	73,307655	71,729033
73,643	79,244889	72,174851	73,315054	71,701078
73,633425	79,236151	72,184722	73,326821	71,68968
73,55565	79,222949	72,271225	73,311572	71,708876
73,603161	79,218079	72,275858	73,323877	71,671831
73,63753	79,211983	72,303502	73,318676	71,654592
73,673427	79,213704	72,361332	73,29676	71,658575
73,629064	79,204362	72,418294	73,268724	71,667376
73,583258	79,199088	72,404459	73,251735	71,694483
73,611245	79,198426	72,395361	73,272026	71,703781
73,582231	79,185039	72,3984	73,282253	71,690572
73,629029	79,186694	72,434239	73,329128	71,674076
73,606504	79,178131	72,416544	73,310775	71,698244
73,654008	79,180777	72,406358	73,290604	71,687578
73,614628	79,180311	72,447836	73,284525	71,680928
73,605694	79,170662	72,47392	73,30877	71,696495
73,592206	79,167173	72,486794	73,310315	71,679273

influencia da fonte secundária (sem fonte secundária com barreira)	50 cm de altura
30	83,08756
60	78,98399
90	74,9635
120	77,30341
150	75,96628

83,124044	78,879173	74,73507	77,22333	76,290187
83,10984	78,865365	74,958917	77,160256	76,135898
83,064732	78,932121	74,909969	77,129236	76,118631
83,07302	78,925036	74,926674	77,145483	76,040116
83,089542	78,926991	74,912896	77,163981	75,981919
83,093778	78,973843	74,950985	77,179754	75,988224
83,08297	78,967666	74,925423	77,220238	75,938026
83,07459	78,986755	74,90998	77,267434	75,931243
83,071765	78,977711	74,913623	77,287433	75,97541
83,072943	78,984165	74,924614	77,321371	75,983541
83,080325	78,970649	74,954267	77,334511	76,045892
83,085595	78,971054	74,960153	77,349106	76,061547
83,094981	78,987156	74,949581	77,331152	76,05149
83,088692	79,008601	74,99223	77,309063	76,012914
83,09083	79,010909	74,979696	77,313086	75,987197
83,090894	79,015605	74,974562	77,314981	75,969422
83,092729	79,022624	75,004825	77,339009	75,958737
83,098542	79,012704	75,018293	77,349321	75,947782
83,097266	78,994568	75,002491	77,348837	75,94453
83,094624	78,99749	74,979875	77,348244	75,924795
83,091946	79,00488	74,98251	77,337748	75,921145
83,087482	78,989568	74,973891	77,342696	75,917224
83,083763	78,982807	74,973923	77,34533	75,919306
83,087989	78,994124	74,993031	77,347259	75,927205
83,09031	78,993417	74,989105	77,356138	75,906288
83,088113	78,996635	74,979246	77,355985	75,906009
83,089273	79,002778	74,980065	77,357616	75,88666
83,089066	79,008076	74,972236	77,360858	75,897074
83,088125	79,004966	74,961328	77,354277	75,891386
83,089516	79,0037	74,975405	77,355583	75,903624
83,093415	79,003924	74,972163	77,358463	75,900167

mic erro 40 cm / 50 altura lateral esquerda			
	deslig_esq	ligado_esq	llexc_esq
30	79,1229077	77,4528639	1,67004377
60	79,0846648	77,5957313	1,48893346
90	73,7261678	72,520564	1,20560384
120	72,379638	70,9010666	1,47857135
150	73,6164076	73,7647876	-0,1483799

Desligado

ligado

79,505251	79,053101	73,075253	72,444113	73,568257	78,316296	77,679929	72,312248	69,256214	73,54819
79,452714	79,088684	73,849899	72,243023	73,469741	78,248223	77,730968	72,930329	71,235434	73,49566
79,293113	79,026321	73,811531	72,728911	73,401073	78,161932	77,595817	72,60365	71,174331	73,70538
79,195606	79,059934	73,871171	72,549133	73,460526	78,007368	77,55322	72,454416	71,280533	73,62655
79,087432	79,055828	73,877501	72,412059	73,551105	77,886316	77,516683	72,679716	71,145649	73,62566
79,100433	79,127658	73,776274	72,473916	73,557487	77,886855	77,594512	72,537116	71,033571	73,63764
79,114237	79,179172	73,808548	72,489524	73,53653	77,864794	77,667469	72,538788	70,994969	73,70834
79,111592	79,166765	73,794271	72,414416	73,626011	77,881353	77,663404	72,512886	70,961369	73,79273
79,146484	79,153603	73,869729	72,502498	73,583051	77,882933	77,650475	72,462785	70,936395	73,71783
79,146043	79,126319	73,831344	72,50113	73,616512	77,82774	77,584307	72,480533	71,104648	73,77467
79,113067	79,100443	73,799935	72,414574	73,624414	77,802545	77,610858	72,48904	71,197271	73,77578
79,096308	79,107845	73,792585	72,36402	73,692868	77,789655	77,611545	72,509011	71,238441	73,81987
79,097465	79,095041	73,717907	72,338379	73,690198	77,799402	77,629567	72,524854	71,102222	73,80881
79,083781	79,082726	73,711405	72,389857	73,679591	77,82073	77,626125	72,489709	70,952783	73,83045
79,091834	79,09043	73,701148	72,36525	73,647411	77,840831	77,64945	72,49246	70,884419	73,80079
79,084621	79,091164	73,711253	72,385679	73,619397	77,827297	77,616591	72,529719	70,815313	73,76648
79,081779	79,081427	73,76855	72,348628	73,613976	77,867754	77,596836	72,582015	70,842842	73,74141
79,066141	79,072376	73,757318	72,344241	73,59448	77,842061	77,582168	72,517049	70,806316	73,74149
79,062332	79,083435	73,81053	72,388432	73,62935	77,875172	77,606067	72,554985	70,800753	73,73005
79,060795	79,086058	73,780204	72,438822	73,653263	77,863948	77,587658	72,550369	70,818127	73,74398
79,067567	79,07539	73,733386	72,429239	73,688275	77,885121	77,572901	72,529469	70,822431	73,76427
79,079266	79,063663	73,691086	72,370871	73,690793	77,896326	77,549414	72,522859	70,797746	73,81332
79,07425	79,058047	73,637128	72,358091	73,668493	77,9024	77,558899	72,49012	70,79049	73,81621
79,066346	79,053811	73,695555	72,311531	73,655816	77,898562	77,549722	72,467523	70,811707	73,83597
79,069492	79,058384	73,68288	72,283347	73,694481	77,884229	77,578544	72,497839	70,81799	73,87837
79,064129	79,060613	73,653527	72,260527	73,669989	77,875072	77,55544	72,518032	70,806615	73,87581
79,072503	79,06747	73,63492	72,221345	73,676229	77,895861	77,555765	72,498893	70,833087	73,86928
79,060049	79,065384	73,614968	72,21183	73,657551	77,842061	77,546913	72,464756	70,802568	73,89447
79,055272	79,055838	73,631191	72,171504	73,641009	77,875172	77,527709	72,425821	70,775936	73,89556
79,046896	79,048712	73,62528	72,187942	73,616297	77,863948	77,514235	72,415957	70,818353	73,87535
80,49951	79,038007	73,604216	72,147331	73,629086	77,885121	77,521522	72,378833	70,814613	73,86530

mic erro 40 cm / 50 altura lateral direita			
	Deslig_direita	ligado_direita	llexc_dir
30	80,51946	79,35385	1,165607
60	75,99794	72,92447	3,073463
90	79,74965	79,19247	0,557181
120	74,98861	74,79347	0,195137
150	76,19183	75,04067	1,151157

Desligado

ligado

80,454012	75,921399	79,598978	75,314	76,015127	79,593858	72,672744	79,087936	74,431021	74,694016
80,582711	75,99259	79,623329	75,100135	76,085369	79,293672	73,038116	79,174036	74,330017	74,92039
80,567333	76,038994	79,745733	74,975705	76,231921	79,361826	72,968668	79,214264	74,783744	75,020391
80,554348	76,100283	79,778501	75,021368	76,190305	79,276222	72,991367	79,188533	74,792122	74,905668
80,566106	76,084961	79,745122	75,060215	76,163232	79,267786	72,963263	79,141158	74,8323	74,904515
80,543746	76,045817	79,703451	75,050289	76,227499	79,279051	72,961648	79,159972	74,875738	74,931165
80,516253	76,058196	79,752942	74,945249	76,193172	79,359576	72,879581	79,1475	74,917618	74,898122
80,517242	75,999194	79,777823	74,898282	76,170796	79,324488	72,895665	79,132154	74,897105	74,959594
80,510363	75,983843	79,770679	74,874859	76,192487	79,329807	72,898464	79,136066	74,950832	74,990607
80,507768	75,991956	79,756541	74,900384	76,181091	79,320522	72,886651	79,166938	74,941343	75,055495
80,502296	75,996459	79,764891	74,901006	76,18487	79,324385	72,913111	79,176883	74,905066	75,078456
80,515294	76,021672	79,765434	74,944748	76,197093	79,338791	72,873906	79,222131	74,86793	75,096915
80,50711	76,024634	79,759264	74,906976	76,238683	79,356277	72,872267	79,215749	74,841259	75,08783
80,521725	76,043832	79,78352	74,914485	76,245111	79,35931	72,898276	79,226316	74,844578	75,086701
80,523642	76,01367	79,781319	74,893099	76,209931	79,355354	72,973183	79,206543	74,800318	75,094577
80,530865	76,033598	79,786002	74,926449	76,199221	79,363158	72,950375	79,207818	74,808832	75,12137
80,513806	76,023658	79,763784	74,91204	76,198051	79,360915	72,982319	79,206882	74,80182	75,128644
80,511855	76,02264	79,753658	74,913923	76,198291	79,366414	72,993051	79,207077	74,74362	75,12395
80,504814	76,014673	79,753059	74,887285	76,183714	79,36596	72,959645	79,211954	74,766842	75,114094
80,502597	75,984132	79,756045	75,032055	76,223894	79,355113	72,944242	79,209361	74,749783	75,125386
80,5046	75,967358	79,76147	75,041647	76,241279	79,357597	72,904517	79,203255	74,770979	75,118969
80,520255	75,96783	79,759241	75,034967	76,231358	79,356494	72,902136	79,200213	74,771801	75,118576
80,520947	75,967565	79,751585	75,023744	76,211691	79,375798	72,928768	79,2075	74,781516	75,096281
80,518162	75,968935	79,742913	75,023124	76,226543	79,378029	72,906673	79,207175	74,809854	75,076098
80,522254	75,957613	79,748015	75,015732	76,221242	79,376259	72,929829	79,205739	74,797992	75,083203
80,52251	75,949235	79,758784	75,00482	76,215163	79,369455	72,909861	79,218011	74,770371	75,070457
80,512272	75,943795	79,758158	75,03022	76,191974	79,366707	72,931315	79,214468	74,771943	75,080465
80,504293	75,939026	79,759689	75,026551	76,169	79,362273	72,945311	79,217603	74,787254	75,069966
80,4975	75,941295	79,76083	75,035893	76,156018	79,358083	72,93675	79,218854	74,813554	75,075352
80,505118	75,932351	79,763377	75,02198	76,153427	79,352328	72,909766	79,238128	74,795378	75,060805
80,49951	75,920328	79,760704	75,054587	76,144395	79,357731	72,937213	79,247765	74,803037	75,057547

sem barreira 25 cm	
30	83,0717065
60	85,0890574
90	85,0890574
120	79,1716244
150	78,1569789

83,108108	85,09461	85,09461	79,010695	78,1849
83,06073	85,11171	85,11171	79,068297	78,191225
83,05308	85,078632	85,078632	79,132675	78,096593
83,0127	85,084447	85,084447	79,11357	78,053102
82,993009	85,092714	85,092714	79,113622	78,10953
83,005077	85,095722	85,095722	79,141592	78,105638
83,014365	85,098371	85,098371	79,152628	78,135335
83,02327	85,096673	85,096673	79,174815	78,120273
83,028115	85,093857	85,093857	79,170758	78,149041
83,044023	85,100485	85,100485	79,177597	78,156924
83,047271	85,10491	85,10491	79,178028	78,153458
83,053039	85,097446	85,097446	79,178723	78,14871
83,060747	85,09664	85,09664	79,17906	78,147541
83,061114	85,093141	85,093141	79,177868	78,163414
83,063499	85,09049	85,09049	79,168442	78,175537
83,066507	85,090355	85,090355	79,17154	78,176564
83,067879	85,088302	85,088302	79,178361	78,168532
83,078071	85,085504	85,085504	79,18956	78,169186
83,079667	85,084091	85,084091	79,186593	78,167074
83,084278	85,085176	85,085176	79,189591	78,154041
83,091625	85,085818	85,085818	79,201285	78,156604
83,099182	85,0866	85,0866	79,20526	78,159212
83,106633	85,087379	85,087379	79,203479	78,156767
83,10841	85,085032	85,085032	79,203793	78,158635
83,114852	85,082061	85,082061	79,205865	78,163112
83,116832	85,082953	85,082953	79,200775	78,168394
83,122088	85,080848	85,080848	79,190135	78,186186
83,121063	85,07706	85,07706	79,176812	78,197574
83,123138	85,080202	85,080202	79,168799	78,19886
83,12145	85,07853	85,07853	79,173135	78,20884
83,124314	85,076327	85,076327	79,172884	78,209606

sem barreira 50 cm	
30	85,28074
60	83,31779
90	83,31779
120	79,88126
150	79,12273

85,400275	83,246808	83,246808	80,093906	79,291163
85,306554	83,286322	83,286322	79,809096	79,227564
85,310672	83,290218	83,290218	79,806971	79,139668
85,291184	83,301184	83,301184	79,829781	79,140646
85,299185	83,313121	83,313121	79,846909	79,14851
85,286865	83,306181	83,306181	79,830909	79,149006
85,284756	83,30424	83,30424	79,850767	79,118912
85,280555	83,310845	83,310845	79,860204	79,078366
85,281081	83,311104	83,311104	79,87931	79,095882
85,275491	83,313171	83,313171	79,892533	79,092003
85,2708	83,307999	83,307999	79,900001	79,08737
85,27601	83,315456	83,315456	79,907285	79,103521
85,271547	83,309777	83,309777	79,90678	79,11288
85,274142	83,317993	83,317993	79,910402	79,104166
85,275064	83,31832	83,31832	79,909071	79,104317
85,276589	83,316663	83,316663	79,90178	79,093212
85,274221	83,323712	83,323712	79,901216	79,08543
85,274166	83,324191	83,324191	79,908487	79,084054
85,276704	83,323219	83,323219	79,915642	79,085778
85,280221	83,323529	83,323529	79,916792	79,088215
85,28441	83,32239	83,32239	79,914984	79,1034
85,281119	83,32294	83,32294	79,911749	79,107656
85,278728	83,318331	83,318331	79,908195	79,118469
85,274155	83,319742	83,319742	79,903293	79,123549
85,275309	83,327501	83,327501	79,89536	79,131868
85,278333	83,333728	83,333728	79,889165	79,144163
85,279216	83,333646	83,333646	79,883475	79,151427
85,274698	83,334289	83,334289	79,875496	79,156612
85,276007	83,337132	83,337132	79,868837	79,162168
85,277444	83,335312	83,335312	79,853683	79,169501
85,276804	83,331022	83,331022	79,845904	79,169568