JAIME ALBERTO MOSQUERA SÁNCHEZ

**Controle Ativo Acústico Estrutural:
Projeto, Simulação e Análise de Qualidade Sonora**

São Carlos
2012

JAIME ALBERTO MOSQUERA SÁNCHEZ

**Controle Ativo Acústico Estrutural:
Projeto, Simulação e Análise de Qualidade Sonora**

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia
de São Carlos da Universidade de São Paulo,
como parte dos requisitos para a obtenção do
Título de Mestre em Engenharia Mecânica

Área de Concentração:
Dinâmica das Máquinas e Sistemas

ORIENTADOR: Prof. Dr. Leopoldo
Pisanelli Rodrigues de Oliveira, Ph. D.

São Carlos
2012

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL
DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU
ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE
CITADA A FONTE

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

M912c Mosquera Sánchez, Jaime Alberto
Controle ativo acústico estrutural : projeto,
simulação e análise de qualidade sonora. / Jaime
Alberto Mosquera Sánchez ; orientador Leopoldo
Pisanelli Rodrigues de Oliveira. -- São Carlos, 2012.

Dissertação (Mestrado - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Mecânica e Área de Concentração em Dinâmica
de Máquinas e Sistemas)-- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2012.

1. Controle ativo acústico estrutural. 2. Controle
ativo de qualidade sonora. 3. Distúrbio harmônico. 4.
Psico-acústica. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro JAIME ALBERTO MOSQUERA SANCHEZ.

Título da dissertação: "Controle ativo acústico estrutural: projeto, simulação e análise de qualidade sonora".

Data da defesa: 09/08/2012

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. Leopoldo Pisanelli Rodrigues de Oliveira (Orientador)
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Titular Paulo Sergio Varoto
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Dr. José Roberto de França Arruda
(Universidade Estadual de Campinas/UNICAMP)

Aprovado

Coodenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica:
Prof. Associado Marcelo Areias Trindade

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular Denis Vinícius Coury

*A mi padre Jaime Hernán, a Albita, mi “segunda madre” y a mi hermano Jorge Hernán
A mi madre Guimar... ¡un triunfo más, madrecita del cielo!*

Agradecimentos

A Deus, pela vida, pelo amparo, pelo caminho que me planejou, por colocar nesse caminho tantas pessoas maravilhosas.

À Pilar (Ilipi), minha companheira neste caminho, pelo amor e carinho, pela ajuda e força nas horas difíceis, e pela paciência.

À minha família, pelo apoio incondicional, amor e carinho.

Aos professores das disciplinas que cursei, professores Paulo Sérgio Varoto, Maíra Martins da Silva, Marcelo Areias Trindade, Rodrigo Nicoletti e Lauralice Canale pelos conhecimentos transmitidos, pela dedicação e pela paciência.

Aos colegas do laboratório: Fábio, Vítor, Meire, Andreza, Marcos, Tatiane, Heinsten, Thiago, Ricardo, Henry e Rafael, pelas conversas, pelos “cafezinhos”, pela ajuda e pela paciência.

À FAPESP, pela bolsa de estudo (proc. 2010/03556-1), e aos revisores anônimos, por terem acreditado em mim, e pela grande oportunidade que me ofereceu de me formar como mestre.

Agradeço especialmente aos professores Marcelo e Sandra Becker, pela dedicação e paciência em me transmitir seus conhecimentos.

Também gostaria de agradecer aos meus amigos Julian, Edwin e Soledad, os “Jesuses”, Iván, Andrés e Rodrigo, pelas pequenas discussões e críticas ao meu trabalho.

Por fim, e acredito que as palavras são curtas, que um simples “obrigado” não é suficiente para expressar o enorme sentimento de gratidão pela enorme paciência, pelas incontáveis revisões ao meu portunhol, pelos conselhos, pela sabia orientação, por ter acreditado em mim... e mais uma vez, pela enorme paciência, ao meu orientador, Professor Leopoldo Pisanelli Rodrigues de Oliveira... porque todo bom começo, tem um bom Professor!

Resumo

MOSQUERA-SÁNCHEZ, J. A. **Controle Ativo Acústico Estrutural: Projeto, Simulação e Análise de Qualidade Sonora**. 2012. 120 f. Dissertação (Mestrado) - Departamento de Engenharia Mecânica, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012.

Este documento trata do estudo de sistemas de controle de ruído e qualidade sonora em aplicações próprias da indústria da mobilidade, e da avaliação inovadora do seu desempenho com base em métricas da psico-acústica relevantes para esta área como *Loudness*, *Roughness* e *Tonality*. Uma metodologia de projeto e implantação de sistemas de controle ativo com base em métricas da psico-acústica é estabelecida. Os desafios se encontram, primeiramente, na definição do conjunto de atributos temporais e espectrais do distúrbio de entrada, responsável pelas condições auditivas indesejáveis que são identificados a partir da análise da emissão acústica sintetizada de um motor de combustão interna de um veículo automotivo. Algoritmos e metodologias computacionais são usados de forma extensiva para simulação e análise, integrando as áreas de projeto de sistemas de controle e psico-acústica. Um algoritmo adaptativo de controle de qualidade sonora é desenvolvido para solucionar problemas gerados pela interação em amplitude e/ou fase relativa das componentes de banda estreita em distúrbios de característica harmônica. Finalmente, os conceitos avaliados de forma numérica são validados experimentalmente, permitindo não só a análise crítica do desempenho psico-acústico dos controladores, como também da própria metodologia de projeto adotada, o que é realizado com auxílio de um *mock-up* de um veículo automotivo sujeito a distúrbios de características psico-acústicas relevantes para o problema proposto.

Palavras-chave: controle ativo acústico estrutural, controle ativo de qualidade sonora, distúrbio harmônico, psico-acústica.

Abstract

MOSQUERA-SÁNCHEZ, J. A. **Active Structural Acoustic Control: Design, Simulation and Analysis of Sound Quality**. 2012. 120p. Dissertation (Master Degree) - Department of Mechanical Engineering, São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, São Carlos, 2012.

This master thesis deals with the study of active noise and sound quality control systems in automotive applications, and the innovative assessment of their performance based on relevant psychoacoustic metrics in this area such as *Loudness*, *Roughness* and *Tonality*. A methodology for designing and implementing active control systems based on psychoacoustic metrics is established. The main challenges reside in defining the set of time-frequency attributes of the disturbance, responsible for the undesirable auditory stimuli. Computer algorithms are used extensively for simulating and analysing the disturbance, which is a synthesized internal combustion engine noise, integrating both the control system design and psychoacoustics areas. An adaptive active sound quality control algorithm is proposed to resolve the amplitude and/or relative phase interactions among the narrowband components of the multi-harmonic disturbance. Eventually, the numerical results are correlated with real experiments, allowing not only a critical analysis of the psychoacoustic performance of the controllers, but also of the proposed design methodology, which is accomplished with the aid of a vehicle's mock-up, subject to disturbances of relevant psychoacoustic characteristics to the proposed problem.

Keywords: active structural acoustic control, active sound quality control, harmonic disturb, psychoacoustics.

Sumário

Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xiii
1 Introdução	1
1.1 Objetivos	3
1.1.1 Objetivo Geral	3
1.1.2 Objetivos Específicos	3
1.2 Contribuições da Pesquisa	4
1.3 Organização do Trabalho	4
2 Qualidade Sonora de Distúrbios Harmônicos	7
2.1 Qualidade Sonora dos Motores de Combustão Interna	16
2.2 Interação Motor - Cavidade: Caminhos de Transferência de Energia	21
2.3 Avaliação da Qualidade Sonora dos Motores: Psicoacústica	23
2.3.1 Bandas Críticas	24
2.3.2 <i>Loudness</i>	26
2.3.3 <i>Roughness</i>	29
2.3.4 <i>Tonality</i>	32
2.4 Análise da Qualidade Sonora de um Motor de Combustão Interna	34
2.4.1 Materiais e Métodos	34
2.4.2 Resultados Numéricos	40
2.4.3 Análise e Discussão dos Resultados	49
3 Controle Ativo da Qualidade Sonora de Distúrbios Harmônicos	53
3.1 O Controle Ativo em <i>alimentação direta</i>	56
3.1.1 Elementos dos sistemas de controle ativo em <i>feedforward</i>	57
3.1.2 Sobre os métodos de minimização não-linear sem restrições	64
3.2 Algoritmos de Controle Ativo de Qualidade Sonora	65
3.3 Um Controlador Ativo de Amplitude e/ou Fase Relativa para a Qualidade Sonora de Distúrbios Harmônicos	77
3.3.1 Desenvolvimento do Controlador	77

3.3.2	Resultados de Simulação	88
3.4	Controle de Qualidade Sonora: Resultados Experimentais	93
3.4.1	Materiais e Métodos	93
3.4.2	Resultados Experimentais	96
	Sinais senoidais puros	99
	Controle do <i>Loudness</i>	103
	Controle do <i>Roughness</i>	104
	Controle do <i>Tonality</i>	107
3.4.3	Análise e Discussão dos Resultados	108
4	Análise da Qualidade Sonora de Distúrbios Harmônicos	113
4.1	Metodologia de Análise da Qualidade Sonora	114
4.2	Resultados e Discussão	115
5	Conclusões	129
	Referências Bibliográficas	133

Lista de Figuras

2.1	Processo da percepção auditiva (adaptado de Genuit (2002))	7
2.2	Curvas de ponderação (curvas de <i>Equal-Loudness</i>)	11
2.3	Elementos de maior contribuição ao ruído no interior dos veículos - Adaptado de Wolfindale <i>et al.</i> (2012)	14
2.4	Esquema de radiação direta e indireta do som ao ambiente (adaptado de Harrison (2004))	18
2.5	Faixas úteis de operação das estratégias de controle ativo/passivo (adaptado de Landaluze <i>et al.</i> (2003))	19
2.6	Expressões de conversão: escala de frequência em Hz e em Bark	27
2.7	Algoritmos de cálculo do <i>Loudness</i>	28
2.8	Algoritmos de cálculo do <i>Roughness</i> - Adaptado de (JANSSENS <i>et al.</i> , 2007)	31
2.9	Algoritmos de cálculo do <i>Tonality</i>	33
2.10	Arranjo experimental: obtenção do modelo vibro-acústico fonte - receptor	35
2.11	Algoritmo de identificação de sistemas (Adaptado de (KUO; MORGAN, 1996))	38
2.12	Caminho Primário $P(z)$: amplitude, fase e resposta ao impulso estimada	40
2.13	Análise RPM vs. Ordem/meia-ordem do motor	41
2.14	Diagrama tempo-frequência: aceleração do motor (5s)	42
2.15	Perfil <i>Loudness</i> vs. RPM	43
2.16	Configuração espectral: 5300RPM (<i>Loudness</i>)	43
2.17	Variação das amplitudes da ordem do motor geradora do <i>Loudness</i>	44
2.18	Perfil <i>Roughness</i> vs. RPM	45
2.19	Configuração espectral: 5800RPM (<i>Roughness</i>)	45
2.20	Variação das amplitudes das ordens geradoras do <i>Roughness</i>	46
2.21	Variação das fases relativas das ordens geradoras do <i>Roughness</i>	46
2.22	Perfil <i>Tonality</i> vs. RPM	48
2.23	Configuração espectral: 4575RPM (<i>Tonality</i>)	48
2.24	Variação das amplitudes das ordens geradoras do <i>Tonality</i> : 4575RPM	49
2.25	Comparação das métricas psico-acústicas	50
3.1	Metodologias de controle ativo	56
3.2	Algoritmos de controle <i>Feedforward</i>	58

3.3	Caminho secundário experimental $\hat{S}(z)$	61
3.4	Função de coerência entre $d(n)$ e $x(n)$ - Equação 3.21	64
3.5	Diagramas de blocos de controladores de qualidade sonora: (a) Equalizador ativo de distúrbios periódicos, (b) Controle ativo de qualidade sonora sem atrasos	66
3.6	Modificações ao algoritmo Fx -LMS (adaptado de Sun <i>et al.</i> (2006))	73
3.7	Algoritmos de qualidade sonora baseados no esquema NEX -LMS	73
3.8	Algoritmo de controle (equalização) de um sinal senoidal puro (adaptado de Kuo e Morgan (1996))	75
3.9	Algoritmos de qualidade sonora baseados no esquema PSC - $FxLMS$	75
3.10	Algoritmo de controle de amplitude e/ou fase relativa proposto	78
3.11	Representação fasorial de uma componente de banda estreita no plano complexo	83
3.12	Implantação da análise de Fourier no algoritmo de controle proposto	83
3.13	Caminhos $P(z)$ e $S(z)$ simplificados (SUN; MENG, 2006)	89
3.14	Caminho “experimental” $S(z)$ usado na simulação	89
3.15	Controle da amplitude e fase relativa de um sinal senoidal puro de 256Hz	91
3.16	Controle das amplitudes do distúrbio do motor: 5750RPM	92
3.17	Controle das fases relativas do distúrbio do motor: 5750RPM	93
3.18	Arranjo experimental: controle do distúrbio harmônico	94
3.19	Uso do fator ρ na operação do controlador proposto	96
3.20	Caminho Secundário $S(z)$: amplitude, fase e resposta ao impulso estimada	97
3.21	Valores de normalização N obtidos por meio da estratégia NEX -LMS	98
3.22	Controle das amplitudes do distúrbio (posição motorista)	99
3.23	Comportamento das fases relativas enquanto controladas as amplitudes das componentes do distúrbio (posição motorista)	101
3.24	Influência do controle em amplitude do distúrbio percebido pelo motorista na posição do passageiro (amplitudes)	101
3.25	Controle das fases relativas do distúrbio (posição motorista)	102
3.26	Comportamento das amplitudes enquanto controladas as fases relativas das componentes do distúrbio (posição motorista)	103
3.27	Configuração espectral: 5300RPM (<i>Loudness</i>)	104
3.28	Controle do <i>Loudness</i> (5300RPM)	105
3.29	Comportamento da fase relativa da componente geradora do <i>Loudness</i> enquanto controlada sua amplitude	106
3.30	Configuração espectral: 5800RPM (<i>Roughness</i>)	107
3.31	Controle do <i>Roughness</i> em amplitude (5800RPM)	108
3.32	Controle do <i>Roughness</i> em fase relativa (5800RPM)	109
3.33	Configuração espectral: 4575RPM (<i>Tonality</i>)	110
3.34	Controle do <i>Tonality</i> (4575RPM)	111

4.1	Comparação algoritmos <i>Loudness</i> - Frequência e Tempo	116
4.2	Comparação algoritmos <i>Roughness</i> - Frequência e Tempo	116
4.3	Comparação algoritmos <i>Tonality</i> - Frequência e Tempo	117
4.4	Sinal no tempo: 5300RPM (controle em amplitude)	117
4.5	Qualidade sonora final da velocidade de giro 5300RPM	118
4.6	Sinal no tempo: 5800RPM (controle em amplitude)	119
4.7	Qualidade sonora final da velocidade de giro 5800RPM (controle em amplitude)	120
4.8	Filtragem Resultados: <i>Roughness</i> e <i>Tonality</i> (controle amplitude) - 5800RPM .	121
4.9	Sinal no tempo: 5800RPM (controle em fase: [-0.5 0 0.5])	122
4.10	Qualidade sonora final da velocidade de giro 5800RPM (controle em fase: [-0.5 0 0.5])	123
4.11	Filtragem (média móvel): <i>Roughness</i> e <i>Tonality</i> (fase) - 5800RPM	124
4.12	Sinal no tempo: 4575RPM (controle em amplitude)	125
4.13	Qualidade sonora final da velocidade de giro 4575RPM (controle em amplitude)	126
4.14	Filtragem (média móvel): <i>Roughness</i> - 4575RPM	127

Lista de Tabelas

2.1	Descrição objetiva e subjetiva da percepção do <i>volume</i>	13
3.1	Parâmetros do controlador - Simulação	90
3.2	Resultados de controle (modo de amplitude) e correlação à percepção do <i>Roughness</i>	91
3.3	Resultados de controle (modo de fase relativa) e correlação à percepção do <i>Roughness</i>	92
3.4	Parâmetros do algoritmo de controle	98
3.5	Resultados numéricos do controle das amplitudes das componentes senoidais .	100
3.6	Resultados numéricos do controle das fases relativas das componentes senoidais	103
3.7	Resultados numéricos do controle do <i>Loudness</i>	104
3.8	Resultados numéricos do controle do <i>Roughness</i> em amplitude	106
3.9	Resultados numéricos do controle do <i>Roughness</i> em fase	107
3.10	Resultados numéricos do controle do <i>Tonality</i>	108

Capítulo 1

Introdução

A necessidade de se projetar sistemas de controle tem crescido com o surgimento de produtos e sistemas que geram ruído e vibração como subprodutos de operação, como motores, ventiladores, transformadores, compressores, diversos produtos da linha branca, entre outros. Com frequência, estes subprodutos são os fatores preponderantes na aceitação de um produto pelo mercado, influenciando positiva ou negativamente na aceitação dos usuários finais, uma vez que relações entre comunidades de pessoas e o nível de aceitação de um produto têm sido estabelecidas (FASTL, 2005; CERRATO-JAY, 2007; CARYER-COOK; ALI, 2012) de acordo com aspectos culturais relativos à percepção dos fenômenos vibro-acústicos. A aplicação de estratégias passivas como materiais absorvedores, o uso de técnicas ativas de controle de redução de ruído e, inclusive, o re-projeto dos sistemas e/ou seus sub-sistemas são as soluções tradicionais.

No caso da indústria da mobilidade, a emissão acústica dos veículos constitui-se em um dos elementos fundamentais na percepção da qualidade global do produto (SHULTE-FORTKAMP, 2008). O motorista está exposto a diversos estímulos auditivos (LEE, 2008) e de vibração (GENUIT, 2004) e, baseado nestas influências sensoriais, elaborará uma série de julgamentos a respeito do funcionamento do veículo, do regime de giro do motor, das características e condições da estrada pela qual circula, entre outros. Diversos estudos na área da qualidade sonora e seu controle (ELLIOTT, 1998; GONZALEZ *et al.*, 2003; GENUIT, 2004; FASTL, 2005; CERRATO-JAY, 2007; WANG *et al.*, 2007; KUO *et al.*, 2008; LEE, 2008; SHIN *et al.*, 2009; OLIVEIRA *et al.*, 2009; REDEL-MACIAS *et al.*, 2010; CHO *et al.*, 2011; CARYER-COOK; ALI, 2012; BRIZON; MEDEIROS, 2012) sugerem que se a percepção humana for levada em consideração, as exigências de projeto e implantação dos sistemas de controle podem ser reajustadas em relação às quantidades *desejadas* de balanço ou redução da estrutura tempo-frequência do distúrbio de entrada.

O controle ativo para redução de ruído se tem mostrado uma solução em potencial para aperfeiçoar o comportamento dinâmico dos sistemas, o que permite a criação e desenvolvimento de melhores produtos (OLIVEIRA *et al.*, 2009). Embora o uso do controle *passivo* tenha sido reportado como efetivo em uma determinada faixa de frequências, as limitações de massa e espaço restringem suas aplicações (LANDALUZE *et al.*, 2003; LIU *et al.*, 2006), o que faz com que os sistemas de controle *ativo* de ruído e vibração surjam como tecnologias viáveis (ELLIOTT *et al.*, 1992; REZA *et al.*, 2004). A possibilidade de se usar sistemas de controle ativo em veículos, de forma

a adaptá-los às preferências de mercado indica que a solução em questão pode vir a ser uma aplicação realmente promissora (ELLIOTT; NELSON, 1993; ELLIOTT, 1998), uma vez que fatores que motivam o seu uso são a relativa facilidade e baixo custo com que as adaptações podem ser implantadas, atendendo o “*software*” para as diferentes expectativas dos consumidores com o mesmo “*hardware*” (ABE, 2008).

Já na área veicular, onde uma das principais fontes de ruído é o motor, o alvo tradicional de reduzir o distúrbio, além de ser uma meta custosa quanto à implantação de soluções ativas e/ou passivas, deixa de lado a influência sensorial da vibro-acústica do sistema. Cerrato-Jay (2007) e Oliveira *et al.* (2010) afirmam que a aproximação ao problema da geração de campo acústico pelo motor, do ponto de vista da psico-acústica, permitirá obter resultados de correlação direta com características da qualidade sonora que determinam a “imagem acústica” criada no usuário final do produto: esportividade, elegância, potência, luxo, segurança, qualidade, entre outras percepções e informações evocadas tanto pelo distúrbio quanto pela vibro-acústica do sistema. Para tanto, a aplicação dos sistemas de controle ativo de ruído e vibração em veículos permitirá o tratamento adequado das grandezas físicas envolvidas, visando a redução daquelas consideradas como *indesejadas* e/ou reforçar a percepção das componentes que transmitam informações relevantes ou *desejáveis*.

A aplicação de sistemas de controle ativo de ruído em problemas da indústria da mobilidade representa então o *projeto de campos auditivos* para os veículos (ELLIOTT; NELSON, 1993; ELLIOTT, 1998). Consequentemente, o projeto da denominada *Qualidade Sonora* no interior dos veículos resulta de grande importância na identificação da marca, o posicionamento do veículo no mercado (ABE, 2008; KRONAST *et al.*, 2006) e na criação de expectativas auditivas dos usuários. Ainda, os sistemas de controle ativo possuem a vantagem de serem desenvolvidos sem comprometer outros atributos do motor/veículo, como as emissões, consumo de combustível, adição de massa e espaço, entre outros (KRONAST *et al.*, 2006).

Técnicas tradicionais de controle ativo de ruído (*active noise control* - ANC, em inglês) e de controle ativo acústico estrutural (*active structural acoustic control* - ASAC, em inglês) são usadas na minimização local de campos de pressão sonora. Enquanto resulta de relativa simplicidade reduzir a pressão acústica em um ponto ou duto com propagação unidimensional, sistemas de redução de ruído em cavidades tridimensionais complexas é um tema desafiador (NELSON *et al.*, 1987). O uso de técnicas ativas e passivas para o tratamento do ruído de banda larga tem sido largamente reportado, o que demonstra que as técnicas passivas são eficazes na redução de ruído de banda larga de alta frequência, enquanto que as técnicas ativas resultam eficientes na redução de ruído de baixa frequência e alta potência (WONG *et al.*, 2003). Este é um indicativo de que, provavelmente, as soluções ótimas envolvam o uso combinado das citadas técnicas.

Por outro lado, mostra-se paradoxal o grande interesse causado pelo desenvolvimento dos veículos elétricos ou híbridos (SCHNEIDER, 2012), em projetar campos sonoros em compensação à baixa (ou nula) emissão de ruído pelo motor, uma vez que a ausência de ruído constitui-se

em perigo para os pedestres que perdem a percepção auditiva da presença do veículo.

Motivação

Consequentemente, surge uma questão a este respeito: **é possível modificar sensivelmente a Qualidade Sonora em veículos, por meio de técnicas de controle ativo de ruído e vibração?** A busca da resposta para esta questão motiva o desenvolvimento deste projeto de pesquisa que aprofunda o estudo de sistemas de controle ativo em aplicações relevantes para a indústria da mobilidade, em favor de desenvolver propostas baseadas em diretrizes clássicas e modernas de ANC, ASAC e ASQC (sigla de *active sound quality control*, em inglês), e avaliar o desempenho delas mediante parâmetros da psico-acústica como *Loudness*, *Roughness* e *Tonality* relevantes na descrição dos estímulos acústicos de motores de combustão interna (GONZALEZ *et al.*, 2003; FASTL; ZWICKER, 2007; LEE, 2008; CERRATO-JAY, 2009b).

Este documento apresenta uma base conceitual que envolve temas da acústica, psico-acústica e vibro-acústica, teoria de controle ativo clássico, moderno e adaptativo, análise de sinais e sistemas, entre outros, que visam à determinação das características e parâmetros fundamentais de projeto, simulação e implantação dos algoritmos de controle ativo em uma cavidade (*mock-up* automotivo). A avaliação das métricas da psico-acústica que determinam a qualidade sonora no tipo de distúrbio mencionado servirá como método de validação do desempenho e resultado final do sistema de controle proposto, a que ajudará na solução da questão que fundamenta esta pesquisa.

1.1 Objetivos

1.1.1 Objetivo Geral

Projetar, simular e avaliar numérica e experimentalmente sistemas de controle ativo acústico estrutural, baseados em métricas da psico-acústica relevantes na descrição da qualidade sonora do motor de combustão interna, em um *mock-up* automotivo.

1.1.2 Objetivos Específicos

- Determinar as características e procedimentos fundamentais das metodologias clássicas, modernas e adaptativas de controle ativo acústico estrutural de ruído e qualidade sonora em veículos.
- Efetuar as análises psico-acústicas do estímulo real (campo de pressão emitido pelo motor de combustão interna) que atuará como entrada ao sistema de controle ativo acústico estrutural a ser projetado, com base nas características e procedimentos fundamentais previamente determinados.
- Projetar sistemas de controle clássicos, modernos e/ou adaptativos, baseados no conhecimento das características do estímulo real previamente analisado, onde o ajuste do controlador seja feito com base nas análises psico-acústicas efetuadas.

- Avaliar o efeito dos sistemas de controle por meio de métricas relevantes da psico-acústica na descrição do ruído emitido pelo motor de combustão interna: *Loudness*, *Roughness* e *Tonality*.
- Construir um banco de dados com diversos arquivos de som tomados de situações reais (exemplos gravados no laboratório) que ilustrem as características e resultados das metodologias de controle projetadas e programadas.

1.2 Contribuições da Pesquisa

As principais contribuições deste trabalho são as seguintes:

- Um novo algoritmo de controle das amplitudes e/ou fases relativas das componentes de banda estreita de um distúrbio harmônico é proposto nesta pesquisa. Os algoritmos de controle ativo de ruído, controle ativo acústico estrutural e controle ativo de qualidade sonora reportados na literatura focam sua operação no controle da *amplitude*, enquanto que a ferramenta proposta visa ao ajuste das *fases relativas* das componentes do distúrbio, uma vez que os estudos referentes ao fenômeno psico-acústico conhecido como *Roughness* indicam dependência do fenômeno ao citado parâmetro. Detalhes do desenvolvimento da ferramenta são especificados no Capítulo 3.
- Do trabalho como um todo, proposta de uma metodologia completa de projeto, controle e análise de qualidade sonora de distúrbios harmônicos. Tradicionalmente, os resultados da ação de controle ativo ou passivo sobre um determinado campo acústico são avaliados de acordo com a *quantidade* de redução alcançada. No entanto, há situações, como a da emissão acústica do motor em veículos, em que a redução global do distúrbio leva a efeitos adversos como a perda de informações relevantes em relação à operação do veículo e ao desmascaramento de outras fontes de emissão acústica, as que podem piorar a condição de qualidade sonora no interior do veículo. Assim, um procedimento de análise não-estacionária dos resultados de controle é apresentada no Capítulo 4, o que mostra a condição de qualidade sonora antes, durante e depois da ação de controle sobre o distúrbio.

1.3 Organização do Trabalho

Este documento se encontra dividido em cinco (05) capítulos. Este primeiro capítulo serve de introdução e motivação ao documento, bem como de orientação das diretrizes da pesquisa.

No Capítulo 2, uma base teórica a respeito dos distúrbios harmônicos e, em concreto, da emissão dos motores de combustão interna no interior dos veículos, é formulada. Resultados numéricos da análise psico-acústica da emissão de um motor no interior de um veículo são apresentados.

O Capítulo 3 apresenta conceitos e teorias advindas do controle moderno e adaptativo que fundamentam o desenvolvimento de um novo algoritmo de controle em amplitude e fase relativa dos distúrbios harmônicos analisados no Capítulo 2. Resultados experimentais da ação de controle sobre a propagação sintetizada de um motor de combustão interna são apresentados.

O Capítulo 4 consiste de uma metodologia de análise psico-acústica integral da ação de controle sobre o distúrbio harmônico. O comportamento antes, durante e depois da ação de controle são avaliados usando métricas da qualidade sonora relevantes nestas análises.

Para encerrar o documento, o Capítulo 5 apresenta as conclusões e sugestões para trabalhos futuros que surgem da presente pesquisa.

Capítulo 2

Qualidade Sonora de Distúrbios Harmônicos

O capítulo 2 trata dos conceitos e metodologias de projeto e simulação de qualidade sonora de distúrbios harmônicos. O estímulo sonoro dos motores de combustão interna e a interação com a cavidade do veículo, objeto da pesquisa, é tratada em detalhe. Análises numéricas da estrutura tempo-frequência da emissão acústica de um motor de combustão interna sintetizado são apresentadas, com o intuito de traçar diretrizes de controle da qualidade sonora do distúrbio.

Definição

O termo *Qualidade Sonora* faz referência ao grau de correlação obtido entre os elementos *objetivos* e *subjetivos* que interagem em um evento auditivo (GENUIT, 2002). As características físicas do som como amplitude, frequência e fase, junto aos aspectos relativos à sua propagação são correlacionados às particularidades da recepção e interpretação humana. Elementos físicos, psico-físicos e psicológicos (GENUIT, 2002) participam e influenciam na percepção e julgamento final das informações auditivas.

Figura 2.1: Processo da percepção auditiva (adaptado de Genuit (2002))

Na Fig. 2.1, os itens do lado *objetivo* como pressão sonora, estrutura tempo-frequência do

fenômeno sonoro e características do meio de propagação, influenciam os elementos *objetivos/subjetivos* como o ouvido humano e suas particularidades, os que por sua vez são função de características específicas do receptor como sexo, raça, idade, experiência, educação, entre outros. Por fim, a interpretação e julgamento do fenômeno auditivo dar-se-á logo após a *combinação* dos fatores. Uma vez que a natureza dos elementos que participam no citado processo é de caráter multi-disciplinar, a avaliação da *qualidade sonora* de um determinado evento auditivo se torna complexa. O estudo da qualidade sonora deve abranger todos os conceitos relativos a ela de forma integral, sem separar os elementos envolvidos no processo.

Do ponto de vista da teoria da comunicação, o som como sinal representa uma *informação* (GENUIT, 2004) advinda de sistemas radiadores do entorno, que é posteriormente recebida e interpretada por um receptor. Assim, a radiação acústica característica dos objetos e seres do mundo real faz com que *imagens*, percepções e julgamentos sejam evocados na pessoa que a recebe. Produtos como liquidificadores, máquinas de lavar roupas, ventiladores, aspiradores, geladeiras, entre outros, possuem características mecânicas e elétricas tais que a radiação acústica gerada como subproduto de sua operação induz a criação de uma *imagem acústica* (CERRATO-JAY, 2007) nos usuários. Em se tratando da radiação acústica característica dos motores de combustão interna dos veículos, objeto desta pesquisa, não seria comum que um veículo gerasse o som de outro produto (OLIVEIRA *et al.*, 2012b).

Esta *propriedade implícita* dos sistemas de emitir sinais acústicos que produzem no homem percepções e julgamentos a respeito da sua operação, tem levado tanto à indústria quanto à academia a *ouvir* seus produtos e desenvolvimentos, de forma a projetar as *expectativas auditivas* dos futuros usuários (OLIVEIRA *et al.*, 2012b). Para tanto, diversos estudos e pesquisas sobre a emissão acústica e de vibrações de produtos e sistemas têm sido desenvolvidas, as que têm por intuito, além de traçar diretrizes sobre a correlação entre as características objetivas e subjetivas do fenômeno auditivo, o aperfeiçoamento do comportamento dinâmico deles (OLIVEIRA *et al.*, 2009).

O ponto de início no projeto e controle de qualidade sonora é então o entendimento do fenômeno auditivo (WANG *et al.*, 2007; CERRATO-JAY, 2009b): os mecanismos de geração, vias de transmissão para o receptor e os mecanismos de percepção do homem. Um estudo aprofundado do sistema radiador de interesse e a forma em que o homem interage com ele é requerido para se iniciar o projeto de qualidade sonora. Consequentemente, faz-se necessário o estabelecimento de relações entre os elementos físicos envolvidos com a geração e transmissão do ruído, e os elementos psico-físicos e psico-acústicos próprios dos mecanismos da audição humana.

Inicialmente, convém formular algumas definições a respeito dos métodos de quantificação das grandezas físicas que interagem nos sistemas a serem estudados. A correlação entre o fenômeno físico e o psico-físico será descrita usando os conceitos das curvas de ponderação. Já a conexão entre os elementos físicos, psico-físicos e os psico-acústicos será descrita em detalhe na Seção 2.3 deste capítulo, em que as métricas da psico-acústica relevantes na descrição do ruído de um motor de combustão interna são apresentadas.

Métricas objetivas, como as enunciadas a seguir, são comumente usadas na indústria com o intuito de se quantificar a emissão acústica de sistemas radiadores. Uma vez que o foco da pesquisa é o estudo de distúrbios harmônicos, especificamente o gerado pelos motores de combustão interna em veículos, destaca-se a descrição apresentada por Harrison (2004) dos procedimentos seguidos na indústria automotiva para a quantificação do *ruído percebido ao interior*, tanto na forma objetiva quanto na subjetiva:

1. *Métricas objetivas*: os níveis de pressão sonora no interior do veículo são medidos de acordo com as normativas BS6086 (1981), ou ISO5128 (1980). O nível de pressão sonora (do inglês *SPL - Sound Pressure Level*) é determinado em escala logarítmica a partir da medição da pressão sonora em Pascal Pa , de forma a correlacionar as características da percepção humana com o fenômeno acústico físico através do uso de uma pressão de referência que corresponde à mínima variação de pressão audível. Calcula-se como segue:

$$L_p = 20 \log_{10} \left(\frac{P_{RMS}}{P_{ref}} \right), \quad (2.1)$$

com L_p o nível de pressão sonora em dB SPL, P_{RMS} : valor meio quadrático da pressão acústica medida, e $P_{ref} = 20 \mu Pa$ a pressão acústica mínima audível, tomada como pressão de referência. De acordo com a resposta do ouvido humano e o tipo de evento auditivo, a medição da pressão sonora pode ser ponderada no tempo, usando fatores de integração *fast* (constante de tempo de 125ms), *slow* (constante de tempo de 1s), *peak* (constante de tempo de 100 μ s) ou *impulse* (constante de tempo de 35ms); ou ponderada no domínio da frequência usando *curvas de ponderação* (A), (B), (C), (D), ou ponderação *flat*, ou seja, sem ponderação. A partir da determinação do nível de pressão sonora, os procedimentos usuais para se determinar o ruído ao interior dos veículos são:

- Nível de pressão sonora global: medição que é ponderada de acordo com os níveis SPL determinados: curvas de ponderação (A), para níveis por baixo dos 55dB SPL, ou curva (C) para níveis compreendidos entre 55dB SPL e 85dB SPL, visando a quantificação do campo acústico emitido em velocidade de cruzeiro na estrada, e/ou determinado pelo regime de giro do motor.
 - Nível de pressão sonora no regime de giro da ordem dominante do motor.
 - Nível de pressão sonora nas ordens elevadas do motor.
2. Métricas visando ao *valor-da-marca* do automóvel: nesta abordagem de quantificação de ruído interno, um conjunto de *objetivos* é escolhido de forma a criar um campo sonoro *próprio e distinguível*, baseado em parâmetros tais como:
 - Norma americana ANSI S3.1(1977): norma relacionada com a inteligibilidade da palavra, métrica que determina que a comunicação oral efetiva é efetuada em níveis

normais da voz entre duas pessoas situadas a 1m em campo acústico livre, com um ruído de fundo menor a 65dB(A). Tradicionalmente, o objetivo traçado em relação a esta norma é obter um campo acústico de 65dB(A), e levando em consideração a inteligibilidade da voz feminina, o objetivo é reformulado para 60dB(A). Normalmente, níveis entre 60 - 65dB(A) a 80km/h são determinados em veículos de passageiros pequenos.

- Algumas pesquisas reportaram que o nível de pressão sonora do ruído do motor com carga aumenta em 5dB por cada 1000RPM, e que o efeito da carga do motor no nível do ruído emitido é de 1 - 2dB de acréscimo. Em decorrência da relação entre a carga do motor, o regime de giro e o ruído emitido, os objetivos de emissão sonora devem ser projetados levando em consideração os citados parâmetros. Como exemplo do traçado de objetivos tendo em vista a relação descrita, para um veículo pequeno de passageiros se tem que :
 - O nível de pressão sonora na posição do motorista a 80km/h deve ser 65dB(A), e de 70dB(A) a 120km/h.
 - Sob carga completa do motor, e em segunda ou terceira marcha, o nível de pressão sonora na posição do motorista deve ser 55 dB(A) em 1000RPM, que deve aumentar *linearmente* para 80dB(A) em 6000RPM.
 - O nível de pressão sonora de quaisquer ordens do motor deve estar 3dB abaixo do ruído global percebido.
- Outras métricas que visam ao valor da marca do automóvel vêm da teoria da psicoacústica. Das três a serem apresentadas, apenas o *Zwicker-Loudness* será tratado em detalhe na Seção 2.3.2 por se tratar de uma métrica relevante na descrição dos distúrbios harmônicos:
 - *Loudness* e *Zwicker-Loudness* de acordo com a norma ISO532.
 - Índice de articulação de palavras (do inglês *AI - Articulation Index*), de acordo com a norma ANSI S3.5.
 - Índice de transmissão de palavras e/ou o índice *rápido* de transmissão de palavras (do inglês *STI - Speech Transmission Index* e *RASTI - Rapid Speech Transmission Index*).

Na Fig. 2.2, as curvas de ponderação (A), (B) e (C) são apresentadas. Esta metodologia de ponderação da pressão sonora tem por intuito ajustar a medição da grandeza física às particularidades da audição do homem, em que o ouvido humano não possui igual sensibilidade na faixa audível de frequências (20Hz - 20kHz) (FASTL; ZWICKER, 2007). A curva (A) possui o valor máximo de ponderação situado na faixa dos 2kHz - 4kHz, valor que possui uma relação com a idade da pessoa. Fastl e Zwicker (2007) indica que a curva (A) descreve com alto grau

de correlação a capacidade auditiva de uma pessoa de 20 - 25 anos, capacidade que aos 60 anos é reduzida em aproximadamente 20dB na faixa das frequências altas (2kHz - 20kHz).

Figura 2.2: Curvas de ponderação (curvas de *Equal-Loudness*)

As curvas de ponderação reportadas na Fig. 2.2 são traçadas usando as funções de transferência que seguem (ANSI, 2001; IEC, 2003). Com ajuda de uma transformação bilinear e uma taxa de amostragem de 16.384kHz, as funções de transferência no domínio contínuo referidas são transformadas para o domínio discreto:

$$H_A(s) = \frac{7.4e^{09}s^4}{(s + 129.4)^2(s + 676.7)(s + 4636)(s + 76655)^2} \quad (2.2)$$

$$H_B(s) = \frac{5.9e^{09}s^3}{(s + 129.4)^2(s + 995.9)(s + 76655)^2} \quad (2.3)$$

$$H_C(s) = \frac{5.9e^{09}s^2}{(s + 129.4)^2(s + 76655)^2} \quad (2.4)$$

Através das definições apresentadas, relações entre os aspectos físicos, psico-físicos e psico-acústicos têm sido traçadas. Estas relações serão ampliadas por meio da descrição de métricas psico-acústicas relevantes na descrição de distúrbios harmônicos, na Seção 2.3. Algumas pesquisas na área da qualidade sonora da emissão de produtos do dia-a-dia serão brevemente descritas a seguir.

Qualidade Sonora em Produtos do Dia-a-dia

Cerrato-Jay (2007) exemplifica uma situação de radiação acústica e qualidade sonora em aspiradores de pó, em que relaciona as percepções auditivas de um usuário face à compra de um novo aspirador. A autora indica que a *experiência* que o usuário possui no produto pode influir na compra, já que ele poderia escolher o produto que mais nível de conforto acústico forneça,

sem reparar na aparência nem sequer em possíveis novas funções incluídas no aparelho. A *imagem acústica*, definida por Cerrato-Jay (2009b) como o *elemento audível* de um produto que gera sensações e leva ao julgamento do produto em relação às suas qualidades, torna-se então um novo elemento de *marketing* (CERRATO-JAY, 2009b; REDEL-MACIAS *et al.*, 2010), o que participa ativamente na constituição do denominado *som-da-marca* pelo qual as companhias buscam se diferenciar das outras.

Jeon *et al.* (2007) analisam a radiação acústica de 30 tipos de geladeiras em apartamentos de $100m^2$ na Coreia do Sul, em termos das grandezas físicas e métricas da psico-acústica. No trabalho referido, determinou-se que as particularidades dos recintos influem *negativamente* na percepção do ruído irradiado, uma vez que há uma diferença média de 11dB SPL em relação às medições de emissão sonora das geladeiras em câmara anecoica, a que implica um incremento do nível de pressão sonora nos apartamentos. Contudo, os pesquisadores encontraram que a estratégia de redução do distúrbio não foi efetiva, já que os indivíduos que participaram dos experimentos reportaram tendências que relacionam de alguma forma os problemas *tonais* com o desconforto auditivo, e não do distúrbio da geladeira como um todo. Métricas objetivas e subjetivas foram avaliadas no fenômeno auditivo, bem como um novo índice de *qualidade sonora para geladeiras* proposto pelos pesquisadores, baseado em regressões lineares usando as métricas mencionadas.

O trabalho reportado por Wong *et al.* (2003) é exemplo da influência do ruído gerado como subproduto da operação de um ventilador e das estratégias adotadas visando seu controle. Técnicas ativas e passivas de controle (ver Cap. 3) são implantadas na redução do distúrbio gerado por um ventilador, o que por sua vez faz parte do sistema de refrigeração de uma sala de computadores na *University of Western Australia*. A componente de banda larga do distúrbio é reduzida pela via passiva de controle, enquanto que a componente de baixa frequência e alta potência é controlada pela via ativa. O resultado da metodologia de controle por eles adotada é de 6dB(A) SPL de redução na banda de frequência audível ($20 - 20kHz$). Observa-se que o resultado da ação de controle é correlacionado à percepção humana por meio das curvas de ponderação baseadas no conceito das curvas isófonas (*equal-Loudness* - vide Seção 2.3.2).

Callafon *et al.* (2010) propõem uma metodologia de estudo e controle do ruído gerado pelo sistema de refrigeração de um projetor, baseada na estratégia de redução global do distúrbio. As análises de percepção auditiva foram feitas com base em métricas objetivas, especificamente baseadas na ponderação tipo (A) do nível de pressão sonora (ponderação: definição na Seção 2.1). O objetivo de redução do distúrbio foi atingido em uma quantidade de 9.3dB SPL, em uma banda de frequência de 1kHz a 5kHz. Este exemplo ilustra da necessidade de aperfeiçoar o comportamento dinâmico dos produtos, uma vez que o subproduto que resulta da operação do sistema requer redução para melhorar seu comportamento e reduzir seu impacto nos sistemas vizinhos. Consequentemente, além de melhorar o desempenho do produto, o desconforto acústico por ele gerado é reduzido.

Os resultados numéricos enunciados nos exemplos apresentados podem ser correlacionados

de forma qualitativa à percepção humana por meio da Tabela (2.1) reportada por (BIES; HANSEN, 1996) onde os níveis de pressão sonora e a mudança produzida na percepção do *volume* são comparados.

Tabela 2.1: Descrição objetiva e subjetiva da percepção do *volume*.

<i>Volume</i> (descrição subjetiva)	Nível de Pressão Sonora (dB SPL)
Apenas perceptível	-3
Claramente perceptível	-6
Metade do <i>volume</i>	-10
Mais silencioso	-20

Qualidade Sonora na Indústria Automotiva

Já na indústria automotiva, existem múltiplos trabalhos que têm por intuito a quantificação e controle da qualidade sonora do veículo. A qualidade do som e vibração percebida nos veículos é um tema amplo, em que a relação do usuário e o veículo é complexa (CERRATO-JAY, 2009b). Além dos elementos já descritos que participam na conformação do julgamento da qualidade sonora, os elementos advindos do fenômeno vibro-acústico que tem lugar no veículo também influenciarão os julgamentos (GENUIT, 2004). A influência do fenômeno vibro-acústico na percepção auditiva é então motivo suficiente para que as companhias automotivas tenham investido tempo e dinheiro na compreensão do papel do fenômeno, visando ao projeto de qualidade sonora e do reforço da imagem acústica gerada pelos veículos.

O ruído gerado por um veículo resulta da interação de diversos elementos que compõem o sistema vibro-acústico, dos quais os de maior participação são (CERRATO-JAY, 2009b):

- Motor.
- Interação pneu/pavimento.
- Vento.
- Escapamento, coletor de admissão.

Dos 04 itens que Cerrato-Jay (2009b) lista, os 03 primeiros são confirmados por Wolfindale *et al.* (2012) como os elementos de maior participação na conformação da percepção auditiva no interior dos veículos. Na Fig. (2.3) os três elementos de maior participação são esboçados, em função da frequência e do nível de pressão sonora típico medido no interior dos veículos (WOLFINDALE *et al.*, 2012).

Em menor medida, outros elementos que também participam do fenômeno auditivo nos veículos são (CERRATO-JAY, 2009a):

- Sistema de direção.

Figura 2.3: Elementos de maior contribuição ao ruído no interior dos veículos - Adaptado de Wolfindale *et al.* (2012)

- Ar condicionado.
- Alternador.
- Sistema de freios.
- Outros elementos elétricos: teto solar, espelhos, elevadores de vidros.

Levando-se em consideração que os diversos sub-sistemas acima listados possuem características particulares de funcionamento, uma vez que a operação deles gera como subproduto radiação acústica, uma forma de se abordar a qualidade sonora do sistema é o desacoplamento e estudo dos sub-sistemas. Outra forma é, o estudo da radiação acústica do sistema vibro-acústico como um todo. A respeito, Harrison (2004) apresenta uma lista de “especificações de projeto de produto” (*Product Design Specification*, em inglês), relativas às emissões vibro-acústicas dos veículos e intimamente ligadas à participação dos elementos que as geram, as que são avaliadas na indústria:

1. Ruído exterior do veículo como um todo.
2. Ruído exterior causado por componentes do veículo.
3. Ruído interior do veículo como um todo.
4. Qualidade/conforto da dinâmica vertical.

Enquanto que as avaliações dos itens (1) e (2) são elaboradas usando métricas objetivas, as especificações determinadas por (3) e (4) são verificadas usando uma combinação de métricas

objetivas e subjetivas (HARRISON, 2004). No tocante às especificações do ruído interior do veículo, Wang *et al.* (2007) informam que os problemas de *conforto acústico* são mais comuns do que os problemas de *prejuízo acústico*, já que os níveis de pressão sonora gerados no interior da cavidade não atingem quantidades elevadas, como já foi reportado na seção das definições neste capítulo.

A quantificação da percepção auditiva gerada pelos motores de combustão interna em veículos é um exemplo do uso em conjunto de diversas métricas da psico-acústica, onde as conhecidas como *Loudness* e *Roughness* fornecem boa correlação com o fenômeno físico da radiação acústica do motor (GONZALEZ *et al.*, 2003; OLIVEIRA *et al.*, 2009). O *Loudness* tem sido empregado na descrição dos fenômenos relacionados ao *Rumble* (LIM; WITER, 2000) e ao *Booming* (LEE, 2008; LEE; LEE, 2009), uma vez que o último fenômeno mencionado representa elevados níveis de pressão sonora durante a aceleração do motor, e o primeiro faz referência a um fenômeno transiente *muito irritante* para os passageiros, descrito textualmente por Lim e Witer (2000) como *som áspero* e que dá a *falsa informação* de estarem acontecendo falhas mecânicas no motor.

O *Roughness* é usado também para analisar e reforçar a característica de *esportividade* nos veículos (FASTL, 2005). Shin *et al.* (2009) inclui a métrica conhecida como *Tonality* às análises do *Booming*, em que o aumento do nível de pressão sonora na cavidade do veículo possui relação com um conjunto determinado de componentes harmônicas do motor, e não com o aumento *global* do nível de pressão sonora. Por fim, as métricas conhecidas como *Sharpness* e *Fluctuation Strength* têm sido reportadas também como participantes, em menor medida, na conformação do *Booming* (LEE, 2008; LEE; LEE, 2009).

Brizon e Medeiros (2012) apresentam uma abordagem de análise da radiação sonora percebida no interior do veículo sob três condições diferentes de operação: tráfego na cidade, operação em estrada restrita padronizada e operação no laboratório. A combinação das métricas objetivas como pressão sonora ponderada (A), e subjetivas como *Loudness*, *Roughness*, *Sharpness*, *Fluctuation Strength* e o *Articulation Index* é usada apenas para a condição de tráfego na cidade, enquanto que a avaliação objetiva da radiação acústica é realizada para todas as condições de operação. Da correlação entre os elementos objetivos e subjetivos, os autores propõem um conjunto de regressões lineares, as que relacionam quantidades ponderadas dos elementos objetivos - subjetivos (métricas da psico-acústica) ao denominado *índice de conforto acústico* do veículo. A estratégia por eles formulada aborda o problema da radiação acústica do ponto de vista do ruído interior do veículo como um todo, isto é, segundo a especificação (1) da listagem acima apresentada. Para efeitos de comparação com esta pesquisa, é importante observar os resultados numéricos por eles fornecidos, em que os níveis de pressão sonora ponderados (A) medidos em condição de veículo estacionado e motor em marcha lenta guardam correlação com os valores determinados na fase experimental desta pesquisa, tanto para o *Loudness* (ver Tabela 3.7) quanto para o *Roughness* (ver Tabelas 3.8 e 3.9).

Um exemplo da estratégia de desacoplamento do sub-sistema de interesse nos veículos é

o apresentado por Leite *et al.* (2009), quem utiliza métricas da psico-acústica na descrição da radiação sonora do sistema de ar condicionado dos veículos. Segundo os autores, o *Loudness*, o *Sharpness* e o *Tonality* mostraram ser descritores adequados do fenômeno psico-acústico mencionado. Regressões lineares são calculadas visando a predição da percepção auditiva da radiação do sistema de ar condicionado em relação à quantidade *ponderada* das métricas psico-acústicas usadas. No entanto, a metodologia é válida quando analisado o sistema de ar condicionado sem interagir com outros elementos do sistema vibro-acústico que o veículo representa.

Cho *et al.* (2011) reportam uma análise da qualidade sonora da radiação acústica dos motores elétricos elevadores de vidros em veículos. Embora a radiação acústica por eles emitida seja baixa em comparação com outros elementos no interior do veículo, a radiação que vem dos motores com defeito produz *percepções anormais* nos usuários. Dos resultados reportados, o *Loudness* e o *Roughness* são as métricas com maior correlação ao fenômeno auditivo. A conclusão dos autores indica que a combinação das duas métricas mencionadas pode levar à classificação dos motores no que se refere ao seu funcionamento, conclusão que pode dar ponto de início à busca de relações entre percepção humana e detecção de falha em sistemas que irradiam ruído.

Dos exemplos apresentados, observa-se que as métricas comuns são o *Loudness* e o *Roughness*, enquanto que outras métricas da psico-acústica como *Tonality*, *Sharpness*, *Fluctuation Strength* e o *Articulation Index* são aplicadas de acordo com o tipo de distúrbio acústico estudado, isto é, com as características temporais e espectrais do sinal a ser analisado. Já na totalidade dos estudos referenciados, o denominador comum é a procura da correlação das grandezas físicas às métricas subjetivas com o intuito de estabelecer relações entre a radiação acústica e a percepção humana. É assim como, no tocante ao desenvolvimento de produtos, métodos de simulação numérica são altamente desejados nas fases de projeto e desenvolvimento (OLIVEIRA, 2007). Wang *et al.* (2007), Auweraer *et al.* (2007) e diversos autores então propõem como fase inicial do processo do projeto de qualidade sonora em veículos o estudo preliminar do fenômeno auditivo, de forma a obter as respostas subjetivas desejadas. Na Seção 2.1, a qualidade sonora da radiação acústica dos motores de combustão interna será abordada com maior detalhe.

2.1 Qualidade Sonora dos Motores de Combustão Interna

Mecanismos de Geração do Ruído do Motor

O estudo da radiação acústica e a qualidade sonora dos veículos tem adquirido grande importância no projeto e desenvolvimento, principalmente por três razões (HARRISON, 2004):

- Legislação: a diretiva 70/157/EEC (1970) limita os níveis de emissão de ruído de veículos, o que implica que a radiação acústica por eles emitida deva ser *projetada* visando o cumprimento da norma (BIES; HANSEN, 1996).
- Mercado: a qualidade sonora nos veículos é uma característica que pode ser usada para

distinguir veículos de diversas marcas, atraindo assim consumidores (BIES; HANSEN, 1996; CERRATO-JAY, 2007; CERRATO-JAY, 2009b; REDEL-MACIAS *et al.*, 2010).

- Percepções evocadas nos consumidores: a implantação e consecução dos objetivos de qualidade sonora resulta em que sensações como conforto, luxo, esportividade, segurança e potência sejam evocadas nos consumidores e, conseqüentemente, a decisão de compra será influenciada (CERRATO-JAY, 2009b).

Dos diversos elementos que contribuem para a formação do ruído interno em automóveis, a radiação vibro-acústica do motor é a que produz, além de informações correlacionadas à operação do veículo (KUO; MORGAN, 1996), as sensações auditivas relacionadas com a *imagem acústica* (OLIVEIRA *et al.*, 2010) no consumidor, as que por sua vez estão diretamente relacionadas à qualidade sonora percebida do veículo.

Antes de se iniciar o estudo acústico e psico-acústico da emissão sonora dos motores de combustão interna, convém formular conceitos específicos da geração do ruído (HARRISON, 2004), sem caracterizar ainda as formas de interação com a cavidade do veículo:

O ruído (acústico) gerado pelo motor está relacionado com a emissão auditiva da combinação das cargas de gás nos cilindros e os movimentos mecânicos na base do motor. (...) O ruído do motor resulta então da soma de dois elementos: ruído devido ao processo da combustão e ruído mecânico. A combinação dos elementos pode variar entre motores, porém existe uma regra geral: em se tratando de motores à gasolina, *os fatores mecânicos dominam* a composição do ruído; e já nos motores Diesel, o ruído de combustão será o fator dominante. Aliás, o ruído do motor dependerá do regime de giro e/ou da carga.

Já que os fatores mecânicos são os predominantes no ruído causado pelos motores de combustão interna, é importante então se descrever os elementos e processos envolvidos (HARRISON, 2004):

O mecanismo composto pelo pistão, biela, virabrequim e rolamentos experimenta forças tanto externas que resultam das forças do gás, quanto internas, como resultado da própria inércia. Assim, a reação da estrutura do motor à soma das forças produz ruído mecânico na forma de *radiação indireta*. (...) Nos motores à gasolina, as folgas dos pistões são pequenas, o que significa que o ruído mecânico é devido principalmente aos impactos feitos nos rolamentos do virabrequim a través do óleo. Já em regimes elevados de giro do motor, os efeitos da inércia do virabrequim dominam a composição do ruído.

Nos dois parágrafos citados de Harrison (2004), uma relação entre o regime de giro e/ou de carga do motor e a radiação sonora é descrita, em que a emissão acústica irradiada pelos motores de combustão interna é devida principalmente à interação entre os mencionados elementos mecânicos do motor. A intensidade da emissão acústica aumenta em regimes de giro elevados, bem como devida às condições de cargas elevadas (LIM; WITER, 2000).

Radiação Direta e Indireta do Distúrbio

Destaca-se um fato importante da descrição de Harrison (2004): o ruído produzido pelo motor de combustão interna é irradiado de forma *indireta*. Harrison (2004) esclarece que o

mecanismo de *radiação direta* é aquele onde o campo acústico é diretamente transferido e não precisa de mecanismos ou estruturas intermédias de radiação, enquanto que o mecanismo de *radiação indireta* envolve forças que produzem respostas dinâmicas de estruturas vizinhas, que por sua vez irradiam o campo acústico. Na Fig. 2.4, resumam-se as definições apresentadas por Harrison (2004), das formas em que o som pode ser radiado ao ambiente.

Figura 2.4: Esquema de radiação direta e indireta do som ao ambiente (adaptado de Harrison (2004))

Tendo em vista o esquema da Fig. 2.4, alterações podem ser realizadas em três seções da cadeia *emissor - caminho - receptor* com o intuito de melhorar a condição da radiação acústica do motor:

- Fonte do distúrbio: motor,
- Via de propagação aérea: janelas, selantes, portas
- Via de propagação estrutural: montantes (coxins) - chassis - cavidade,
- Receptor final: motorista - passageiros.

Diversas *modificações mecânicas* podem ser realizadas visando a redução e/ou qualidade sonora do ruído dos motores de combustão interna, sendo que estas não são o alvo deste trabalho (Cf. Harrison (2004)). Este tipo de soluções alteram diretamente o *hardware* do motor, o que restringe a rápida e econômica adaptação do veículo aos diversos mercados mundiais (OLIVEIRA *et al.*, 2010), ou seja, às expectativas auditivas dos compradores em relação ao ruído do motor.

Por outro lado, alterações no receptor final, por exemplo, fones de ouvido, carecem de sentido prático nesta aplicação, em que para se garantir ação efetiva os fones devem permanecer *adequadamente colocados* durante o tempo da radiação da fonte de distúrbio (GERGES, 2012). Almeida-Agurto *et al.* (2011) reportam curvas de atenuação e de ruído determinadas para protetores auditivos industriais, as que os apresentam como boa solução aos problemas de isolamento

de ruídos de baixas frequências, como é o caso do ruído do motor. A princípio, a ideia de se usar fones de ouvido resultaria adequada se a meta proposta de qualidade sonora fosse a redução global do distúrbio transmitido pela via de propagação aérea. No entanto, os fones de ouvido não são seletivos quanto às bandas de frequência de interesse, a característica de isolamento espalha-se pelo espectro audível de forma a atenuar componentes cuja redução não é desejada, por exemplo: a banda entre 500Hz e 2000Hz, banda de frequência na qual a energia da voz humana está concentrada. Assim, a métrica psico-acústica denominada *Articulation Index*, comumente usada na indústria automotiva para determinar a porcentagem de inteligibilidade da palavra (SAMARDZIC; NOVAK, 2011), ver-se-ia claramente afetada. Por fim, a redução global do distúrbio gerado pelo motor em veículos não é recomendada, em que, além de ser um objetivo custoso, as informações relativas ao funcionamento do veículo fornecidas pelo distúrbio seriam eliminadas.

Desta forma, a alteração pelas vias *ativas* e/ou *passivas* nos caminhos de propagação aéreos e/ou estruturais do campo acústico apresenta-se como solução promissória, uma vez que resulta econômica face às modificações substanciais no *hardware* original do veículo (ABE, 2008) e o uso de fones de ouvido por parte dos ocupantes do veículo. Mesmo entre as duas possibilidades mencionadas, a via *ativa* possui vantagens em relação à sua contra-parte *passiva*, em que estas últimas exigem condições especiais de *massa* e *espaço* para serem implantadas (OLIVEIRA *et al.*, 2010). Contudo, Landaluze *et al.* (2003), entre outros autores, têm demonstrado que os métodos de controle dos caminhos de propagação (ativos ou passivos) apresentam efetividade comprovada em determinadas faixas de frequência, que são estimadas pelos referidos autores e esboçadas na Fig. 2.5.

Figura 2.5: Faixas úteis de operação das estratégias de controle ativo/passivo (adaptado de Landaluze *et al.* (2003))

Os limites de operação reportados na Fig. 2.5 possuem relação direta com as vias de propa-

gação do distúrbio acústico, em que a *via estrutural* de transmissão da energia apresenta uma composição espectral importante abaixo dos 500Hz, enquanto que a *via aérea* de propagação concentra sua energia a partir dos 500Hz (HARRISON, 2004). Salienta-se que, em se tratando de motores de combustão interna que concentram a maior parte da energia acústica emitida abaixo dos 500Hz, as vias estruturais de propagação se tornam importantes na contribuição do ruído percebido no interior do veículo. Consequentemente, os mecanismos de transmissão do ruído à cavidade devem ser analisados em detalhe com o intuito de projetar ações de controle de ruído. Uma discussão detalhada sobre os caminhos de transferência acústicos e estruturais será apresentada na Seção 2.2.

Antes de encerrar esta Seção, convém apresentar considerações a respeito do ruído do motor do ponto de vista da teoria de sinais e sistemas, em que características como sua estrutura espectral e a evolução do sinal no tempo são abordadas, as que serão correlacionadas à identificação plena da via de transmissão da energia, à influência das percepções auditivas nos ocupantes da cavidade e aos métodos de controle possíveis para alcançar objetivos de qualidade sonora.

Estrutura Tempo-Frequência do Distúrbio

Diz-se que os distúrbios de característica espectral harmônica concentram sua energia em frequências específicas, relacionadas com o regime de giro da máquina rotativa que as gera. Assim, a radiação acústica advinda do motor de combustão interna possui características harmônicas que, como anteriormente discutido, é emitida ao exterior de forma *indireta*. A possibilidade de se estabelecer uma relação do regime de giro à sua estrutura tempo-frequência, faz com que o distúrbio gerado pelo motor possa ser classificado como *determinístico*, uma vez que existe uma expressão matemática para caracterizar seu comportamento em todo o domínio do tempo, como segue:

$$d(t) = \sum_{k=1}^O a_k(t) e^{-j(\omega_k(t)t + \theta_k(t))}, \quad k = [1, 2, \dots, O], \quad (2.5)$$

com d o resultado da soma das k -ésimas componentes harmônicas do motor, sendo que o elemento $k = 1$ representa a componente fundamental do distúrbio harmônico, a , ω e θ são a amplitude, frequência e fase relativa do k -ésimo harmônico, $j = \sqrt{-1}$, O representa a quantidade total de componentes, ou ordens do motor, e t representa o domínio temporal *contínuo*. Na Eq. 2.5, se as *meias-ordens* forem levadas em consideração, o índice k terá valores $k = [0.5, 1., 1.5, \dots, O]$. Esta representação fasorial do sinal do motor é fundamental no desenvolvimento de um controlador de amplitude e fase relativa, a ser apresentado na Seção 3.3.

Se o regime de giro do motor for mantido constante, a Eq. 2.5 descreverá o comportamento de $d \forall t$, e diz-se então que a característica espectral do ruído do motor será *estacionária*. Uma vez que as propriedades estatísticas do sinal do motor permanecem iguais para todo t , o processo é dito *estritamente estacionário* (DUARTE, 2006). Ainda, em se tratando de um sinal de característica periódica, a série de dados descrita por $d(t)$ na Eq. 2.5 é *cicloestacionária*,

em que existe um período T e múltiplos inteiros de T , ou seja, existe um número m , tal que a distribuição de probabilidade de $d(t)$ e de $d(t + mT)$ coincidem (DUARTE, 2006).

Não obstante, se o regime de giro do varia no tempo, ou seja, o motor é acelerado ou desacelerado, os k -parâmetros ω mudarão de forma proporcional. Por outro lado, as amplitudes e fases relativas na Eq. 2.5 também apresentarão variações de acordo com a aceleração e/ou desaceleração do motor, em que as componentes são dependentes em primeiro lugar da dinâmica do sistema que as gera, e em segundo lugar das características dinâmicas do ambiente em que o ruído do motor é emitido. Assim, para um determinado tempo t_1 , a estrutura tempo-frequência do ruído do motor estimula as características dinâmicas dos sistemas coincidentes no domínio da frequência, durante um $\Delta t = t_2 - t_1$, o ruído estimulará as características dinâmicas pertencentes a uma determinada faixa no domínio da frequência, e finalmente no tempo t_2 , o ruído excitará outras características dinâmicas dos citados sistemas, no domínio da frequência.

Em decorrência da dependência do distúrbio às respostas dinâmicas tanto do sistema que o gera quanto do sistema de transmissão, a amplitude e a fase relativa das componentes do ruído do motor são descritas como *funções temporais* (Eq. 2.5). A dependência temporal dos parâmetros dos fasores faz com que o ruído do motor não seja *estritamente estacionário*. Ainda, Hansen e Snyder (1997) afirmam que, na prática, os sistemas acústicos e/ou vibro-acústicos não são absolutamente estacionários, mas as variações por eles apresentadas são suficientemente lentas, o que faz com que o sinal transmitido pelos mencionados sistemas possa ser tratado como *quase-estacionário*.

Uma vez entendido o processo de geração do ruído do motor de combustão interna e suas características como sinal que transmite informações relevantes a respeito do funcionamento do veículo, o passo a seguir consiste na busca da relação entre a emissão da radiação acústica e a percepção dos passageiros na cavidade. Aspectos relativos à vibro-acústica do sistema serão abordados na Seção 2.2 a seguir.

2.2 Interação Motor - Cavidade: Caminhos de Transferência de Energia

Em geral, a radiação acústica do motor de combustão interna nos veículos chega aos ocupantes da cavidade por dois tipos de caminhos (HARRISON, 2004):

- Caminhos aéreos: caminho advindo do exterior da cavidade, transmite energia acústica,
- Caminhos estruturais: vibração advinda do exterior da cavidade que também induz vibração nas superfícies da cavidade e portanto, radiação acústica.

Em frequências acima dos 500Hz, o ruído recebido via aérea constitui-se no principal contribuinte do ruído interior (HARRISON, 2004). No entanto, se a cavidade não fosse perfeitamente fechada, a contribuição aérea tornar-se-ia importante na faixa das frequências baixas. Por outro lado, os caminhos estruturais dominam a formação do ruído advindo do motor, na faixa das frequências baixas, isto é, abaixo dos 500Hz, em que a composição espectral do motor se

encontra nesta faixa de frequências e induz vibração nas estruturas vizinhas e nas paredes da cavidade. Por exemplo, Lim e Witer (2000) encontraram que o caminho de transmissão *primário* da energia vibratória da árvore de manivelas (virabrequim) é de natureza estrutural em baixos regimes de giro do motor.

Das descrições acima referidas, intui-se que o motor contribui à formação do campo acústico no interior do veículo através de múltiplos caminhos físicos, classificados como apresentado por (HARRISON, 2004). Assim, uma ferramenta como a *análise de caminhos de transferência* (do inglês *TPA - Transfer Path Analysis*) que estuda a contribuição dos caminhos entre uma ou várias fontes e um ou vários receptores, permite a determinação do caminho mais relevante na transmissão da energia vibro-acústica (PADILHA, 2005). O princípio matemático que fundamenta a teoria da análise de caminhos pode ser formulado como segue (PADILHA, 2005):

$$r_i(\omega) = \sum_{j=1}^{N_f} H_{ij}(\omega) f_j(\omega), \quad (2.6)$$

com $r(\omega)$ a resposta acústica ou estrutural no i -ésimo receptor, na frequência ω , H_{ij} é a função de resposta em frequência (do inglês FRF - Frequency Response Function) determinada entre o i -ésimo receptor e a j -ésima fonte, e $f(\omega)$ a j -ésima força de entrada, que pode ser acústica ou estrutural. Da Equação 2.6, salienta-se a necessidade de conhecer a função de transferência entre a fonte e o receptor, situação que requer a remoção da fonte para se caracterizar adequadamente cada caminho de transmissão. Em se tratando do ruído transmitido pelo motor em veículos, a condição de remover a fonte, além de não ser factível na maioria dos casos, resulta custosa e pouco prática.

Uma formulação que permite distinguir as contribuições estruturais das aéreas é a apresentada por Silva (2011), que as modela em função de um receptor que percebe uma pressão acústica $P(\omega)$ como segue:

$$P(\omega) = \sum_{j=1}^{N_e} F_j(\omega) \left[\frac{P}{F_j}(\omega) \right] + \sum_{k=1}^{N_a} Q_k(\omega) \left[\frac{P}{Q_j}(\omega) \right], \quad (2.7)$$

com $F(\omega)$ a j -ésima força operacional, $Q(\omega)$ a k -ésima carga acústica operacional, a relação $\left[\frac{P}{F_j}(\omega) \right]$ representa funções de resposta em frequência vibro-acústicas e $\left[\frac{P}{Q_j}(\omega) \right]$ representa funções de resposta em frequência acústicas.

Diversos métodos para afrontar o problema da análise *operacional* dos caminhos de transferência têm sido propostos (Cf. (PADILHA, 2005; SILVA, 2011)). Padilha (2005) efetuou uma comparação dos métodos de análise de caminhos de transferência conhecidos como a *inversão de matrizes* e a *rigidez complexa*. Silva (2011) aplica técnicas de TPA na caracterização do ruído da interação pneu/pavimento, uma vez que o fenômeno denominado *rumble* ou ruído de rodagem pode ser controlado pela determinação e atuação nos caminhos vibro-acústicos críticos do

chassi de um veículo.

As características e mecanismos de geração da emissão acústica dos motores de combustão interna foi estudada com detalhe na Seção 2.1. Uma consideração inicial a respeito dos mecanismos de transmissão da energia vibro-acústica tem sido apresentada nesta Seção.

Sobre os caminhos de transferência de energia

A respeito dos caminhos de transferência estruturais da energia advinda do motor, Harrison (2004) lista um conjunto de opções para o tratamento do ruído por eles transmitido:

- Melhorar o isolamento de vibrações atuando nos montantes do motor,
- Reduzir diretamente as vibrações causadas pelo motor,
- Adicionar amortecimento em seções ressonantes da parede-corta-fogo e/ou do piso.

Do conjunto de soluções fornecido por Harrison (2004), as duas primeiras envolvem modificações no *hardware* do sistema, as que, além de serem custosas e de exigirem re-projeto dos sub-sistemas, se encontram fora do escopo da pesquisa. Em relação à terceira opção listada, por meio do uso das vias ativas de controle, grandezas proporcionais à rigidez e/ou ao amortecimento podem ser introduzidas, de modo a reduzir o fenômeno vibratório e *tentar* atingir melhoria da percepção auditiva.

Usualmente, o projeto convencional da solução de controle ao problema vibratório é realizado *desacoplando* o domínio estrutural do acústico, o que leva a obter soluções sub-ótimas (OLIVEIRA *et al.*, 2008). Ainda, em se tratando das vias ativas de controle, os domínios mencionados são comumente tratados de forma separada ao domínio *eletro-mecânico* e/ou *eletro-mecânico-acústico*, ao que o controlador ativo pertence. Consequentemente, Oliveira *et al.* (2008) sugerem realizar o projeto do sistema de controle de forma *acoplada*, em que os diversos domínios que interagem no sistema e suas dinâmicas sejam levados em consideração.

Uma grande vantagem de se afrontar o problema vibro-acústico acoplado recai na possibilidade de obter melhores estimativas em relação ao funcionamento do sistema todo, ao invés de se tratar o problema em sub-domínios, o que levaria à superestimação do desempenho do controlador (OLIVEIRA *et al.*, 2008). Nesta linha de raciocínio, não se pode esperar de um controlador sintetizado para um sub-domínio específico a capacidade de resolver o problema acoplado.

2.3 Avaliação da Qualidade Sonora dos Motores: Psicoacústica

Da estratégia *fonte - caminho - receptor*, adotada na presente pesquisa, os elementos *fonte* e *receptor* têm sido tratados nas seções anteriores. Em relação ao receptor do distúrbio na cavidade, alvo de discussão nesta seção, comentários ao respeito do uso de fones de ouvido com o intuito de alterar a percepção do distúrbio já foram estabelecidos na Seção 2.1 anterior. A grande desvantagem do uso dos fones de ouvido é o requisito de mantê-los adequadamente colocados

durante a emissão acústica do distúrbio. Os problemas de seletividade em frequência dos fones de ouvido podem ser resolvidos por vias ativas de controle, as que ficarão completamente ineficientes se eles não forem corretamente posicionados.

O entendimento das particularidades do ouvido humano quanto à recepção e interpretação das emissões acústicas leva a possibilidades que, sem precisar do uso de ações de controle diretas sobre o receptor, permitem a modificação da percepção final do distúrbio. Para tanto, a estrutura tempo-frequência *na transmissão do distúrbio* deverá ser analisada, uma vez que a natureza dinâmica dos caminhos de transferência de energia atuará sobre o distúrbio na forma de *ganhos e atrasos*, modificando assim a emissão da fonte. O Capítulo 3 devotado ao controle da qualidade sonora apresenta as respostas dos caminhos de transferência experimentais e sua ação sobre o distúrbio discutido em análise neste capítulo.

Considerando a estrutura tempo-frequência apresentada do ruído do motor apresentada, e da Nesta linha de raciocínio, uma forma de se classificar os problemas auditivos causados pelo ruído interno em veículos é por meio da classificação apresentada por Oliveira (2010), como segue:

- Problemas harmônicos de nível, onde são considerados tanto o nível global de ruído quanto os distúrbios em banda larga.
- Problemas tonais: problemas de nível em distúrbios de banda estreita.
- Problemas de continuidade: relacionados com baixos níveis ou mudanças abruptas de nível das componentes, ou mesmo do nível global do sinal em determinadas velocidades de giro do motor.
- Problemas de múltiplos harmônicos: relacionados com interações em amplitude e fase das componentes do som.

Esta seção apresenta conceitos e definições das métricas psico-acústicas relevantes na descrição da emissão acústica dos motores de combustão interna. O conceito que fundamenta o estudo da psico-acústica humana, isto é, as bandas críticas, será discutido inicialmente. As métricas da psico-acústica conhecidas como *Loudness*, *Roughness* e *Tonality*, as que já foram listadas como as de maior relevância na descrição do citado distúrbio acústico, serão descritas logo após o conceito de bandas críticas. Procedimentos computacionais nos domínios temporal e da frequência são apresentados, os que serão aplicados à análise psico-acústica da emissão de um motor de veículo.

2.3.1 Bandas Críticas

A definição das denominadas *bandas críticas* (FASTL; ZWICKER, 2007) é o fundamento das teorias da psico-acústica. As métricas da psico-acústica a serem avaliadas possuem seu fundamento nos modelos matemáticos das bandas críticas do ouvido humano. Trata-se da formulação

de um modelo matemático de uma escala correlacionada à forma em que o ouvido humano percebe e classifica um sinal auditivo no domínio da frequência. No sistema auditivo, a cóclea possui a função de *classificar*, em função da frequência, as oscilações de entrada. Estudos teóricos iniciados por von Helmholtz e confirmados por Georg von Békésy (FASTL; ZWICKER, 2007) demonstraram a existência das regiões específicas de excitação da cóclea. Procedimentos padronizados advindos da psico-acústica, baseados nos *efeitos de mascaramento* são usados para demonstrar a existência das bandas críticas. Antes de apresentar os modelos matemáticos, os *efeitos de mascaramento* são descritos através de um exemplo extraído de Fastl e Zwicker (2007)

Para se realizar uma conversação em uma rua tranquila, baixa potência sonora é requerida para que os participantes da conversa consigam se comunicar. Se um caminhão passar de perto, a conversação será afetada pela potência do distúrbio auditivo gerado pelo caminhão. Consequentemente, surgem duas maneiras de se contrariar a situação: aguardar o tráfego do caminhão e retomar a conversação ou *eleva a potência sonora* das vozes participantes para melhorar a comunicação.

Do exemplo acima citado, dois elementos são extraídos para entender os *efeitos de mascaramento*: a conversação e o ruído do caminhão. Uma vez que o *limiar auditivo mascarado* é o nível de pressão sonora necessário para ser apenas audível na presença do *mascarador* (FASTL; ZWICKER, 2007), a conversação torna-se o elemento mascarado pelo ruído do caminhão. Outras situações são descritas pelos referidos autores, nas quais surge o efeito de mascaramento, onde a presença dos dois elementos pode não ser simultânea, dando lugar então aos efeitos de *pre-* e *post-*mascaramento, ligados aos mecanismos de proteção do ouvido. Aliás, é possível o mascaramento entre tons puros (mascaramento entre ruídos de banda estreita), entre tons puros e ruído de banda larga e entre tons puros e distúrbios complexos (somatório de tons puros).

Uma descrição a respeito das bandas críticas é apresentada a seguir (FASTL; ZWICKER, 2007):

Se assumido que o *efeito de mascaramento* independe da frequência, a largura das denominadas *bandas críticas* deveria ser igual em todo o espectro audível. (...) No entanto, a hipótese da independência da frequência em relação ao *efeito de mascaramento* é inexata: (...) em frequências baixas as larguras de banda excitadas são de aproximadamente 100Hz, enquanto que para frequências superiores a 500Hz as larguras típicas da banda excitada são aproximadamente de 20% da frequência central da banda, ou seja, a largura das *bandas críticas* nesta região aumenta em proporção à frequência.

Tem-se demonstrado que o comportamento descrito no parágrafo anterior das bandas críticas pode ser modelado pelos *filtros de Terhardt*, como segue:

$$s_l = -27, \quad (2.8)$$

$$s_u = -24 - \frac{0.23}{f} + 0.2L, \quad (2.9)$$

com s_l : inclinação inferior do filtro em dB/Bark; s_u : inclinação superior do filtro em dB/Bark; f : frequência em Hz e L : nível do distúrbio a ser filtrado, em dBSPL. A inclinação inferior é

constante a través do espectro audível, enquanto que a inclinação superior possui uma relação direta ao nível de pressão do distúrbio, e uma relação inversa com a frequência.

Diversos modelos matemáticos têm sido apresentados, com o intuito de se descrever a relação entre a frequência em Hz e em Bark. Os primeiros modelos foram formulados por Zwicker:

$$z = 13 \tan^{-1}(760f) + 3.5 \tan^{-1} \left(\frac{f}{7500} \right)^2 \quad (2.10)$$

$$z = 8.7 + 14.2 \log_{10} \left(\frac{f}{1000} \right) \quad (2.11)$$

com z a equivalência na escala Bark da frequência f , em Hz. Outras expressões são formuladas por Terhardt:

$$z = 13.3 \tan^{-1} \left(\frac{0.75f}{1000} \right) \quad (2.12)$$

$$z = 12.82 \tan^{-1} \left(\frac{0.78f}{1000} \right) + 0.17 \left(\frac{f}{1000} \right)^{1.4}, \quad (2.13)$$

Schröder:

$$z = 7 \sinh^{-1} \left(\frac{f}{650} \right), \quad (2.14)$$

Traunmüller:

$$z = \left(\frac{26.81}{1 + \left(\frac{1960}{f} \right)} \right) - 0.53, \quad (2.15)$$

e Wang *et al.* (1991):

$$z = 6 \sinh^{-1} \left(\frac{f}{600} \right), \quad (2.16)$$

Do conjunto de modelos matemáticos, o modelo que possui uma expressão inversa relativamente simples é o proposto por Wang *et al.* (1991), expressão requerida no cálculo do modelo do *Tonality*. Portanto, o modelo a ser usado nos cálculos das métricas da psico-acústica é o modelo de Wang *et al.* (1991), junto com sua expressão inversa. Na Fig. 2.6 apresenta os referidos modelos com o intuito de se realizar uma comparação. Observa-se que a escolha do modelo de Wang *et al.* (1991) resulta adequada, uma vez que os valores por ele fornecidos são muito próximos do modelo de Zwicker, modelo tradicionalmente usado no cálculo das análises psico-acústicas.

2.3.2 Loudness

Loudness é um termo usado para se caracterizar a percepção de *volume* de um sinal auditivo. O *Loudness* se encontra classificado na categoria das sensações causadas pela *intensidade do som* (FASTL; ZWICKER, 2007), contudo, os efeitos do *Loudness* são abordados levando-se em consideração aspectos tanto temporais quanto espectrais. Antes de se apresentar o modelo de cálculo da métrica, as definições são enunciadas.

Figura 2.6: Expressões de conversão: escala de frequência em Hz e em Bark

Devido ao fato do sistema auditivo não ser igualmente sensível às perturbações em diferentes frequências, fato demonstrado com a existência das bandas críticas, os contornos de *equal-Loudness* são formulados para a correção dos níveis de pressão do distúrbio e dar conta do fenômeno. De igual forma, o sistema auditivo não é igualmente sensível aos sinais auditivos que vêm de diversas direções, portanto os contornos de *equal-Loudness* para campos de pressão de propagação plana e para campos sonoros de propagação difusa são diferentes. Assim, fatores de ponderação na frequência deverão ser inclusos no cálculo dos *níveis do Loudness*. O *nível do Loudness* para sinais de banda estreita é medido em *phon*, o que define a sensação auditiva produzida por um sinal de 1kHz, cuja propagação é assumida em regime de onda plana e com incidência frontal. Assim, 1 phon é a percepção auditiva gerada por um sinal de 1kHz @ 1 dBSPL.

Antes de se apresentar a definição do *sone*, convém formular um pequeno exemplo: para dobrar o *Loudness* de um sinal de 40 dBSPL @ 1kHz, ou seja, um sinal de 40phon, deverão ser acrescentados mais 10 dBSPL, o que na escala de *sone* significa aumentar 2sone. Assim, um acréscimo em 10 phon indica um aumento de 2 sone, o aumento em 20 phon significa um aumento de 4 sone. Define-se então o *sone* como a percepção auditiva gerada por um sinal de 1kHz @ 40dBSPL (FASTL; ZWICKER, 2007).

O modelo do *Zwicker-Loudness* (daqui em diante simplesmente *Loudness*) relaciona os fatores de ponderação advindos da definição do *phon*, e avalia de forma integral as contribuições do distúrbio, separadas em bandas críticas, de acordo com os efeitos de mascaramento. Fastl e Zwicker (2007) propõem um modelo matemático para o cálculo do *Loudness* a través das

bandas críticas que abrangem a faixa audível, como segue:

$$N = \int_0^{24Bark} N' dz \quad (2.17)$$

$$N' = 0.08 \left(\frac{E_{TQ}}{E_0} \right) \left[\left(0.5 + 0.5 \frac{E}{E_{TQ}} \right)^{0.23} - 1 \right] \quad (2.18)$$

com N : *Zwicker - Loudness*, em *sone*; N' : *Specific-Loudness*, em $\frac{sone}{Bark}$; E_{TQ} : nível do limiar de audição na z -ésima banda crítica, em Pa , E_0 : excitação que corresponde à pressão de referência $P_{ref} = 20\mu Pa$; e E : nível da excitação, na z -ésima banda crítica, em Pa . O desenvolvimento matemático e experimental descrito por Fastl e Zwicker (2007) parte da suposição fundamental que o *Loudness* não é produzido apenas pelos níveis independentes das componentes espectrais, ou mesmo pelo espectro total do sinal, mas a soma das contribuições do *Specific-Loudness* é a que causa a percepção do fenômeno.

Algoritmos computacionais são propostos com o intuito de se calcular a percepção do *Loudness* de um sinal auditivo digital. Procedimentos padronizados como o ISO532b e o DIN45631 fornecem diretrizes de cálculo da métrica. Na Fig. 2.7, duas abordagens de cálculo da métrica são apresentadas, em que a abordagem do domínio temporal precisa transformar a informação para o domínio da frequência e realizar os cálculos próprios do padrão DIN45631, e a abordagem do domínio da frequência procede imediatamente ao cálculo do referido padrão.

Figura 2.7: Algoritmos de cálculo do *Loudness*

Dos procedimentos computacionais sumarizados na Fig. 2.7, observa-se que as particularidades do ouvido humano como o limiar auditivo, a seletividade em frequência e os efeitos de mascaramento são avaliados, antes de se determinar o valor final do *Loudness*. Um exemplo final ilustra a relação do *Loudness* e a característica espectral do som analisado: “dois tons com

igual nível e cuja separação em frequência supera *uma banda crítica* produzem uma sensação do *Loudness* maior do que a produzida apenas por uma única componente, cuja frequência cai entre a dos outros dois tons e possui igual nível de pressão à soma dos níveis de pressão dos outros tons” (FASTL; ZWICKER, 2007). O fato aqui descrito ajudará na compreensão dos perfis do *Loudness* do som do motor de combustão interna analisado.

2.3.3 *Roughness*

A respeito da sensação de *Roughness* auditivo cabe, em primeiro lugar, apresentar uma consideração sobre uma região da frequência na qual acontecem alguns fenômenos auditivos especiais (FASTL; ZWICKER, 2007): “quando usado um sinal de 1kHz, 100% modulado em amplitude por outro sinal de banda estreita e cuja frequência central encontra-se abaixo dos 15Hz, a percepção do *Loudness* mudará lentamente; quando o sinal modulador passar pela banda de frequência entre 15Hz a 150Hz, aparece a percepção auditiva chamada de *Roughness*, a que apresenta um máximo quando a frequência de modulação está na região dos 70Hz; e para frequências de modulação maiores do que 150Hz, a sensação do *Roughness* tende a decair”. Assim, Fastl e Zwicker (2007) confirmam que uma percepção auditiva de *asperidade* do som aparece se o espectro do sinal de modulação cair na faixa dos 15Hz a 300Hz.

Segundo Pressnitzer e McAdams (1999), o termo *Roughness* descreve a sensação produzida por sinais auditivos cujo espectro é composto por dois sinais de banda estreita, com frequências próximas entre si. Uma descrição qualitativa do fenômeno é apresentada por Baene *et al.* (2004), quem afirmam que o termo é usado na descrição da percepção auditiva das variações em amplitude, e caracteriza a *textura do som* em termos de qualidades *impuras* ou *desagradáveis*. O *Roughness* é medido em *asper*, unidade que quantifica a sensação produzida por um sinal de 1kHz @ 60dB SPL, 100% modulado em amplitude por um sinal de 70Hz. Fastl e Zwicker (2007) propõem o seguinte modelo matemático para se calcular o *Roughness*:

$$R = 0.3(f_{mod}) \int_0^{24Bark} \Delta L_E(z) dz, \quad (2.19)$$

com f_{mod} a frequência de modulação em kHz e $L_E(z)$ a variação do nível do *mascaramento temporal*, em dB/Bark. É importante salientar que a Equação (2.19) depende da filtragem em bandas críticas do sinal auditivo.

A demonstração da relação entre as interações em fase das componentes do som e o *Roughness* foi reportada por Pressnitzer e McAdams (1999), os que avaliaram as influências dos aspectos temporais e espectrais por meio de diversas manipulações das fases relativas. Ao considerar um espectro fixo em amplitude, Pressnitzer e McAdams (1999) mostraram que as variações da fase da componente central em sinais de três componentes, e a forma do envelope do sinal determinam a percepção do *Roughness* auditivo, o que demonstra que não apenas o índice de modulação em amplitude deve ser levado em consideração no cálculo do fenômeno psico-acústico, mas também a modulação em frequência e as relações das fases relativas das componentes do

distúrbio.

Algoritmos computacionais são propostos com o intuito de se calcular a sensação do *Roughness* de um sinal auditivo. Das métricas da psico-acústica relevantes na descrição do distúrbio do motor, a que envolve a maior quantidade de cálculos é precisamente o *Roughness*. Os procedimentos sumarizados na Fig. 2.8 são efetuados para cada banda crítica. O procedimento inicial é então calcular a quantidade de bandas críticas que o sinal auditivo em análise abrange, e para tanto o sinal no domínio temporal é transformado para o domínio da frequência.

Dos procedimentos de cálculo do *Roughness* no domínio temporal, a obtenção da envoltória do sinal é o mais exigente, computacionalmente falando, uma vez que uma transformada de Hilbert é requerida para calcular o sinal analítico e posteriormente a envoltória. O algoritmo proposto por Janssens *et al.* (2007) apresenta uma metodologia de cálculo das envoltórias que resulta 10 vezes mais rápido, comparado à sua contra-parte calculada pela transformada de Hilbert. Fazendo uso das informações de amplitude, frequência e fase relativa das componentes do distúrbio harmônico, a i -ésima sub-envoltória de uma quantidade n de bandas críticas pode ser calculada como segue:

$$env_i(t) = \sqrt{DC + AC_1 + AC_2 + AC_3}, \quad (2.20)$$

em que, assumindo que o sinal auditivo de interesse filtrado na i -ésima banda crítica apresentasse 04 componentes com amplitudes A_1, A_2, A_3 e A_4 , frequências f_1, f_2, f_3 e f_4 e fases relativas ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 e ϕ_4 , os valores DC, AC_1, AC_2 e AC_3 são calculados como segue:

$$DC = (AC_1)^2 + (AC_2)^2 + (AC_3)^2 \quad (2.21)$$

$$AC_1 = 2 \sum_{i=1}^3 (A_i A_{i+1} \cos [2\pi(f_{i+1} - f_i)t + (\phi_{i+1} - \phi_i)]) \quad (2.22)$$

$$AC_2 = 2 \sum_{i=2}^3 (A_{i-1} A_{i+1} \cos [2\pi(f_{i+1} - f_{i-1})t + (\phi_{i+1} - \phi_{i-1})]) \quad (2.23)$$

$$AC_3 = 2A_1 A_4 \cos [2\pi(f_4 - f_1)t + (\phi_4 - \phi_1)] \quad (2.24)$$

Claramente, o algoritmo no domínio da frequência representa menor gasto computacional e maior velocidade de processamento. Os distúrbios harmônicos, desde que conhecida sua estrutura espectral, podem ser rapidamente analisados a través do algoritmo de Janssens *et al.* (2007).

Figura 2.8: Algoritmos de cálculo do *Roughness* - Adaptado de (JANSSENS *et al.*, 2007)

2.3.4 *Tonality*

A avaliação da presença de componentes denominadas *tonais* em um sinal auditivo é fonte de diversos modelos matemáticos que são dedicados à resolução de distúrbios auditivos de composição espectral e temporal específica. Fastl e Zwicker (2007) apresentam modelos de *Tonality* para três tipos de distúrbio: distúrbios de banda estreita mono-componentes, distúrbios multi-harmônicos e distúrbios de banda larga, que finalizam com o cálculo do chamado de “padrão *spectral-pitch*”. Terhardt *et al.* (1982) formularam um modelo aperfeiçoado do *Tonality* denominado como “padrão *virtual-pitch*”, no qual Shin *et al.* (2009) propuseram modificações visando a caracterização tonal dos distúrbios harmônicos advindos de motores de combustão interna, que serão apresentadas aqui.

O modelo original do Terhardt extrai componentes *tonais* que influenciam a percepção do *pitch*. Logo após um procedimento de ponderação baseado nos efeitos de mascaramento, do limiar auditivo e do ruído de fundo, as componentes *relevantes*, ou seja, as de maior peso tonal, serão salientadas como *componentes tonais*. O cálculo fundamental do modelo de Terhardt é a obtenção do “nível de pressão de excesso” LX_μ dB SPL em relação aos parâmetros antes mencionados, cuja formulação matemática é como segue (SHIN *et al.*, 2009):

$$LX_\mu = L_\mu - 10 \log_{10} \left[\left(\sum_{\nu=1}^N 10^{L_{E\nu}(f_\mu)/20} \right)^2 + I_{N_\mu} + 10^{L_{TH}(f_\mu)/20} \right]; \nu \neq \mu, \quad (2.25)$$

com f_μ e L_μ a frequência e o nível de pressão sonora em dB SPL da μ -ésima componente tonal, respetivamente, $L_{E\nu}(f_\mu)$ é o nível de excitação, calculado por meio do filtro de Terhardt descrito nas Equações 2.8 e 2.9 e que descreve a influência da ν -ésima componente tonal sobre a μ -ésima componente tonal, I_{N_μ} é o nível de pressão sonora do ruído de fundo, em dB SPL e $L_{TH}(f_\mu)$ é o limiar auditivo que corresponde à μ -ésima componente tonal.

Se o valor numérico de LX_μ for maior que zero, a componente será reconhecida como tonal. Por fim, para se obter o padrão *Spectral-Pitch*, o seguinte procedimento de ponderação proposto por Shin *et al.* (2009) é desenvolvido:

$$WS_{mu} = \frac{1}{100} [25 + 1.2 \cdot LX_\mu] \left[1 + 0.09 \left(\frac{f_\mu}{1200} - \frac{1200}{f_\mu} \right)^2 \right]^{-1/2}, \quad (2.26)$$

com WS_{mu} o peso da μ -ésima componente tonal. O conjunto das μ -ésimas componentes tonais junto aos seus pesos conformam o padrão *Spectral-Pitch*, adimensional.

Na Fig. 2.9, algoritmos de cálculo do *Tonality* são referenciados. A diferença entre os dois algoritmos encontra-se na informação de entrada do algoritmo, em que na abordagem temporal uma transformada de Fourier será necessária para se obter o espectro do sinal e suas amplitudes, e na abordagem espectral este primeiro passo é ignorado.

(a) Algoritmo - Tempo

(b) Algoritmo - Frequência (Ordens)

Figura 2.9: Algoritmos de cálculo do *Tonality*

Vale a pena salientar que nos modelos computacionais do *Tonality* apresentados, existe a possibilidade de se calcular o padrão *virtual-pitch*, conhecido também como *residue pitch*, o que descreve a presença de possíveis sub-harmônicos relacionadas às componentes tonais detectadas (FASTL; ZWICKER, 2007; SHIN *et al.*, 2009). Uma vez que o interesse é a extração das componentes tonais do ruído do motor, a análise de sub-harmônicos pode ser omitida dos algoritmos referenciados.

2.4 Análise da Qualidade Sonora de um Motor de Combustão Interna

Nesta seção, uma análise numérica da psico-acústica do ruído sintetizado de um motor de combustão interna é apresentada. O modelo vibro-acústico da cavidade, determinado experimentalmente em um *mock-up* automotivo, é apresentado. Características temporais e espectrais do distúrbio são determinadas, que serão usadas no cálculo das métricas da psico-acústica escolhidas para a descrição da sua qualidade sonora. Uma abordagem *métrica psico-acústica vs. RPM* é usada, uma vez que a informação disponível do distúrbio se encontra na forma *Ordem/meia-ordem vs. RPM*. Os conjuntos de ordens e meias-ordens do motor, responsáveis pela geração das percepções auditivas avaliadas são determinados, com o intuito de concentrar esforços no seu controle e alterar a percepção global do distúrbio.

2.4.1 Materiais e Métodos

Materiais

Com o intuito de se efetuar as análises numéricas, os seguintes elementos foram usados:

- Computador *PC* com processador Intel i7 - 2.7GHz, com S. O. Windows 7.
- *Software* usado para a programação e visualização: MATLAB v. 2011b.
 - Modelo de excitação do motor - consiste de 20 ordens: 10 ordens inteiras e 10 meias/ordens de um motor de combustão interna, e 201 velocidades de giro, de 1000RPM a 6000RPM, obtido do modelo de demonstração do *software Virtual Car Sound* da companhia *LMS International*.
 - Algoritmos: Síntese do sinal de distúrbio, *Loudness* - tempo, *Roughness* - tempo e RPM, fornecidos pelo Prof. Dr. Leopoldo P. R. de Oliveira, Orientador.

Os elementos usados no levantamento do modelo vibro-acústico experimental são:

- Modelo a escala (*mock-up*) de uma cavidade de veículo, construído em acrílico com uma parede-corta-fogo de aço de 1mm de espessura.
- Plataforma de processamento digital de sinais *dSPACE* 1106, munida de um conversor análogo-digital DS2004 com resolução de 16bits e taxa de amostragem variável, e de um conversor digital-análogo DS2101 com resolução de 12bits e taxa de operação variável.

- Condicionador de sinais *Brüel & Kjær NEXUS* mod. 2693 014, que atua como filtro *antialiasing* na cadeia de aquisição de dados.
- Excitador eletrodinâmico *MB Dynamics - MODAL 50*, que simula a entrada harmônica do motor.
- Amplificador para o excitador eletrodinâmico *MB Dynamics - SL500VCF*
- Microfone *Brüel & Kjær - 1/4"* mod. 4961, que mede a pressão acústica na posição do motorista.
- Computador *laptop Dell Latitude E6510*, processador Intel i7 - 2.67GHz, com S. O. Windows 7.
- *Software* usado para a programação e processamento de dados *off-line*: MATLAB v. 2011b - Simulink.
- *Software* usado para o processamento de dados em tempo real: ControlDesk v. 3.7

Na Fig. 2.10, os materiais usados no levantamento do modelo vibro-acústico são apresentados.

Figura 2.10: Arranjo experimental: obtenção do modelo vibro-acústico fonte - receptor

Métodos

Os métodos usados nesta fase da pesquisa podem ser classificados em dois grupos: metodologias e procedimentos de análise numérica psico-acústica do distúrbio e procedimentos de identificação do sistema vibro-acústico, da fonte para a posição do motorista na cavidade.

1. Os métodos de análise numérica psico-acústica são descritos a seguir. A formulação matemática simplificada das ordens do motor:

$$d(n) = \sum_{i=1}^M a_i e^{j\omega_i t \phi_i}; i = [1, 2, \dots, M], \quad (2.27)$$

com $d(n)$ o motor sintetizado, a , ω e ϕ a amplitude, frequência e fase relativa da i -ésima ordem/meia-ordem, respectivamente, e M a quantidade total de ordens ($M = 20$) servirá de ajuda na descrição da metodologia de análise:

- (a) Traçado dos perfis *métrica psico-acústica vs. RPM*: A informação contida no modelo de excitação do motor com entrada de um motor de combustão interna é processada, de forma a obter as amplitudes e fases relativas em função do regime de giro.
- (b) Calculam-se as três métricas psico-acústicas: *Loudness*, *Roughness* e *Tonality*, em função do regime de giro do motor, de acordo com os algoritmos de qualidade sonora referenciados nas figuras 2.7(b), 2.8(b) e 2.9(b), respectivamente.
- (c) Busca dos *casos representativos* das métricas psico-acústicas determinadas, nos perfis “*métrica psico-acústica vs. RPM*”: para efeitos de demonstração da metodologia proposta de análise e controle de qualidade sonora, os *maiores valores* de cada perfil são determinados com o intuito de buscar as ordens e/ou meias-ordens responsáveis pela geração do fenômeno psico-acústico. No entanto, esta análise pode ser efetuada para qualquer RPM no perfil, mesmo que não seja a do maior valor.
- (d) Busca das ordens/meias-ordens responsáveis pelo *Loudness*:
 - i. Cria-se um vetor de amplitudes, de 0dB SPL ao maior valor de amplitude observado na configuração espectral da RPM, com uma resolução desejada.
 - ii. Usando o vetor do passo anterior, variam-se as amplitudes da i -ésima ordem/meia-ordem (Eq. 2.27), enquanto que as outras ordens manterão iguais valores de amplitude.
 - iii. Calcula-se o *Loudness* com as amplitudes do passo anterior. O procedimento repetir-se-á até completar as M ordens/meias-ordens (Eq.2.27).
 - iv. Determinam-se as ordens/meias-ordens que maior variação apresentaram no procedimento anterior. O conjunto obtido será o alvo de controle.

- (e) Busca das ordens/meias-ordens responsáveis pelo *Roughness*¹: da Seção 2.3.3, foi descrito que a combinação de três componentes de banda estreita, próximas entre si, é a responsável pelo fenômeno psico-acústico:
- i. Calcula-se o algoritmo do *Roughness* em grupos de três ordens/meias-ordens, cuja distância em frequência não supere 250Hz, uma componente da outra. Cabe aqui esclarecer que, se superado o referido limite em frequência, o valor do *Roughness* obtido será desprezível, uma vez que para gerar a impressão psico-acústica referida, as componentes devem estar próximas entre si.
 - ii. Determina-se o conjunto das três ordens que geram o maior valor do *Roughness*. O conjunto obtido será o alvo de controle.
 - iii. Cria-se dois vetores, com o intuito de observar o comportamento em amplitude e fase relativa do *Roughness*:
 - Amplitudes: vetor que varia de 0dB SPL ao maior valor observado das amplitudes das componentes do conjunto anteriormente determinado, com uma resolução desejada.
 - Fases: vetor que varia de $-\pi$ rad a π rad, com resolução igual ao vetor de amplitudes.
 - iv. Variam-se as amplitudes ou fases relativas das componentes determinadas como responsáveis, e mantendo os valores de amplitude/fase relativa das outras ordens/meias-ordens, calcula-se o *Roughness*, até completar a variação das três componentes. Os denominados *espaços do Roughness* são obtidos.
- (f) Busca das ordens/meias-ordens responsáveis pelo *Tonality*:
- i. Já que o algoritmo do *Tonality* tem por saída um vetor de frequências associadas aos pesos tonais de cada componente, o grupo das responsáveis pode ser diretamente determinado como as de maior peso tonal na RPM. O conjunto obtido será o alvo de controle.
 - ii. Cria-se um vetor de amplitudes, de 0dB SPL ao maior valor de amplitude do conjunto das componentes, com uma resolução desejada.
 - iii. Usando o vetor do passo anterior, variam-se as amplitudes das componentes culpadas, enquanto que as outras ordens/meias-ordens manterão iguais valores de amplitude.
 - iv. Calcula-se o *Tonality* com as amplitudes do passo anterior. O procedimento repetir-se-á até completar as ordens/meias-ordens determinadas como responsáveis.

2. O procedimento de identificação do modelo vibro-acústico, da fonte para a posição do motorista (cabeça do motorista) consiste de um esquema adaptativo baseado no algoritmo

¹(MOSQUERA-SÁNCHEZ *et al.*, 2011; MOSQUERA-SÁNCHEZ; OLIVEIRA, 2011)

de mínimos quadrados (do inglês *LMS - Least Mean Squares*), disposto na configuração de *identificador de sistemas* (KUO; MORGAN, 1996; FARHANG-BOROUJENY, 1998). A entrada do estímulo acústico ao sistema é realizada por meio de um excitador eletrodinâmico aderido à cavidade através da parede-corta-fogo, com ajuda de um *stinger*. Salienta-se que a entrada ao sistema é concentrada apenas em um ponto da parede-corta-fogo.

O algoritmo descrito na Fig. 2.11 é programado no sistema de processamento de sinais *dSPACE*. Ruído branco Gaussiano limitado na banda de frequência de interesse (10Hz - 1024Hz), de média zero e variância unitária, é gerado pelo algoritmo e aplicado ao sistema. Com o intuito de proteger os elementos da cadeia de geração/aquisição de sinais, ganhos adequados deverão ser usados para anular a amplificação que por *default* o sistema de *DSP dSPACE* aplica em suas saídas. Se o atuador eletrodinâmico tiver amplificador interno, este também deverá ser previamente configurado.

Figura 2.11: Algoritmo de identificação de sistemas (Adaptado de (KUO; MORGAN, 1996))

O fundamento e operação do algoritmo é sumarizado a seguir (KUO; MORGAN, 1996):

- (a) Gerar o sinal de excitação do sistema $x(n)$: ruído branco Gaussiano, de média zero e variância unitária.
- (b) Obter o sinal advindo do sistema a ser identificado $d(n)$, medido pelo sensor de erro (acelerômetro ou microfone).
- (c) *Fundamento de Operação*: da Fig. 2.11, o erro do sistema $e(n)$ será igual a zero quando o sinal $d(n)$ for igual ao sinal $y(n)$:

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.28)$$

Para tanto, o algoritmo de reconhecimento do sistema deverá encontrar um conjunto de coeficientes $W(z)$ tais que o sinal de erro referido na Equação 2.28 seja minimizado. O algoritmo *LMS* realiza então o cálculo dos coeficientes $W(z)$ como segue:

$$W(n+1) = W(n) + \mu(x(n)e(n)), \quad (2.29)$$

onde W é um filtro de resposta ao impulso finita (do inglês *FIR* - *Finite Impulse Response*), e o sinal $y(n)$ será então o resultado de *filtrar* o sinal $x(n)$ através do modelo estimado no tempo discreto n :

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} W_l(n)x(n-l), \quad (2.30)$$

com l sendo a ordem do filtro *FIR*. A parada do ciclo de iterações do algoritmo pode ser realizada quando o erro inexista, ou através de um patamar de comparação pequeno: $[1 \times 10^{-09}, 1 \times 10^{-06}]$ são valores típicos de parada do algoritmo adaptativo.

- (d) Em virtude do tipo de sinal usado na identificação do sistema, convém armazenar o conjunto dos últimos M filtros *FIR* identificados pelo sistema, antes de o algoritmo ter convergido. Assumindo que o algoritmo convergiu no tempo $n = M$, uma *média* dos coeficientes pode ser calculada como segue:

$$W_{fin}(n) = \frac{1}{L} \sum_{n=m}^{N+M-1} w_l(n), \quad l = 0, 1, \dots, L-1, \quad (2.31)$$

onde L é a quantidade de filtros armazenados, do tempo $n = m$ até o tempo $n = M$.

Da formulação apresentada, observa-se que a convergência do algoritmo de mínimos quadrados neste problema significa que, uma vez que o erro do algoritmo é mínimo (ou nulo se a identificação for perfeita) o sistema $W(z)$ por ele estimado é de fato, o sistema ou caminho a ser reconhecido. Cabe indicar que a escolha do tipo de representação do modelo, isto é, o tipo de filtro escolhido, não se restringe aos *FIR*. Assim, o modelo pode

ser representado por um filtro de só pólos (modelo auto-regressivo, do inglês *AR* - Auto-Regressive) através de um filtro de resposta ao impulso infinita (do inglês *IIR* - *Infinite Impulse Response*), ou um de só zeros (modelo de média móvel, do inglês *MA* - *Moving Average*) (KUO; MORGAN, 1996). Nota-se que a formulação de $y(n)$ na Equação 2.30 é de fato um modelo de média móvel com termo de erro nulo.

A derivação detalhada da formulação do algoritmo *LMS* se encontra no Capítulo 3.

2.4.2 Resultados Numéricos

Resultados numéricos da análise psico-acústica de um motor de combustão interna são apresentados nesta seção, seguindo a metodologia formulada na Seção 2.4.1 anterior. Uma vez que o estímulo acústico foi medido na cavidade experimental, o resultado da identificação do caminho de propagação do distúrbio será apresentado em primeiro lugar.

Figura 2.12: Caminho Primário $P(z)$: amplitude, fase e resposta ao impulso estimada

A Fig. 2.12 apresenta a identificação do caminho primário de transmissão do distúrbio. Este caminho inicia na entrada do distúrbio à cavidade através da parede-corta-fogo e sua saída é medida na posição do motorista (ver Fig. 2.10). O algoritmo adaptativo de identificação descrito na Seção 2.4.1 foi usado. Para sua identificação, ruído branco Gaussiano foi usado como excitação do sistema. Um filtro *FIR* de 2048 pontos foi empregado e calculou-se a média dos

coeficientes armazenando os últimos 100 filtros estimados antes da convergência. Uma taxa de amostragem de 2048Hz foi usada.

Os valores de interesse são os autovalores do sistema em 220Hz, 255Hz, 415Hz e 788Hz, onde se espera que se o distúrbio excitasse esses valores, o caminho identificado atuará na forma de ganho para essas componentes. Quanto à resposta em fase do sistema, observa-se que na faixa entre 10Hz e 340Hz ela possui uma determinada característica de decaimento. Entre 340Hz e 600Hz, e entre 600Hz e 700Hz observam-se outras características de decaimento. A partir dos 700Hz o decaimento da resposta em fase é abrupta, o que significa que este caminho atrasa significativamente as componentes desta faixa em relação às componentes das outras faixas. Os atrasos de fase representam um problema a levar em consideração no projeto de controle, quando da necessidade de reduzir ou equalizar distúrbios de banda larga, em que a restrição de causalidade do sistema pode ser violada (KUO; MORGAN, 1996).

Estrutura Tempo-Frequência do Motor

A pressão acústica em dB SPL é traçada em função das ordens/meias-ordens e do regime do giro. 20 ordens/meias-ordens de 201 velocidades de giro do motor, de 1000RPM a 6000RPM são traçadas.

Figura 2.13: Análise RPM vs. Ordem/meia-ordem do motor

A Fig. 2.13 representa a característica *espectral* do motor analisado em função do regime de giro. Com a informação das amplitudes e fases relativas das ordens para todas as RPM de interesse, efetua-se a sintetização do distúrbio no domínio do tempo. Uma aceleração de 5s é traçada na Fig. 2.14, que apresenta, além da evolução temporal do distúrbio, uma análise tempo-frequência calculada usando uma transformada rápida de Fourier (do inglês *Short-Time Fourier Transform*) de 256 pontos, com sobreposição de 250 pontos e uma janela tipo *Hanning*.

Figura 2.14: Diagrama tempo-frequência: aceleração do motor (5s)

Da correlação entre as figuras 2.13 e 2.14, observa-se que a maior contribuição à pressão acústica está dada pela ordem 4.0. A ordem 2.0 também possui uma participação significativa em baixos regimes do motor. A ordem 6.0 apresenta um incremento abrupto de nível na faixa das 2000 - 3000RPM. A evolução temporal do sinal também evidencia os aumentos de pressão acústica, que claramente indicam problemas de continuidade (OLIVEIRA *et al.*, 2010), em que a aparição dos incrementos é abrupta.

Loudness

O primeiro dos perfis psico-acústicos apresentados é o *Loudness* vs. RPM, na Fig. 2.15. Observa-se uma pequena tendência a aumentar o valor do *Loudness*, em função do regime de giro. Variações pequenas são detectadas na faixa dos 2000RPM a 4000RPM. Ao redor das 3500RPM, a sexta (6.0) ordem contribui de forma significativa à percepção do *Loudness* (ver Fig. 2.13). Dos 4000RPM a 5000RPM a tendência do *Loudness* é a manter um valor constante, muito aproximado ao valor médio do perfil inteiro (0.6sone). A grande contribuição da quarta (4.0) ordem aparece de forma abrupta em 5300RPM, o que trará como consequência um grande desconforto auditivo. Na Fig. 2.13, observa-se que em baixos regimes do motor (1500RPM - 3000RPM), a segunda (2.0) ordem possui valores significativos de pressão acústica, porém a configuração espectral do distúrbio e os efeitos de mascaramento integralmente avaliados no algoritmo do *Loudness* fazem com que estes valores não representem contribuição efetiva ao referido fenômeno psico-acústico.

A configuração espectral do motor quando em regime de giro de 5300RPM é apresentada na Fig. 2.16. Análises posteriores (ver Fig. 2.17) baseadas na metodologia apresentada confirmarão que a ordem envolvida com a geração do *Loudness* é a quarta (4.0) ordem, que na Fig. 2.16 aparece salientada com um ponto vermelho. Nota-se que, neste caso, a componente de maior

Figura 2.15: Perfil *Loudness* vs. RPM

amplitude é a responsável pelo elevado valor da referida métrica.

Figura 2.16: Configuração espectral: 5300RPM (*Loudness*)

A análise de variação das amplitudes das ordens/meias-ordens revela que a componente de maior responsabilidade na geração do *Loudness* é a quarta (4.0) ordem. Na Fig. 2.17 observa-se que, se reduzida a amplitude da ordem referida, a percepção final do *Loudness* será drasticamente alterada, uma vez que o regime de giro do motor de 5300RPM passaria de causar uma sensação auditiva de 2.70sone para uma sensação auditiva de aproximadamente 1sone.

Na Fig. 2.17 também é possível observar que as ordens baixas (ordem 1.0 - ordem 3.0) participam de forma significativa no fenômeno psico-acústico. Cabe aqui observar que se as

Figura 2.17: Variação das amplitudes da ordem do motor geradora do *Loudness*

amplitudes dessas ordens forem reduzidas, a percepção do *Loudness* não resultará significativamente alterada, uma vez que as outras ordens do motor tomarão responsabilidade pela geração da sensação.

Roughness

O segundo perfil traçado corresponde ao *Roughness* vs. RPM, na Fig. 2.18. Trata-se de um perfil sem tendências nem padrões periódicos claros, o que dificulta a formulação de relações diretas às grandezas acústicas medidas. O referido perfil mostra comportamentos abruptos de incremento e decremento para determinadas faixas de regimes de giro. Entre 3200RPM e 3600RPM, 4200RPM e 4400RPM, 4600RPM e 5100RPM e entre 5600RPM e 5750RPM observam-se tendências de incremento e decremento, que sugerem que um determinado conjunto de ordens/meias-ordens torna-se *dominante* por regiões do perfil.

Já o valor máximo no perfil do *Roughness* encontra-se quando o motor atravessa os 5800RPM, regime de giro que não guarda relação nenhuma com o regime de giro identificado como de *Loudness* elevado. Da Fig. 2.25, onde as métricas psico-acústicas são comparadas, raciocínios à respeito do comportamento do *Roughness* em relação às outras métricas podem ser levantados.

Figura 2.18: Perfil *Roughness* vs. RPM

Figura 2.19: Configuração espectral: 5800RPM (*Roughness*)

A configuração espectral do motor em 5800RPM é apresentada na Fig. 2.19. As ordens 3.0, 3.5 e 4.0 conformam o grupo das responsáveis na referida velocidade do motor. Nota-se que a métrica psico-acústica não está relacionada com os altos níveis de amplitude das componentes, mas sim com a interação de suas fases relativas, uma vez que as interações em amplitude e fase relativa das componentes, e não somente dos níveis individuais de amplitude, são as responsáveis pela citada percepção. A variação das amplitudes e fases relativas das componentes salientadas na configuração da lugar aos espaços do *Roughness* (MOSQUERA-SÁNCHEZ *et al.*, 2011), traçados nas figuras 2.20 e 2.21, respectivamente.

Figura 2.20: Variação das amplitudes das ordens geradoras do *Roughness*

Para se obter os espaços do *Roughness* em amplitude e em fase relativa, localizam-se as ordens 3.0, 3.5 e 4.0 em um sistema de coordenadas cartesianas, e de acordo com a variação das suas amplitudes e/ou fases relativas os espaços são calculados. Nas figuras 2.20 e 2.21, três pontos principais são marcados com o intuito de indicar o maior e menor valor que podem ser obtidos da variação das amplitudes ou fases relativas das referidas ordens, e o valor obtido da configuração original, isto é, mantendo as amplitudes e fases relativas referidas na Fig. 2.19.

Figura 2.21: Variação das fases relativas das ordens geradoras do *Roughness*

Do espaço de *Roughness* em amplitude, pode-se observar que ainda é possível alcançar um valor de *Roughness* maior no espaço a través da amplificação das ordens responsáveis. Em re-

lação ao valor mínimo do espaço, nota-se que se as ordens responsáveis forem reduzidas para 10dB SPL, 0 dB SPL e 30dB SPL, respetivamente, a sensação do *Roughness* alcançará o valor mínimo. Em se tratando do referido valor mínimo, é importante observar que se a ordem 3.0 fosse completamente reduzida, um valor de *Roughness* diferente do mínimo será obtido, o que indica que a redução indiscriminada do conjunto de ordens culpadas não levaria aos resultados desejados, se o alvo projetado de qualidade sonora fosse de *Roughness* mínimo para o regime de giro do motor em análise. Em relação ao valor máximo do espaço, observa-se que a única possibilidade de alcançar esse objetivo depende da amplificação das três componentes em conjunto. Por fim, cabe salientar que a variação global do *Roughness* em amplitude é significativa, já que o valor mínimo possível é de 0.0001asper (0asper) enquanto que o valor máximo possível é 0.1922asper.

Quanto ao espaço de *Roughness* em fase relativa, os resultados mostram que a métrica é menos sensível às variações das fases relativas, onde valores compreendidos entre 0.0068asper e 0.0451asper foram determinados. O valor do *Roughness* da configuração original é de 0.0313asper, o que seria significativamente alterado se as componentes de banda estreita identificadas forem manipuladas em amplitude. Da distribuição dos valores do *Roughness* em fase relativa, não é possível determinar uma tendência clara.

Tonality

O último perfil traçado é o do *Tonality* vs. RPM, na Fig. 2.22. A conformação deste perfil guarda relação com a Fig. 2.13, uma vez que o modelo de *Tonality* escolhido atribui *pesos tonais* às componentes do distúrbio, usando apenas a informação das amplitudes. A Fig. 2.22 se encontra dividida em duas informações, em que na primeira os valores tonais são discriminados em função do regime de giro, e já na segunda informação fornecida apenas o somatório dos pesos tonais é traçado.

Neste perfil, destaca-se o comportamento da métrica psico-acústica em relação ao seu valor médio. Determina-se que, na faixa entre 1000RPM a 2200RPM, o distúrbio é classificado como de baixo ou nulo conteúdo tonal, enquanto que para regimes superiores de giro, isto é, de 2200RPM a 6000RPM, com exceção de alguns valores, o motor analisado apresenta características evidentemente tonais. Na faixa entre 2200RPM e 4000RPM, as ordens/meias-ordens detectadas como tonais são de valor elevado (7.0 - 9.5), enquanto que na faixa entre 4000RPM e 6000RPM, as ordens/meias-ordens que dominam o fenômeno estão compreendidas entre a 2.0 e a 6.5. O valor determinado como máximo no perfil *Tonality* vs. RPM é observado quando o regime de giro do motor alcança as 4575RPM.

Figura 2.22: Perfil *Tonality* vs. RPM

Figura 2.23: Configuração espectral: 4575RPM (*Tonality*)

As amplitudes da velocidade do motor em 4575RPM são apresentadas na Fig. 2.23. Nela, as componentes detectadas como tonais (ordens 2.0, 5.5 e 6.5) são salientadas com ponto vermelho.

Figura 2.24: Variação das amplitudes das ordens geradoras do *Tonicity*: 4575RPM

Variações em amplitude das componentes tonais permitem elaborar o espaço do *Tonicity*. Este espaço mostra o comportamento da referida métrica quando alteradas as amplitudes das ordens 2.0, 5.5 e 6.5. Da manipulação das amplitudes das componentes tonais, obtém-se uma grande variação de valores da métrica, em que o valor máximo obtido é de 1.1786 e o mínimo de 0.3808. A ordem 2.0 apresenta um comportamento interessante, em que se amplificada, ou reduzida, a partir de seu valor original, o valor global do *Tonicity* diminui. As ordens 5.5 e 6.5 apresentam comportamentos de simples predição, em que se aumentadas ou diminuídas suas amplitudes, o valor do *Tonicity* comportar-se-á de igual forma.

2.4.3 Análise e Discussão dos Resultados

A Fig. 2.25 apresenta uma comparação em pares das métricas psico-acústicas determinadas, em função do regime de giro do motor. Das três comparações estabelecidas, observa-se que entre 1000RPM e 2000RPM os valores numéricos das três métricas é nulo. Cabe salientar que a Fig. 2.25 tem o propósito de comparar tendências das curvas e não dos valores numéricos das métricas.

Como anteriormente intuído, a comparação do *Loudness* para o *Roughness* mostra que suas tendências são opostas. Enquanto os valores máximos do *Loudness* são atingidos, no perfil do *Roughness* são observados os mínimos. Na referida comparação de perfis, é interessante observar que a partir das 2000RPM até as 3500RPM as curvas possuem comportamentos similares, o que significa que nessa faixa o *Roughness* produzido é devido principalmente às interações em amplitude.

Por outra parte, a comparação do *Loudness* para o *Tonicity* apresenta uma tendência que, se não é absolutamente clara, mostra que as duas métricas possuem características em comum, em que as regiões de valores baixos (1000RPM - 4000RPM) e altos (4000RPM - 5800RPM) são

aproximadamente iguais. A grande diferença se encontra nos valores máximos das métricas.

Figura 2.25: Comparação das métricas psico-acústicas

A última comparação a se fazer é do *Roughness* para o *Tonality*. Uma vez que o *Roughness* não possui uma tendência definida, a comparação das métricas efetuar-se-á por regiões de regimes de giro do motor. Na região compreendida entre 2000RPM e 4000RPM, não há possibilidade de se estabelecer conclusão alguma, uma vez que cada métrica possui uma tendência própria, não relacionável. Entre 5500RPM e 6000RPM, observam-se valores máximos para o *Roughness* e mínimos para o *Tonality*, o que verifica a observação realizada quando da comparação do *Roughness* para o *Loudness*: fenômenos auditivos relacionados com as amplitudes das componentes harmônicas do distúrbio possuem uma relação inversa aos relacionados tanto com as amplitudes como com suas fases relativas.

Em relação com as estratégias adotadas de busca das componentes responsáveis das métricas psico-acústicas medidas, observou-se que, da variação em amplitude e/ou fase relativa delas, grandes variações das percepções são obtidas. Quanto ao *Loudness*, uma variação de 1.7sone foi obtida alterando apenas uma componente do distúrbio harmônico (ordem 4.0), a que claramente será o alvo de controle se a alteração desta qualidade psico-acústica for desejada.

Considerações adicionais podem ser formuladas a respeito dos espaços do *Roughness* em amplitude e fase relativa. Da Fig. 2.20, observou-se que a redução total das amplitudes das componentes responsáveis, mesmo que leve a uma condição de *Roughness* menor que a condição original, pode ser uma medida de controle desnecessária uma vez que da sua redução, uma condição similar será atingida. Por outro lado, do espaço de variação em fases relativas apresentado na Fig. 2.21, não existe uma tendência definida que indique ao projetista de qualidade sonora a respeito do seu comportamento. Portanto, o espaço de variação obtido para este regime de giro serve apenas como mapa de valores do *Roughness* e não como ferramenta para extração de tendências das fases relativas.

Os conjuntos de ordens/meias-ordens responsáveis pela geração das qualidades psico-acústicas analisadas se constituem em informação fundamental para o controle da qualidade sonora do distúrbio harmônico, tema a ser apresentado no próximo capítulo. Algoritmos de controle ativo de ruído podem ser projetados usando as informações obtidas, de forma a alcançar as quantidades desejadas de cada métrica psico-acústica determinada. Para tanto, as ferramentas de controle deverão possuir capacidades de redução, balanço, amplificação e ajuste de fases relativas, com o intuito de atingir um determinado ponto (ou objetivo) nos espaços de qualidade sonora apresentados.

Considerações Finais

Neste Capítulo 2 aspectos da qualidade sonora em distúrbios harmônicos são descritos a través de definições e exemplos da literatura. A emissão acústica dos motores de combustão interna, alvo da presente pesquisa, é descrita em relação aos seus mecanismos de geração de campo acústico e interação com uma cavidade simplificada de veículo. Modelos matemáticos e computacionais no domínio da frequência das percepções relevantes na descrição psico-acústica do distúrbio de um motor de combustão interna são apresentados. Com o intuito de controlar o distúrbio mencionado em termos de suas qualidades psico-acústicas, sua estrutura tempo-frequência é minuciosamente analisada por meio dos algoritmos de qualidade sonora, o que permite obter conjuntos de componentes de banda estreita, identificados como os responsáveis da geração das três percepções analisadas: *Loudness*, *Roughness* e *Tonality*.

Capítulo 3

Controle Ativo da Qualidade Sonora de Distúrbios Harmônicos

O capítulo 3 tem por intuito a apresentação de uma base teórica em controle de qualidade sonora, que fundamenta o desenvolvimento de um algoritmo de modificação das amplitudes e/ou fases relativas das componentes de um distúrbio harmônico. A análise da estrutura tempo-frequência de um distúrbio sintetizado de um motor de combustão interna fornece os elementos necessários para o projeto de objetivos de qualidade sonora. Resultados experimentais do controle multi-harmônico do referido distúrbio são apresentados, visando a demonstração das propriedades do algoritmo de controle proposto, bem como uma análise psico-acústica preliminar do distúrbio controlado e sua correlação aos objetivos de qualidade sonora inicialmente propostos.

O controle ativo de qualidade sonora tem por objetivo a *modificação* da estrutura tempo-frequência através da manipulação da amplitude de um evento auditivo (KUO *et al.*, 2007), de forma a atingir um determinado objetivo. Embora o controle ativo de ruído clássico também efetue modificações na estrutura do som, o resultado por ele fornecido nem sempre satisfaz as expectativas auditivas, já que a eliminação total da emissão acústica envolve alterações *profundas* da imagem acústica correlacionada com o sistema que a gera.

O fato de a qualidade sonora depender de parâmetros subjetivos faz com que não seja possível a associação de um objetivo de controle com uma condição auditiva de *melhora* ou *piora* para um determinado “evento auditivo”, uma vez que os estímulos que satisfazem as expectativas de um determinado grupo social podem resultar incômodos ou desagradáveis para outros. Fastl (2005), por exemplo, reporta as diferenças encontradas entre alemães e japoneses quando da apresentação do som de uma campainha: enquanto que para os alemães o referido som representou uma condição “segura” e “agradável”, para os japoneses o mesmo evento auditivo evocou situações “perigosas” e “desagradáveis”, uma vez que para estes últimos o evento auditivo relembra a imagem de um carro de bombeiros ou de um cruzamento de ferrovia.

No tocante à qualidade sonora em veículos, no Capítulo 2 foi amplamente discutido que a emissão acústica dos motores, tanto ao interior como ao exterior do veículo, pode ser interpretada de diversas formas: como informação da operação do veículo, como criadora de imagens acústicas que reforçam o valor-da-marca, e inclusive, como informação para os pedestres da

presença do veículo. Assim, a redução absoluta da emissão acústica do motor resultará na perda das referidas informações. Por outro lado, as características da estrutura tempo-frequência do distúrbio poderiam ser *modificadas*, ao invés de serem eliminadas, de forma a satisfazer determinadas expectativas auditivas em relação às citadas interpretações. Termos como *balanço* e/ou *equalização* dos elementos que compõem o som surgem neste novo paradigma de controle.

O controle do ruído do motor é uma das aplicações mais pesquisadas na área, já que as adaptações realizadas por meio das ferramentas de controle ativo nos veículos para os diversos mercados não requerem de alterações profundas e/ou custosas no *hardware* (GONZALEZ *et al.*, 2003; OLIVEIRA *et al.*, 2009; OLIVEIRA *et al.*, 2010). Aliás, as considerações de redução de peso e massa nos veículos com o intuito de melhorar seu desempenho e eficiência, traz consequências relacionadas com a transmissão de ruído ao interior da cavidade dos passageiros (TAMAMURA; SHIBATA, 1996). O estudo apresentado por Oliveira *et al.* (2012b), por exemplo, relaciona as variações da *espessura* da parede-corta-fogo e da velocidade do som com a percepção subjetiva do *Loudness*, quando da emissão acústica de um motor de combustão interna em veículos. Salienta-se que a transmissão estudada na pesquisa referida é do tipo estrutural e não aérea. Diferenças do 37% no *Loudness*, medidas a partir de um modelo vibro-acústico nominal, foram detectadas quando da variação dos mencionados parâmetros, o que demonstra que as características de transmissão do ruído podem ser significativamente alteradas por causa da redução da espessura da parede-corta-fogo. Consequentemente, um sistema de controle ativo de qualidade sonora pode ser proposto para o tratamento do incremento da citada percepção auditiva no interior da cavidade.

Como já discutido no Capítulo anterior, o primeiro procedimento para se projetar soluções de controle ajustadas às expectativas auditivas é entender os mecanismos e fenômenos envolvidos no evento auditivo. As necessidades de manter uma determinada quantidade do ruído do motor em veículos são reportadas há mais de 15 anos: Kuo e Tsai (1994), por exemplo, reportam técnicas de controle ativo de ruído que modelam o espectro do sinal medido no sistema mantendo características da audição, de forma a obter correlação entre a ação de controle e a percepção auditiva humana. Uma aplicação da técnica de equalização do espectro baseada na percepção do *volume* usando as curvas de *equal-Loudness* é reportada por Sommerfeldt e Samuels (2001). De forma similar, outra aplicação de controle de qualidade sonora baseada na percepção do *volume* usando a curva de ponderação definida pela norma ITU-R 468 é reportada por Bao e Panahi (2010). Já Tamamura e Shibata (1996) informam que, da aplicação de sistemas de controle de múltiplas entradas e múltiplas saídas (do inglês *MIMO - Multiple-Input, Multiple-Output*) em cavidades reais de veículos, algumas componentes harmônicas do motor devem ser eliminadas, enquanto que as outras devem ser mantidas, visando a obtenção de qualidade sonora no ruído do motor.

Teorias e aplicações de algoritmos adaptativos de redução do ruído são apresentados por Donadon (2002). Uma aplicação de interesse para esta pesquisa é a relacionada com a aplicação do controle adaptativo no interior de um veículo *Chevrolet S10*, visando a redução do ruído

advindo do motor. Um sistema de uma entrada e uma saída (do inglês *SISO* - *Single-Input, Single-Output*) medindo o erro do sistema na posição do motorista é usado. Nas condições de velocidade e carga especificadas no referido trabalho (3600RPM, quinta marcha, 127Km/h), obteve-se uma redução global de 6dB SPL. A avaliação subjetiva de pessoas foi usada, da qual se observou que a redução do distúrbio do sistema de controle apenas causou pequenas diferenças de percepção, mas não foram significativas. A necessidade de se implantar um sistema *MIMO* é também reportada pelo autor.

Gonzalez *et al.* (2003) correlacionam o resultado de controlar pela via ativa distúrbios de banda estreita e banda larga relacionados com distúrbios percebidos no interior de um veículo, à percepção de quatro características psico-acústicas diferentes: *Loudness*, *Sharpness*, *Roughness* e *Tonality*. Para tanto, usou-se um sistema de controle *MIMO* e as avaliações subjetivas foram realizadas por meio de testes de júri. Da aplicação da técnica de redução de ruído adotada pelos autores, os autores encontraram uma alta correlação entre o conforto acústico e a *diminuição* de percepções subjetivas como o *Loudness*, ao passo que sugerem o uso de sistemas de controle que permitam o *balanço* entre as componentes do ruído, ao invés de sua eliminação.

Oliveira *et al.* (2009) apresentam um sistema de controle ativo de qualidade sonora de distúrbios relacionados com os percebidos ao interior da cavidade dos veículos. Percepções psico-acústicas como o *Loudness* e o *Roughness* têm sido amplamente analisadas na referida pesquisa. A ação de controle projetada sobre os distúrbios foi mais notória no *Loudness* que sobre o *Roughness*. Algumas relações entre as métricas avaliadas foram definidas pelos autores, do comportamento do distúrbio antes e depois do controle.

Por outro lado, as teorias e aplicações em carros híbridos desafiam os conhecimentos atuais sobre as formas de se projetar campos acústicos para os veículos, já que, devido às características elétricas e mecânicas de seus motores, não há um consenso generalizado a respeito da forma com que um veículo deste tipo deve soar (GENUIT, 2010). Em alguns países, como Estados Unidos e o Japão, leis a respeito das emissões acústicas dos veículos híbridos estão em análise, com o intuito de se determinar uma *quantidade mínima* de emissão e garantir assim a percepção à distância de sua presença, por parte dos pedestres (GENUIT, 2010).

Em decorrência das ideias expostas, intui-se que as teorias de controle associadas à qualidade sonora de um evento auditivo devem ser modificadas de forma a alcançar não só a *redução global* do campo acústico, mas também oferecer um leque de opções em relação à sua *alteração*. Diversas pesquisas em controle de qualidade sonora serão referenciadas em forma crítica e detalhada na Seção 3.2, logo após a descrição de uma base teórica a ser apresentada na Seção que segue, que leve ao entendimento das formulações matemáticas dos controladores.

No Capítulo 2 foi apresentada uma métrica da psico-acústica, passível de ser alterada em termos das amplitudes e fases relativas das componentes de banda estreita de um distúrbio harmônico: o *Roughness* auditivo. Visando ampliar as possibilidades de controle de qualidade sonora, um esquema de controle adaptativo em amplitude e fase relativa das componentes de banda estreita de um distúrbio harmônico é desenvolvido na Seção 3.3. Para encerrar o presente

Capítulo, resultados experimentais e uma discussão crítica da ferramenta de controle proposta são apresentados.

3.1 O Controle Ativo em *alimentação direta*

O controle ativo de ruído pode ser implantado sob duas metodologias diferentes: em realimentação (do inglês *feedback*), onde o objetivo do controlador é cancelar a entrada sem benefício de uma referência conhecida, ou alimentação direta (do inglês *feedforward*), onde um sinal de referência, *coerente* com o distúrbio, é usado antes da propagação dos sinais pelo sistema visando igual finalidade.

Na Fig. 3.1(a), relacionam-se os elementos básicos que interagem nos problemas de controle ativo de ruído, dispostos na configuração de realimentação. Em termos gerais, os elementos dos sistemas de controle ativo são agrupados em dois “domínios”: domínio físico, onde as operações de *propagação* e *superposição* dos campos vibro-acústicos acontecem, e um domínio eletrônico, onde o *cálculo* do sinal de controle é realizado de acordo com regras ou *leis* pré-determinadas. Uma vez que certas situações de controle de ruído, muito específicas, apresentam características *invariantes* no tempo, a etapa eletrônica não sempre envolve operações de atualização dos controladores (HANSEN; SNYDER, 1997).

Figura 3.1: Metodologias de controle ativo

A respeito da escolha de uma determinada metodologia de controle, Hansen e Snyder (1997) chamam a atenção para o seguinte fato:

Enquanto que a configuração *feedback* é mais difundida do que a *feedforward* em aplicações de controle, esta última apresenta uma vantagem de desempenho muito importante: com entradas persistentes ou repetitivas, os sistemas *feedback* não atingem a redução total devido a que a entrada de controle nesse caso seria zero ou tende a zero. Assim, levando em consideração que se o sinal de erro é baixo, o ganho de controle deverá ser elevado, o que traz como consequência problemas de desempenho que comprometem significativamente a estabilidade do sistema.

Destaca-se, da observação anterior, uma relação entre o tipo de entrada ao sistema e a metodologia de controle a ser implantada. Os sinais repetitivos dos quais Hansen e Snyder (1997) fazem referência são observados tipicamente em máquinas rotativas, em que, como descrito na

Seção 2.1, a energia do distúrbio se encontra concentrada em frequências específicas, relacionadas com o regime de giro da máquina rotativa que as gera, bem como da existência de um período de tempo T , em que as características da estrutura tempo-frequência do distúrbio de entrada se repetem.

Contudo, diversas aplicações de metodologias *feedforward* em controle de distúrbios de banda larga têm sido reportadas, apresentando resultados satisfatórios. Nesse tipo de aplicações, o sinal de referência $x(n)$ (ver Fig. 3.1b) é medido diretamente do distúrbio que se propaga no domínio vibro-acústico, e alimentado ao algoritmo de controle. Em se tratando do controle de um sinal de banda larga, restrições importantes relacionadas à posição dos sensores de referência e erro deverão ser observadas antes de se implantar um controlador *feedforward*, uma vez que a condição necessária de *causalidade* do sistema pode ser violada (KUO; MORGAN, 1996).

Diz-se que um sistema é *causal* se para um tempo t_0 , sua saída depende unicamente dos valores atuais e passados, ou seja, se $x_1(t) = x_2(t)$ para $t \leq t_0$, então tem-se que $y_1(t) = y_2(t)$ para $t \leq t_0$ (OPPENHEIM *et al.*, 1999). O problema da causalidade em situações de controle de distúrbios de banda larga é devido principalmente aos atrasos inerentes do sistema de aquisição, processamento e geração do sinal de controle. A pior situação dar-se-á no caso de se ter um atraso elevado nesse sistema de aquisição - processamento - geração do sinal de controle, em comparação ao atraso que o sistema vibro-acústico impõe ao sinal de entrada (KUO; MORGAN, 1996). O problema pode ser resolvido então, se garantida uma posição do sensor de erro tal que o atraso do sistema vibro-acústico seja, pelo menos, igual ao atraso imposto pela cadeia de aquisição de dados (SNYDER; HANSEN, 1990; KUO; MORGAN, 1996).

A influência deste “caminho de propagação” sobre o sinal de controle (o que será chamado daqui em diante de *Caminho Secundário* $S(z)$) deve ser levada em consideração, uma vez que a maioria dos problemas de estabilidade dos sistemas de controle em *feedforward* recaem na forma em que este caminho é tratado. Os elementos que fazem parte do mencionado caminho possuem respostas dinâmicas que influenciam a transmissão e geração do sinal de controle, que fazem com que este sinal, quando aplicado na planta, leve para resultados indesejáveis ou mesmo para severas instabilidades do sistema. A seguir, uma discussão a respeito do caminho secundário será apresentada.

3.1.1 Elementos dos sistemas de controle ativo em *feedforward*

Nos sistemas de controle ativo de ruído e qualidade sonora, diversos elementos compõem a cadeia de aquisição, processamento e geração dos sinais em um sistema. Destaca-se que cada elemento possui características dinâmicas que influenciam a transmissão dos sinais. Elementos como os filtros *anti-aliasing* de condicionamento de sinal, pré-amplificadores, microfones, acelerômetros, excitadores eletro-dinâmicos, conversores digital/analógico e analógico/digital, e até o mesmo algoritmo de controle possuem respostas dinâmicas que devem ser levadas em consideração na hora de se projetar uma solução de controle, seja em *feedback* ou em *feedforward*. Tipicamente, as dinâmicas dos referidos sub-sistemas são *concentradas* em um único

sistema, o que foi anteriormente denominado como “caminho secundário”.

Figura 3.2: Algoritmos de controle *Feedforward*

Na Fig. 3.2(a), um sistema de controle adaptativo em *feedforward* é apresentado, com $P(z)$ a representação em tempo discreto da dinâmica do caminho primário, $S(z)$ a representação da dinâmica do caminho secundário, $W(z)$ um conjunto de coeficientes adaptativos que representam o controlador (de característica adaptativa), $u(n)$ é a saída do controlador, $y(n)$ é o sinal de controle transmitido pelo caminho secundário, $e(n)$ é o resultado da superposição do sinal de controle $y(n)$ com $d(n)$, o que por sua vez é o sinal primário a ser controlado (na literatura referente ao controle de ruído, $d(n)$ é chamado de *distúrbio*; já na literatura referente à filtragem adaptativa, $d(n)$ é chamado de *sinal desejado*, em que cada amostra do sinal de saída do sistema adaptativo $y(n)$ é associada à uma amostra de comparação *desejada*).

De forma a se descrever os elementos típicos de um sistema de controle ativo em *feedforward*, convém apresentar uma formulação “genérica” desse tipo de controladores, adaptada de Hansen e Snyder (1997), em que sua influência sobre os *zeros* do sistema vibro-acústico, e não sobre seus *pólos* como acontece com os sistemas *feedback*, é demonstrada. Seja o seguinte espaço de estados que representa um sistema de controle *feedforward* genérico:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{z}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{z}(t) + w\mathbf{b}u(t) + \mathbf{S}u(t) \\ y(t) &= \mathbf{c}\mathbf{z}(t)\end{aligned}\tag{3.1}$$

com $\mathbf{z} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ o vetor de estado, $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ a matriz de estado do sistema (controlador e vibro-acústico), $\mathbf{b} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ o vetor de entrada, w um escalar que multiplica o sinal de controle, $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ os coeficientes que representam o caminho secundário de transmissão do sinal de controle $u(t)$, $\mathbf{c} \in \mathbb{R}^{1 \times n}$ o vetor de saída e $y(t)$ a saída de controle. Seja também uma entrada de controle definida como $u(t) = x_0 e^{st}$, com $s = j\omega$, e x_0 é a amplitude do sinal de referência.

Introduzindo $u(t)$ na Equação 3.1 e transformando para o domínio de *Laplace*, o sistema fica como segue:

$$\begin{aligned}s\mathbf{z}(s) - \mathbf{z}(0) &= \mathbf{A}\mathbf{z}(s) + w\mathbf{b}x_0(s) + \mathbf{S}x_0(s) \\ y(s) &= \mathbf{c}\mathbf{z}(s)\end{aligned}\tag{3.2}$$

Assumindo condições iniciais nulas, e manipulando a Equação 3.2, o vetor de estado $\mathbf{z}$ pode ser reescrito como segue:

$$\mathbf{z}(s) = \frac{w\mathbf{b}x_0(s) + \mathbf{S}x_0(s)}{s\mathbf{I} - \mathbf{A}} \quad (3.3)$$

Por fim, substituindo a Equação 3.3 na saída de controle na Equação 3.2, tem-se:

$$\frac{y(s)}{x_0(s)} = \mathbf{c}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} [w\mathbf{b} + \mathbf{S}] \quad (3.4)$$

Na Equação 3.4, observa-se que a ação de controle não possui influência sobre os *pólos* do sistema $\mathbf{c}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})$, e sim sobre o numerador da referida Equação, ou seja sobre seus *zeros*, em função de um valor w . O referido escalar w é, de fato, a ação de controle calculada pelo algoritmo, que pode ser adaptativa ou não. Consequentemente, estes sistemas são *inerentemente estáveis* em relação à sua ação sobre o sistema vibro-acústico (HANSEN; SNYDER, 1997), fato que reduz as causas dos problemas de estabilidade para dois grupos: valores elevados dos coeficientes w , o que seria resultado de instabilidade no algoritmo de controle, ou por valores elevados de $\mathbf{S}$, que seriam devidos à dinâmica do caminho secundário.

Na discussão que segue, as características do caminho secundário serão tratadas, visando a determinação exata das instabilidades por sua causa. Os aspectos relativos à estabilidade dos coeficientes w será abordada em primeiro lugar descrevendo os princípios do algoritmo LMS, amplamente usado no seu cálculo, e apresentando considerações de estabilidade em relação a seus parâmetros de projeto.

Influência do caminho secundário

Para efeitos da análise do caminho secundário $S(z)$, sua dinâmica é decomposta em duas contribuições: uma parcela $S'(z)$ que representa a função de transferência do algoritmo de controle, conversor digital/analógico, *atuador de controle*, e a dinâmica do sistema vibro-acústico; e uma parcela $R(z)$ que representa uma função *residual* de transferência, composta pelas dinâmicas do sistema vibro-acústico, sensor de erro, pré-amplificadores, filtros *anti-aliasing* e o conversor analógico/digital. Observa-se que as parcelas possuem um denominador comum: a dinâmica do sistema vibro-acústico medida na posição do sensor de erro e excitada na posição do atuador de controle.

Por outro lado, a função de transferência primária $P(z)$, medida na posição do sensor de erro e excitada na entrada do distúrbio ao sistema, pode ser decomposta em forma similar usando a parcela residual $R(z)$ apresentada no parágrafo anterior, em que:

$$P(z) = R(z)P'(z), \quad (3.5)$$

onde $P'(z)$ representa a função de transferência *desconhecida* para o algoritmo de controle, que concentra as características do sistema vibro-acústico medidas na posição do *sensor de erro* e excitadas na posição de entrada do distúrbio, sem levar em consideração o sistema de aquisição

de dados, determinado por $R(z)$.

Expressando as quantidades referidas no domínio discreto através da transformada Z , o erro do sistema $E(z)$ pode ser formulado como segue:

$$E(z) = R(z) [P'(z) - S'(z)W(z)] X(z), \quad (3.6)$$

onde $X(z)$ é a representação discreta do sinal $x(n)$, e $W(z)$ é um conjunto de coeficientes. Os termos que aparecem nos colchetes incluem as dinâmicas do sistema vibro-acústico medidas no sensor de erro, e excitadas na entrada do distúrbio para o caso de $P'(z)$, e na posição do atuador para o caso de $S'(z)$.

O fato de o sistema ter convergido significa que o distúrbio primário $d(n)$ foi cancelado, ou seja, que o erro do sistema é igual a zero. Consequentemente, fazendo $E(z) = 0$ na Equação 3.6, o resultado:

$$W_o(z) = \frac{P'(z)}{S'(z)}, \quad (3.7)$$

é obtido, em que W_o é conjunto de coeficientes *ótimos* tais que o erro na Equação 3.6 é zero. O resultado expresso na Equação 3.7 é fundamental no projeto do controle ativo *feedforward*, uma vez que uma relação *direta* é estabelecida entre os coeficientes $W_o(z)$ e o caminho primário, bem como uma relação *inversa* entre estes coeficientes e o caminho secundário.

Na Equação 3.7, é importante definir em quais situações é possível alcançar uma singularidade. Cabe lembrar que $S'(z)$ depende da posição do atuador de controle. Uma vez que certos caminhos secundários reais $S'(z)$ podem apresentar zeros fora do círculo unitário, condição conhecida como sistema de fase não-mínima, a inversão requerida para encontrar os coeficientes *ótimos* pode levar para uma operação instável do sistema. O efeito destes zeros é o de impor um maior atraso à propagação dos sinais com frequências que coincidem com eles (HANSEN; SNYDER, 1997), o que traz como consequência que o atraso do sistema para sinais de frequências diferentes não seja igual. Nesta classe de sistemas, o maior valor observado na etapa transitória da resposta ao impulso é negativo (HANSEN; SNYDER, 1997). Na Fig. 3.3 são apresentados a resposta ao impulso e o mapa de pólos/zeros do caminho secundário experimental estimado $\hat{S}$, com o intuito de se ilustrar os conceitos formulados neste parágrafo.

Outra situação de importância surge das raízes do caminho $S'(z)$, em que os sinais com frequências coincidentes a essas raízes serão *incontroláveis* (KUO; MORGAN, 1996), levando o sistema para condição instável. Este fato deve ser levado em consideração quando da representação do caminho secundário estimado $\hat{S}(z)$ na forma de um sistema de resposta ao impulso infinita (do inglês *IIR - Infinite Impulse Response*).

Uma análise no domínio da frequência da Equação 3.6 (com $z = \omega$) mostra outro fato importante: sinais com frequências para as quais $R(\omega) = 0$ serão *inobserváveis* pelo algoritmo de controle. Deve-se lembrar que a parcela $R(z)$ depende da posição do sensor, e mesmo que a quantidade $(P'(z) - S'(z)W(z))$ exista de fato no sistema vibro-acústico, o algoritmo sempre

(a) Resposta ao impulso

(b) Mapa de pólos e zeros

Figura 3.3: Caminho secundário experimental $\hat{S}(z)$

medirá um erro constante e igual à zero, portanto o sistema não terá possibilidade de aplicar medidas corretivas de controle (KUO; MORGAN, 1996).

Coerência

Outra causa de perda da ação de controle, porém não devida ao caminho secundário, é devida à coerência existente entre o sinal de referência $x(n)$ e o sinal do distúrbio $d(n)$, em que se ela fosse “perfeita”, grandes quantidades de redução serão obtidas (HANSEN; SNYDER, 1997). Segundo Jeon *et al.* (2011), com apenas 1% de perda de compatibilidade entre a frequência do distúrbio e a do sinal de referência, os controladores adaptativos baseados no algoritmo *LMS* perdem a capacidade de alterar o distúrbio de entrada, sem que isto represente uma condição de instabilidade do sistema.

De forma a apresentar considerações sobre a coerência entre os referidos sinais, basta definir para eles uma condição *fraca* de estacionariedade, conhecida como *estacionariedade no sentido amplo*, como se segue: diz-se que um processo estocástico X é *estacionário no sentido amplo* se possui média constante m_x , isto é,

$$E \langle X(t) \rangle = m_x(t) = m_x(t + \tau) \quad \forall \quad \tau \in \Re \quad (3.8)$$

com $E \langle \rangle$ o operador de valor esperado, m_x é o *valor médio da série* (média do conjunto X) e τ é um atraso temporal relativo (do inglês *lag*); e autocorrelação R_x , que depende unicamente do *atraso relativo* e não da evolução temporal da série t_1, t_2 em si (DUARTE, 2006), definida como:

$$E \langle X(t_1)X(t_2) \rangle = R_x(t_1, t_2) = R_x(t_1 + \tau, t_2 + \tau) = R_x(t_1 - t_2, 0) \quad \forall \quad \tau \in \Re \quad (3.9)$$

Um processo estritamente estacionário, como o definido na Seção 2.1, é também um processo estacionário no sentido amplo (DUARTE, 2006).

Define-se então a coerência entre dois processos estacionários aleatórios no sentido amplo

como se segue (KUO; MORGAN, 1996):

$$\gamma_{dx}(\omega) \equiv \frac{S_{dx}(\omega)}{\sqrt{S_{dd}(\omega)S_{xx}(\omega)}}, \quad (3.10)$$

onde $S_{dx}(\omega)$ representa a transformada de Fourier da função de correlação cruzada entre o distúrbio $d(n)$ e o sinal de referência $x(n)$ (KUO; MORGAN, 1996):

$$r_{dx}(\tau) = E \langle d(n)x(n - \tau) \rangle, \quad (3.11)$$

$S_{dd}(\omega)$ e $S_{xx}(\omega)$ são os auto-espectros de potência dos referidos sinais $d(n)$ e $x(n)$, respectivamente. Da Fig. 3.1(b), assumindo que a ação do caminho secundário fosse constante e igual a 1 para todas as frequências, o erro do sistema pode ser formulado como segue:

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^T(n)x(n) \quad (3.12)$$

Define-se o *erro quadrático médio* como (KUO; MORGAN, 1996):

$$\xi(n) \equiv E \langle e^2(n) \rangle, \quad (3.13)$$

medida de desempenho amplamente usada no projeto dos controladores em *feedforward*. Da Equação 3.13, a representação espectral de $e(n)$ é formulada como segue:

$$S_{ee}(\omega) = E \langle (D(\omega) - W(\omega)X(\omega))^2 \rangle \quad (3.14)$$

$$S_{ee} = E \langle D(\omega)^2 \rangle - W(\omega)E \langle D(\omega)X(\omega) \rangle - E \langle D(\omega)X(\omega) \rangle W(\omega) + W(\omega)E \langle X(\omega)^2 \rangle W(\omega) \quad (3.15)$$

Da Equação 3.15, os termos (KUO; MORGAN, 1996):

$$\begin{aligned} S_{dd}(\omega) &= E \langle D(\omega)^2 \rangle \\ S_{dx}(\omega) &= E \langle D(\omega)X(\omega) \rangle \\ S_{xx}(\omega) &= E \langle X(\omega)^2 \rangle \end{aligned} \quad (3.16)$$

que representam, respectivamente, o auto-espectro do sinal de distúrbio, o espectro cruzado do $d(n)$ e $x(n)$ e o auto-espectro do sinal de referência, podem ser substituídos na Equação 3.15.

A partir da Equação 3.10, define-se a *magnitude quadrática da coerência* como se segue:

$$C_{dx}(\omega) \equiv |\gamma_{dx}|^2 = \frac{|S_{dx}(\omega)|^2}{S_{dd}(\omega)S_{xx}(\omega)} \quad (3.17)$$

A manipulação da Equação 3.15, usando os termos definidos nas Equações 3.16 e 3.17

fornece o seguinte resultado (KUO; MORGAN, 1996):

$$S_{ee}(\omega) = [1 - C_{dx}(\omega)] S_{dd}(\omega) + \left| W(\omega) - \frac{S_{dx}(\omega)}{S_{xx}(\omega)} \right|^2 S_{xx}(\omega) \quad (3.18)$$

Deseja-se a convergência do sistema, isto é, que o erro seja igual a zero. Esta condição requer que o segundo termo do lado direito na Equação 3.18 seja igual a zero, ou seja (KUO; MORGAN, 1996):

$$W_o(\omega) = \frac{S_{dx}(\omega)}{S_{xx}(\omega)} \quad (3.19)$$

Por fim, usando o valor ótimo dos coeficientes W_o descrito na Equação 3.19, o valor mínimo de $S_{ee}(\omega)$ será determinado por (KUO; MORGAN, 1996):

$$\begin{aligned} S_{ee}(\omega) &= [1 - C_{dx}(\omega)] S_{dd}(\omega), \\ C_{dx}(\omega) &= 1 \end{aligned} \quad (3.20)$$

A Equação 3.20 mostra que para se obter redução total de um distúrbio de frequência ω , será necessário um valor elevado de coerência entre o sinal de distúrbio e o sinal de referência. Este fato se verifica na definição da magnitude quadrática da coerência (Equação 3.17), em que o fator C_{dx} possui uma relação direta com a coerência S_{dx} .

Uma medida rápida para se estimar a redução máxima de um sistema de controle em banda estreita está dada pela seguinte relação (KUO; MORGAN, 1996):

$$dB = -10 \log_{10}(1 - C_{dx}(\omega)) \quad (3.21)$$

que depende da magnitude quadrada da coerência entre $d(n)$ e $x(n)$. Na Fig. 3.4 é traçada uma curva determinada pela Equação 3.21. Observa-se nela que uma diminuição da coerência em apenas 1% afeta drasticamente a capacidade de redução do sistema de controle, sem que isto represente um problema de estabilidade.

Figura 3.4: Função de coerência entre $d(n)$ e $x(n)$ - Equação 3.21

É importante salientar que a Equação 3.21 tende para o infinito quando $C_{dx}(\omega) \rightarrow 1$. Na prática acontece que pequenas variações dos sistemas impedem a obtenção de uma coerência perfeita, contudo, devem-se projetar metodologias para se manter a coerência em um valor elevado e constante durante a operação dos sistemas de controle, visando o melhor desempenho do algoritmo. Esta é uma característica importante, principalmente no tipo de sistema tratado neste trabalho, já que é sabido que sistemas acústicos e vibro-acústicos estão sujeitos a incertezas e variações devido às condições ambientes e de uso (CAMINO; ARRUDA, 2009; OLIVEIRA *et al.*, 2012a).

Em resumo, os sistemas de controle em *feedforward* são inerentemente estáveis em relação à sua ação sobre o sistema a ser controlado. Três fatores estão envolvidos com o desempenho e estabilidade do sistema de controle: a coerência entre o sinal de referência e o sinal do distúrbio, as características dinâmicas do caminho secundário e os parâmetros livres do algoritmo de controle, ou seja, os coeficientes W . Antes de se abordar uma análise sobre os coeficientes W fornecidos pelo algoritmo adaptativo, convém estabelecer algumas definições a respeito dos métodos de minimização não-linear sem restrições, grupo ao qual pertence o algoritmo de mínimos quadrados *LMS*.

3.1.2 Sobre os métodos de minimização não-linear sem restrições

Os métodos de minimização linear sem restrições são classificados em dois grupos: métodos de busca direta (métodos *nongradient* ou *zeroth-order*) e métodos de descida do gradiente (métodos *first/second-order*). Condições ao respeito da existência de um mínimo relativo em uma função $f(\mathbf{X})$ são apresentadas a seguir. Um ponto $\mathbf{X}^*$ é um *mínimo relativo* de $f(\mathbf{X})$ se e somente se (RAO, 2009):

$$\left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)_{\mathbf{X}=\mathbf{X}^*} = 0, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.22)$$

É garantido que o valor $f(\mathbf{X})$ é um mínimo relativo se a matriz Hessiana for positiva definida:

$$[\mathbf{J}]_{\mathbf{X}^*} = \left[\frac{\partial^2 f}{\partial x_i \partial x_j} \right] \quad (3.23)$$

A formulação geral dos métodos de minimização não-linear sem restrições é como se segue (RAO, 2009):

$$\mathbf{X}_{i+1} = \mathbf{X}_i + \lambda_i^* \mathbf{B}_i, \quad (3.24)$$

com $\mathbf{X}_{i=0}$ um valor inicial do algoritmo, $\mathbf{B}_i$ é a *direção de busca* do algoritmo, λ_i^* o fator de passo (do inglês *step-size*) e $\mathbf{X}_{i+1}$ o valor do algoritmo de busca na i -ésima iteração. Uma vez que a formulação dos métodos de minimização é comum para as duas classes mencionadas, a diferença dos métodos recai na forma em que a *direção de busca* é formulada. Os métodos de descida do gradiente precisam conhecer as derivadas da função objetivo formuladas nas Equações 3.22 e 3.23, enquanto que os métodos de busca direta utilizam diversas aproximações para se estimar o gradiente e a minimização da função objetivo.

O algoritmo *LMS* faz parte da família dos algoritmos de *gradiente estocástico*, uma vez que para se estimar o gradiente da função objetivo não é necessário conhecer de forma determinística suas derivadas (HAYKIN, 2002). A forma geral do algoritmo é como a apresentada na Equação 3.24, onde a direção de busca estará determinada pelo gradiente da função de erro. No entanto, esta função objetivo a ser minimizada com o algoritmo *LMS* deverá satisfazer as definições descritas nesta Seção. Detalhes sobre a função de erro e sua minimização através do algoritmo serão demonstrados junto à ferramenta de controle proposta, na Seção 3.3.

Os sistemas de controle ativo em alimentação direta têm sido descritos em termos dos sinais e sistemas que interagem neles. Com base nesta descrição, na Seção que segue será apresentado um conjunto de sistemas de controle de qualidade sonora que servirão de fundamento para o desenvolvimento de uma nova ferramenta de controle de distúrbios harmônicos.

3.2 Algoritmos de Controle Ativo de Qualidade Sonora

Nesta Seção são apresentados em detalhe um conjunto de esquemas de controle ativo de qualidade sonora, cujos princípios de operação fundamentam o desenvolvimento de um algoritmo de controle em amplitude e/ou em fase relativa de um distúrbio multi-harmônico.

Frequency-domain adaptive comb filter

O primeiro grupo de controladores a serem analisados são os apresentados por Kuo *et al.* (1997). Em relação ao controle de distúrbios de banda estreita, características altamente desejáveis em sistemas de controle ativo de qualidade sonora, como a *equalização* e a capacidade de manipular diversas componentes harmônicas de forma independente são encontradas nestes algoritmos. O conjunto de controladores em questão é projetado na base que o distúrbio de entrada é periódico e com um período fundamental conhecido. Esta informação permite decidir a quantidade de amostras do sinal de referência e do erro do sistema que serão armazenadas em

memórias (do inglês *buffers*) visando o cálculo espectral. Na Fig. 3.5, observa-se que em ambos os dois controladores, algoritmos de análise espectral têm sido implantados, que requerem do armazenamento prévio de uma quantidade de amostras tal que a análise espectral possa ser realizada de forma periódica durante a operação do sistema.

Figura 3.5: Diagramas de blocos de controladores de qualidade sonora: (a) Equalizador ativo de distúrbios periódicos, (b) Controle ativo de qualidade sonora sem atrasos

O primeiro deles, denominado *Frequency-domain Adaptive Comb Filter* funciona sob a filosofia de controle ativo de ruído tradicional, onde a redução total do distúrbio é o objetivo de controle. Este algoritmo inclui um mecanismo de separação das componentes harmônicas do distúrbio, baseado em transformadas rápidas de Fourier (do inglês *FFT - Fast Fourier Transform*).

A atualização dos coeficientes do controlador é feita através do algoritmo de mínimos quadrados no domínio complexo:

$$W_k(n+1) = W_k(n) + \mu E_k(n) X_k^*(n), \quad (3.25)$$

com $W_k(n)$ e $W_k(n+1)$ que representam os coeficientes atuais e futuros, respectivamente, do k -ésimo coeficiente de Fourier, μ é o fator de convergência do algoritmo, E_k e X_k os k -ésimos coeficientes de Fourier que representam o sinal de erro e de referência, respetivamente, no domínio da frequência, e o super-índice $(*)$ que indica o complexo conjugado. Uma vez que os sinais que interagem nos cálculos do referido algoritmo são obtidos logo após as análises espectrais, diz-se que o algoritmo descrito na Equação 3.25 é de mínimos quadrados no domínio da frequência (do inglês *frequency-domain LMS*).

Destaca-se, neste primeiro algoritmo apresentado, a falta de mecanismos que visem a neutralização da influência do caminho secundário no sistema, o que faz com que a aplicação do sistema seja unicamente com propósitos de simulação e análise da topologia. Antes de se apresentar algoritmos com possibilidade de aplicação em situações reais, convém aprofundar na

teoria referente à aplicação de transformadas de Fourier nos algoritmos de controle ativo, de modo a fornecer conceitos a serem usados na descrição dos outros algoritmos.

A transformada de Fourier como banco de filtros

Uma vez que a operação dos algoritmos de controle ativo é realizada no domínio temporal discreto, é possível desenvolver uma representação alternativa da transformada de Fourier contínua, chamada de *transformada de Fourier discreta* (do inglês *DFT - Discrete Fourier Transform*). A transformada discreta de Fourier é uma sequência de amostras, igualmente espaçadas no domínio da frequência, da transformada de Fourier (contínua) de um sinal (OPPENHEIM *et al.*, 1999). As fórmulas de análise/síntese da transformada discreta de Fourier são:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{kn} \quad (3.26)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)W_N^{-kn} \quad (3.27)$$

com k o índice do k -ésimo coeficiente discreto de Fourier, n é o tempo discreto, W_N é uma quantidade complexa que representa as raízes no círculo unitário (OPPENHEIM *et al.*, 1999):

$$W_N = e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)}, \quad (3.28)$$

com N a quantidade de pontos da transformada discreta de Fourier. A Equação 3.28 reforça a ideia do espaçamento em partes iguais dos coeficientes de Fourier no domínio da frequência, em que 2π representa a taxa normalizada de amostragem do sistema (o espectro de 0 a 2π , ou de $-\pi$ a π), e a quantidade $e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)}$ representa a divisão em N partes iguais do círculo de raio unitário no domínio complexo.

A implantação do algoritmo de análise espectral na operação dos controladores ativos é consequência de uma interpretação diferente da transformada de Fourier, que resulta na criação de um *banco de filtros*, cuja resposta *genérica*, ou seja, o i -ésimo filtro, tem a forma:

$$H_i(\omega) = \frac{1 - e^{-jN\omega}}{1 - e^{-j\left(\omega - \frac{2\pi i}{N}\right)}}, \quad i = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} + 1, \quad (3.29)$$

com $H_i(\omega)$ a função de transferência do i -ésimo filtro e N a quantidade de pontos da transformada de Fourier. Esta configuração especial da transformada de Fourier possui a tradicional função de separar as componentes espectrais do distúrbio de entrada, com certas características especiais. Da Equação 3.29, nota-se que apenas os $\left(\frac{N}{2} + 1\right)$ filtros de Fourier serão usados no algoritmo de controle, se e somente se os sinais que interagem no sistema são de valor real, o que se cumpre na maioria das aplicações do mundo real. Já que a transformada de Fourier de séries de valor real é conjugada simétrica (BRIGGS; HENSON, 1995), os restantes $\left(\frac{N}{2} - 1\right)$ coeficientes

podem ser desconsiderados da *análise*. Para efeitos de reconstrução da série, a parte conjugada deverá ser calculada.

Uma observação importante a respeito da implantação deste tipo de estratégias recai no fato de se ter mais de uma taxa de operação no algoritmo de controle. Logo após da aplicação da transformada de Fourier na configuração em questão, suas saídas operarão a uma velocidade N vezes inferior à taxa de amostragem do sistema. A implantação correta da estratégia supõe que, logo depois dos procedimentos feitos sobre a série de dados no domínio da frequência, a série possa ser reconstruída no domínio do tempo, implantando algoritmos cuja saída seja compatível à velocidade global do algoritmo. Para séries de valor real, é possível calcular a parte complexa conjugada da parte simétrica real da transformada, com o intuito de reconstruir o sinal no domínio do tempo.

Nas aplicações desta estratégia reportadas na literatura, tem-se observado que a quantidade N , que corresponde a $\frac{N}{2} + 1$ filtros de Fourier, não supera os 512 pontos. Morgan e Thi (1995), por exemplo, reportam uma aplicação com 512 pontos arranjados em 32 sub-bandas. Os algoritmos apresentados na sub-seção anterior (KUO *et al.*, 1997) foram testados usando apenas 16 pontos. Os algoritmos apresentados por Kuo *et al.* (2008), a serem analisados a seguir, foram testados com 512 pontos. Os atrasos no sistema, no entanto, não são devidos ao algoritmo de cálculo do espectro em si, mas pela necessidade de armazenar uma determinada quantidade de pontos, que está relacionada com a resolução requerida em cada situação de controle.

A desvantagem desta estratégia se encontra no atraso inerente a ela, devido ao armazenamento de amostras para se calcular a transformada. Mecanismos como o *Sliding-DFT* (FARHANG-BOROUJENY; GAZOR, 1994; KUO *et al.*, 1997; JACOBSEN; LYONS, 2003) ou a configuração *delay-less* (MORGAN; THI, 1995; KUO *et al.*, 2008; MOSQUERA-SÁNCHEZ; OLIVEIRA, 2011) têm sido projetados para superar o problema. A estratégia *Sliding-DFT* baseia seu comportamento na estacionariedade do sinal de entrada, já que o valor *atual* da transformada é calculado usando os resultados de tempos anteriores, através de uma *janela deslizando* do tamanho de uma amostra. Já a segunda estratégia está mais relacionada com os problemas de filtragem adaptativa no domínio da frequência, uma vez que esta operação, mesmo que os coeficientes do filtro adaptativo sejam calculados no referido domínio, é realizada diretamente no domínio temporal, eliminando assim os atrasos na operação de controle e possíveis sinais espúrios gerados pela *convolução circular*.

Além de obter a separação das componentes espectrais do distúrbio nos diferentes filtros, duas informações importantes podem ser extraídas quando do uso da transformada de Fourier como banco de filtros: a amplitude e fase relativa das $\frac{N}{2} - 1$ componentes do distúrbio. Esta interpretação da transformada de Fourier será aprofundada na Seção 3.3 dedicada à apresentação do algoritmo de controle proposto.

Equalizador de ruído ativo de distúrbios periódicos, no domínio da frequência

O segundo algoritmo apresentado pelos citados autores, chamado de equalizador de ruído ativo de distúrbios periódicos, no domínio da frequência (do inglês *Frequency-domain Periodic ANE - Active Noise Equalizer*) e baseado no esquema de controle acima apresentado, inclui a propriedade de *equalizar* as amplitudes das componentes do distúrbio harmônico, de forma a *modelar* um espectro desejado. Sua configuração se encontra detalhada na Fig. 3.5(a). Trata-se de um algoritmo cujas operações são desenvolvidas estritamente no domínio da frequência. O caminho secundário é identificado *off-line*, isto é, antes da operação de controle. Uma transformada de Fourier de igual quantidade de pontos à implantada internamente no sistema é calculada sobre o caminho secundário, de forma a armazenar os coeficientes e efetuar a operação de filtragem no domínio da frequência. Embora esta operação seja computacionalmente mais eficiente do que se realizar a operação de filtragem no tempo, uma vez que é necessária apenas uma multiplicação ao invés de uma convolução, deve-se garantir que a frequência do distúrbio de entrada não apresente variações significativas que façam com que o produto:

$$X'_k(\omega \pm \Delta\omega) = X_k(\omega \pm \Delta\omega) \times \hat{S}(\omega) \quad (3.30)$$

seja nulo, já que $\hat{S}(\omega)$ não está definido para as $\pm\omega$ variações da frequência do distúrbio de entrada. Na Equação 3.30, $X'_k(\omega)$ representa o valor do k -ésimo coeficiente do sinal de referência *filtrado* pela estimativa do caminho secundário $\hat{S}(\omega)$, e $X_k(\omega)$ é o valor do referido coeficiente de Fourier, na frequência ω .

O esquema de atualização dos coeficientes do controlador é baseado no algoritmo *Fx-LMS* complexo (do inglês *Filtered-X: filtered reference*), cuja formulação é como segue:

$$W_k(n+1) = W_k(n) + \mu X_k'^*(n) E'_k(n), \quad (3.31)$$

com $E'_k(n)$ o k -ésimo coeficiente de Fourier que representa o *pseudo-erro* do sistema, e as outras quantidades já foram definidas. A Equação 3.31 ilustra um dos conceitos centrais nos algoritmos de qualidade sonora: o *pseudo-erro*. Trata-se do sinal obtido a partir do erro instantâneo do sistema $e(n)$, em que apenas uma quantidade dele é usada para alimentar o algoritmo adaptativo e fazer com que ele convirja para um conjunto de coeficientes $W(n)$ tais que a amplitude do distúrbio seja modificada em uma quantidade desejada. O fator de ganho g_k no sistema da Fig. 3.5(a) tem a função de fixar a quantidade do erro instantâneo a ser enviada para o algoritmo adaptativo. O efeito do uso do pseudo-erro neste sistema resulta no *balanço* da amplitude do distúrbio.

Algoritmos de controle ativo de qualidade sonora nos domínios temporal e da frequência

Os algoritmos apresentados por Kuo *et al.* (2007) e Kuo *et al.* (2008) são melhoras aos apresentados nas sub-seções anteriores. A denominação de *controladores ativos de qualidade*

sonora (do inglês *ASQC - active sound quality control*) aparece pela primeira vez nos algoritmos apresentados pelos referidos autores em 2007. Trata-se de um algoritmo de controle em banda estreita no domínio temporal, que inclui a possibilidade de alterar a amplitude de um distúrbio multi-harmônico. Uma modificação ao algoritmo *Frequency-domain periodic ANE* é realizada, em que um mecanismo de “purificação” do erro, chamado de *FELMS* (do inglês *Filtered-error LMS*), é incluso de modo a rejeitar ruído de outras bandas de frequência. Neste algoritmo, uma proposta de normalização do caminho secundário é apresentada:

$$A_k = \frac{1}{|\widehat{S}(\omega_k)|}, \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad (3.32)$$

com A_k a amplitude da k -ésima componente de banda estreita do sinal de referência e $|\widehat{S}(\omega_k)|$ a amplitude da estimativa do caminho secundário, na k -ésima frequência. Estratégias similares de tratamento do caminho secundário têm sido apresentadas em (THOMAS *et al.*, 2008) e (OLIVEIRA *et al.*, 2010). Já que este algoritmo não possui mecanismos de separação das componentes do distúrbio, não existe a possibilidade de se equalizá-las de forma independente.

A atualização dos coeficientes do referido algoritmo é realizada por meio do tradicional Fx-LMS (KUO *et al.*, 2007):

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu x'(n)e(n), \quad (3.33)$$

com $x'(n)$ o sinal de referência filtrado pelo caminho secundário.

O conjunto de algoritmos propostos pelos referidos autores em 2008 incluem técnicas de análise espectral visando a atualização *eficiente* dos coeficientes do filtro adaptativo, mas não para analisar de forma independente as componentes do distúrbio. Cabe salientar que o objetivo de controle é modificar o espectro de um distúrbio de banda larga de acordo com as características da audição do homem. A inclusão de objetivos de qualidade sonora está na incorporação de um filtro de *equal-Loudness* $C(z)$, como apresentado na Fig. 3.5(b), de forma a modelar o espectro do distúrbio de entrada de acordo com a curva de ponderação (A) (ver Capítulo 2). Estratégias similares de modificação da estrutura tempo-frequência do distúrbio tem sido apresentadas em Sommerfeldt e Samuels (2001).

Tem-se demonstrado que os algoritmos LMS em blocos (do inglês *block-LMS*) calculam o gradiente da função de erro do sistema de uma forma mais “limpa” que os algoritmos no domínio temporal (FARHANG-BOROUJENY; GAZOR, 1994; ALWAN; AL-HASHEMY, 1998; SUN; MENG, 2006). Uma vez que estes algoritmos realizam os cálculos com blocos de amostras, resultam menos sensíveis a ruídos advindos dos sinais usados na atualização dos pesos (sinal de referência e sinal de erro). A metodologia *sem atrasos* (*delayless*) é amplamente explorada nestes controladores, em que a atualização dos coeficientes é realizada pelo algoritmo Fx-LMS no domínio da frequência (Equação 3.31), e a operação de filtragem é efetuada diretamente no domínio do tempo. Esta técnica permite superar os problemas de atrasos impostos pela acumu-

lação das amostras necessárias para calcular a transformada espectral.

Common-error multiple-frequency ANE

O algoritmo apresentado por Gonzalez *et al.* (2006) descreve uma metodologia de se implantar m algoritmos de controle em paralelo visando o controle multi-harmônico de igual quantidade de componentes de banda estreita. Todos os algoritmos de controle dispostos em paralelo são alimentados com o mesmo erro. Usando esta configuração, uma aplicação de controle do *Roughness* é apresentada por Mosquera-Sánchez *et al.* (2011), onde três algoritmos de controle NEX-LMS (OLIVEIRA *et al.*, 2010) foram dispostos em paralelo visando o controle em amplitude da referida métrica. Cabe salientar que, dos algoritmos apresentados por Gonzalez *et al.* (2006), unicamente os algoritmos de uma entrada e uma saída (do inglês SISO - Single-input, single-output) são analisados aqui.

Gonzalez *et al.* (2006) reportam um problema importante a ser levado em consideração na implantação de sistemas de controle ativo. A estimativa do caminho secundário com erros de fase conduz à aparição de sinais espúrios laterais quando da aplicação da ação de controle na componente de interesse, em sua vizinhança. Esta condição, conhecida por sua definição em inglês como *out-of-band overshoot* (KONG; KUO, 1999; GONZALEZ *et al.*, 2006), pode ser mitigada se e somente se o erro de estimação de fase se encontra entre $\pm\pi$ rad (SNYDER; HANSEN, 1994). Assumindo que um erro de estimação do caminho secundário existe, e a condição necessária anteriormente formulada é satisfeita, um algoritmo de controle adaptativo pode operar em condição estável se usado um fator μ tal que a velocidade de convergência do algoritmo adaptativo seja lenta (KONG; KUO, 1999; GONZALEZ *et al.*, 2006).

Melhora da estimação do gradiente estocástico: algoritmos (GF-) e (SF-)

A formulação tradicional da função objetivo a ser minimizada nos problemas de controle ativo de ruído parte de assumir que os sinais que interagem no sistema são estacionários no sentido amplo. Com base nesta suposição, o resultado do processo de convergência, isto é, os coeficientes $W(z)$ do controlador, serão estacionários para todo t da operação do sistema. Por sua vez, esta suposição permite fazer uma alteração “tradicional” na função de erro do sistema, em que o *erro quadrático médio* é aproximado pelo *erro quadrático instantâneo* (KUO; MORGAN, 1996):

$$\xi(n) \approx e^2(n), \quad (3.34)$$

onde:

$$\xi(n) \equiv E \langle e^2(n) \rangle, \quad (3.35)$$

é o erro quadrático médio. Considerando que os sinais nos sistemas reais podem não satisfazer as condições de estacionariedade, o uso de um fator de ponderação (do inglês *forgetting factor*) das amostras do erro *mais recentes*, que visa o incremento do seu valor em relação aos valores passados, permite uma estimativa mais precisa do gradiente da função objetivo já aproximada (Equação 3.34). Portanto, a nova função objetivo do sistema será como proposta por Sun e

Meng (2006):

$$J(n) = \sum_{\tau=0}^n \rho^{n-\tau} e_n^2(\tau) \quad (3.36)$$

A minimização da função de erro descrita na Equação 3.36 (SUN; MENG, 2006) conduz ao seguinte algoritmo de adaptação:

$$W(n+1) = W(n) + \mu\gamma(n), \quad (3.37)$$

com

$$\gamma(n) = \sum_{\tau=0}^n [\rho^{n-\tau} e_n(\tau) x'(\tau)] \quad (3.38)$$

onde τ é um atraso temporal relativo, ρ é um fator de ponderação dos valores recentes do sinal de erro instantâneo $e(n)$ e do sinal de referência filtrado pelo caminho secundário $x(n)$, e as outras quantidades já definidas. A implantação prática dos conceitos formulados por Sun e Meng (2006) expostos nesta sub-seção é como se segue:

$$\begin{aligned} \gamma(n) &= \rho\gamma(n-1) + e(n)x'(n), \\ W(n+1) &= W(n) + \mu\gamma(n) \end{aligned} \quad (3.39)$$

O algoritmo descrito na Equação 3.39 é chamado de *Fx-LMS simplificado* (do inglês *SF-Simplified Form-Filtered-X LMS*). Os detalhes da demonstração do algoritmo se encontram expostos no artigo de Sun e Meng (2006). Na Fig. 3.6 é apresentado um fluxograma que mostra as possibilidades de melhora do algoritmo Fx-LMS (Fig. 3.2) em relação à estimativa do gradiente da função de erro e do tratamento do sinal de erro.

O algoritmo de controle de qualidade sonora proposto (Seção 3.3) faz uso da estratégia *SF* – com o intuito de fornecer maior robustez face às possíveis variações do sinal de entrada, que são comuns em aplicações reais. Mesmo que as frequências das componentes de banda estreita do distúrbio sejam conhecidas, não é garantido que elas permaneçam fixas durante a operação do controlador, uma vez que ruídos do sistema e mudanças sutis no sistema gerador do distúrbio podem produzir estas variações (XIAO, 2011).

Algoritmo *NEX-LMS*

O algoritmo *NEX-LMS* (*Normalized-modified error - LMS*) proposto por (OLIVEIRA *et al.*, 2010) é projetado para o tratamento de distúrbios de banda estreita de características estacionárias ou com variações lentas das propriedades estatísticas. Trata-se de um algoritmo de controle no domínio do tempo, que visa o controle multi-harmônico de distúrbios cuja estrutura tempo-frequência é variável. Características típicas dos sistemas de controle de qualidade sonora, como a equalização e análise independente de diversas componentes são encontradas neste algoritmo. Arranjos em paralelo de uma determinada quantidade de esquemas *NEX-LMS* em paralelo fornecem a capacidade de analisar diversas componentes de banda estreita. Mosquera-Sánchez *et*

Figura 3.6: Modificações ao algoritmo *Fx-LMS* (adaptado de Sun *et al.* (2006))

al. (2011) apresentam, por exemplo, um arranjo de três algoritmos *NEX-LMS* em paralelo (Fig. 3.7b) para o controle do *Roughness* percebido no distúrbio gerado por um motor de combustão interna.

(a) *NEX-LMS* (OLIVEIRA *et al.*, 2010)

(b) *Multi-NEX-LMS* (MOSQUERA-SÁNCHEZ *et al.*, 2011)

Figura 3.7: Algoritmos de qualidade sonora baseados no esquema *NEX-LMS*

Este esquema de controle integra uma modificação ao sinal do erro que alimenta o algoritmo adaptativo, o que faz com que ele convirja para valores desejados, que podem ser diferentes do valor ótimo. Da Fig. 3.7a, observa-se que o *pseudo-erro* $e'(n)$ é obtido de uma regressão linear

com a qual se pode estimar o distúrbio primário $d(n)$, como segue (SUN; MENG, 2006):

$$e'(n) = \left[e(n) + \widehat{S}(z) (w^T(n)x(n)) \right] - w^T(n) \left(\widehat{S}(z)x(n) \right), \quad (3.40)$$

onde o termo entre colchetes é exatamente o distúrbio primário *estimado* $\widehat{d}(n)$, se e somente se $\widehat{S}(z) = S(z)$. Uma vez que uma quantidade do distúrbio de entrada, ou mesmo a redução, é desejada, um ganho β é incluso no algoritmo de modo a fixar a quantidade desejada do distúrbio. Em função do ganho, quatro modos de amplificação podem ser determinados: redução máxima ($\beta = 1.0$), redução ($0 \leq \beta < 1$), amplificação ($-0.5 \leq \beta < 0$) e modo inativo de controle ($\beta = 0$).

O tratamento da dinâmica do caminho secundário está dado pela normalização de sua resposta estimada em amplitude. Calcula-se como se segue:

$$\frac{0.01}{|\widehat{S}(\omega)|} \leq N(\omega) \leq \frac{0.1}{|\widehat{S}(\omega)|} \quad (3.41)$$

A normalização do caminho secundário permite definir um fator de convergência μ tal que o desempenho do algoritmo de controle será igual na banda de frequência de interesse (OLIVEIRA *et al.*, 2010). Esta propriedade é de especial interesse quando da implantação dos algoritmos de controle em situações onde variações da frequência do distúrbio de entrada podem acontecer, que por sua vez podem excitar as ressonâncias do caminho secundário em algum tempo n , e levar o sistema para operação instável. Uma situação de controle de banda estreita como a aceleração/desaceleração de um motor de combustão interna pode ser tratada pelo controlador em questão, uma vez que um único fator de convergência pode ser atribuído ao sistema, de forma a garantir estabilidade para quaisquer alterações em frequência das componentes de interesse. Cabe salientar que os limites teóricos dados na Equação 3.41 dependem da qualidade da estimativa do caminho secundário.

Uma desvantagem do algoritmo *NEX-LMS* é devida ao custo computacional exigido pelos dois filtros adaptativos do sistema. Por exemplo, se desejado o controle de m componentes de banda estreita de um distúrbio harmônico, e assumindo que o caminho secundário seja representado internamente como um filtro *FIR*, serão necessários $2m$ filtros adaptativos e $2m$ filtros *FIR*, lembrando que é necessário arranjar m algoritmos *NEX-LMS* para se obter controle multi-harmônico.

Algoritmos de *Sound-Profiling*

Quatro algoritmos de qualidade sonora de distúrbios harmônicos são apresentados por Rees e Elliott (2006): *command-FxLMS*, *internal model-FxLMS*, *PSC-FxLMS* e *APC-FxLMS*. Estes algoritmos são avaliados pelos autores em termos da velocidade de convergência, do esforço do controlador e da estabilidade do sistema face às incompatibilidades entre a estimativa do caminho secundário $\widehat{S}(z)$ e o caminho secundário real.

Figura 3.8: Algoritmo de controle (equalização) de um sinal senoidal puro (adaptado de Kuo e Morgan (1996))

Define-se o *esforço do controlador* como o valor médio quadrático do sinal de controle $u(n)$, que é proporcional à potência requerida pelo atuador de controle para zerar o pseudo-erro (REES; ELLIOTT, 2006). Os referidos autores afirmam que se a fase relativa do sinal de distúrbio coincidissem com a fase de um sinal chamado de *sinal de comando* $c(n)$ (Fig. 3.9a), o esforço do controlador em estado estacionário necessário para alcançar a redução de um distúrbio de banda estreita é mínimo. Se a condição anterior for satisfeita, o algoritmo de controle fornecerá uma saída $y(n)$ cuja fase relativa será exatamente oposta à fase do sinal de distúrbio, o que resulta em sua redução total.

(a) *PSC-FxLMS* (REES; ELLIOTT, 2006)

(b) *Multi-PSC-FxLMS* (MOSQUERA-SÁNCHEZ; OLIVEIRA, 2011)

Figura 3.9: Algoritmos de qualidade sonora baseados no esquema *PSC-FxLMS*

Esta ideia é o ponto de início de um esquema de controle de fase relativa, independente

da modificação da amplitude de um distúrbio de banda estreita, já que o algoritmo adaptativo compensará *automaticamente* as diferenças de fase relativa entre o sinal de comando $c(n)$ e o distúrbio de entrada $d(n)$ aumentando o nível de saída do controlador, o que significa uma compensação da perda de amplitude do distúrbio quando da superposição *destrutiva* dos sinais referidos com alguma diferença de fase relativa.

Da Fig. 3.9a, o erro instantâneo $e(n)$ e o pseudo-erro $e'(n)$ do sistema são formulados como se segue:

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - S^T(n)u(n), \\ e'(n) &= c(n) - e(n) \end{aligned} \quad (3.42)$$

Substituindo o erro do sistema na formulação do pseudo-erro, e assumindo que a redução total é desejada ($e'(n) = 0$), obtém-se o sinal de controle $u(n)$ ótimo:

$$u(n) = \frac{c(n) - d(n)}{S^T(n)} \quad (3.43)$$

Usando a definição de esforço do controlador e assumindo que os sinais da Equação 3.43 são senoidais em estado estacionário, pode-se reescrever a citada equação em termos da transformada Z , em que $Z = e^{j\omega_r T}$, como se segue (REES; ELLIOTT, 2006):

$$U^2 = \frac{|Ce^{j\phi_c} - De^{j\phi_d}|^2}{S^2} \quad (3.44)$$

onde $|U(e^{j\omega_r T})| = U$ (da identidade de Euler: $e^{j\phi} = \cos(\phi) + j\sin(\phi)$), $|S(e^{j\omega_r T})| = S$, $D(e^{j\omega_r T}) = De^{j\phi_d}$, e $C(e^{j\omega_r T}) = Ce^{j\phi_c}$. Desenvolvendo o quadrado da Equação 3.44, tem-se:

$$U^2 = \frac{D^2 + C^2 - 2DC\cos(\phi_c - \phi_d)}{S^2} \quad (3.45)$$

Da Equação 3.45, tem-se que o valor máximo para $u(n)$ estará dado quando $\cos(\phi_c - \phi_d) = -1$, situação que indica que os sinais de distúrbio e comando se encontram em contra-fase, enquanto que o valor mínimo será quando $\cos(\phi_c - \phi_d) = 1$, o que significa que os sinais estão em fase. Na referida Equação, observa-se a dependência da saída de controle com os coeficientes do caminho secundário, que pode ser mitigada por meio de mecanismos de neutralização como os apresentados na sub-seção anterior.

A proposta de (REES; ELLIOTT, 2006) para reduzir o esforço do controlador é a implantação de um mecanismo que permita alinhar as fases do distúrbio primário $d(n)$ e do sinal de comando $c(n)$, no entanto o distúrbio primário não é acessível pelo controlador, razão pela qual uma estimativa do distúrbio deverá ser calculada, de modo a obter a informação da fase. Para tanto, da Fig. 3.9a, observa-se que $d'(n)$ pode ser estimado como se segue:

$$\begin{aligned} \hat{d}(n) &= e(n) + S^T u(n), \\ &= d(n) + [\hat{S} - S] u(n) \end{aligned} \quad (3.46)$$

Da Equação 3.46, observa-se que se $\hat{S}(z) = S(z)$, então $\hat{d}(n) = d(n)$ como amplamente discutido neste Capítulo. A formulação apresentada na referida equação é a base do algoritmo chamado de *PSC-FxLMS* (do inglês *Phase Scheduled Command-FxLMS*), o que visa a redução do esforço do controlador alinhando as fases dos sinais $d(n)$ e $c(n)$. O algoritmo de atualização dos pesos adaptativos é o *FxLMS*, o que pode ser reescrito em função do pseudo-erro definido na Equação 3.42 como se segue:

$$\begin{aligned} w(n+1) &= w(n) + \mu x'(n) e'(n), \\ &= w(n) + \mu x'(n) [c(n) - d(n) - S^T u(n)], \end{aligned} \quad (3.47)$$

formulação que demonstra a dependência dos coeficientes adaptativos com a dinâmica do caminho secundário $S(z)$ e com a quantidade $c(n) - d(n)$, a que é de fato a quantidade desejada do distúrbio a ser mantida.

Este algoritmo é uma combinação das formulações dos algoritmos *command-FxLMS* e *internal model-FxLMS*, que inclui um mecanismo de análise espectral com o intuito de medir a fase relativa das componentes de interesse do distúrbio. Visando o controle multi-harmônico do ruído de um motor de combustão interna, Mosquera-Sánchez e Oliveira (2011) apresentam um arranjo em paralelo de três algoritmos *PSC-FxLMS* com o intuito de controlar a percepção do *Roughness* no referido distúrbio. A configuração do k -ésimo canal se encontra detalhada na Fig. 3.9.

O algoritmo *APC-FxLMS* (do inglês *Automatic Phase Scheduling-FxLMS*), também apresentado por Rees e Elliott (2006) não será levado em consideração nesta apresentação dos algoritmos de qualidade sonora, uma vez que seu processo de convergência realiza alterações nas amplitudes do distúrbio de entrada para reduzir o esforço do controlador, processo que não é desejado na aplicação em questão.

3.3 Um Controlador Ativo de Amplitude e/ou Fase Relativa para a Qualidade Sonora de Distúrbios Harmônicos

Esta seção trata do desenvolvimento de um sistema de controle ativo¹ para a qualidade sonora de distúrbios harmônicos, proposto neste trabalho, que possui a capacidade de alterar as componentes de banda estreita de forma independente, em termos das amplitudes e/ou fases relativas.

3.3.1 Desenvolvimento do Controlador

Os distúrbios harmônicos podem ser descritos na forma que se segue:

$$d(n) = \sum_{k=1}^M a_k(n) e^{-j(\omega_k(n)n + \theta_k(n))}, \quad (3.48)$$

¹Resultados de simulação em: Mosquera-Sánchez, J. A. e Oliveira, L. P. R. de. *An adaptive controller for amplitude and relative phase control of periodic disturbance*. In: ISMA2012 (a ser publicado)

com M a quantidade de componentes de banda estreita do distúrbio $d(n)$; e a_k , ω_k e θ_k são, respetivamente, a amplitude, frequência e fase relativa da k -ésima componente de banda estreita do distúrbio. A influência do caminho de propagação do distúrbio tem sido eliminada da Equação 3.48, para efeitos de simplicidade de notação. Uma vez que o controle das amplitudes e/ou das fases relativas das componentes é desejado, devem-se determinar os parâmetros mencionados do distúrbio primário, porém, o controlador não tem acesso direto a essa informação. Para tanto, o sistema pode gerar uma estimativa do sinal de distúrbio a partir do sinal de erro e da estimativa do caminho secundário.

A Fig. 3.10 apresenta o algoritmo de controle proposto, que inclui mecanismos de análise espectral que visam a estimação das amplitudes e fases relativas das componentes do distúrbio. Trata-se de um algoritmo adaptativo cuja fase de adaptação é realizada no domínio da frequência, enquanto que a fase de controle é implantada diretamente no domínio do tempo com auxílio da técnica *delayless*, anteriormente discutida.

Figura 3.10: Algoritmo de controle de amplitude e/ou fase relativa proposto

Aquisição e processamento dos dados externos

A estrutura do sistema de controle proposto é inspirada no algoritmo *PSC-FxLMS*, apresentado na Seção anterior. Da Fig. 3.10, pode-se observar que o sistema calcula uma estimativa do distúrbio primário como se segue:

$$\hat{d}(n) = e(n) + \hat{S}(z) [w^T(n)x_N(n)], \quad (3.49)$$

onde $x_N(n)$ é o sinal de referência logo após a aplicação da estratégia de normalização do caminho secundário, tomada da técnica apresentada no algoritmo *NEX-LMS*, apresentado na Seção anterior. O procedimento de normalização do caminho secundário é realizado sobre sua estimativa $\hat{S}(z)$, usando os limites definidos por Oliveira *et al.* (2010):

$$\frac{0.01}{|\hat{S}(z)|} \leq N(\omega) \leq \frac{0.1}{|\hat{S}(z)|} \quad (3.50)$$

A obtenção dos valores de amplitude e fase relativa para a k -ésima componente de interesse depende fortemente da qualidade da estimativa do caminho secundário. Como já discutido, se $\hat{S}(z) = S(z)$, tem-se que $\hat{d}(n) = d(n)$ e a informação pode ser determinada com precisão.

Em se tratando de distúrbios harmônicos, a capacidade dos controladores ativos de *equalizar de forma independente* as componentes do ruído é altamente desejada. O objetivo de controle não é mais a redução das componentes, mas sim o de manter uma quantidade determinada das amplitudes, e/ou de ajustar novas fases relativas para elas. Para tanto, a primeira operação a se efetuar é a de *separação* das componentes, que pode ser realizada com auxílio de um algoritmo de análise espectral tal como a transformada discreta de Fourier, ou a transformada rápida de Fourier.

O critério de projeto que permite estabelecer a quantidade de pontos requeridos para o cálculo da análise espectral está ligado com as características do sinal a ser controlado, especificamente, com sua frequência fundamental e as frequências das componentes harmônicas. Uma vez que as componentes do distúrbio harmônico se encontram adequadamente espaçadas no domínio da frequência, pode-se estabelecer uma taxa de amostragem normalizada do sistema 2π tal que as frequências das componentes harmônicas do distúrbio coincidam com as frequências centrais do banco de filtros determinado pelo algoritmo de cálculo do espectro.

A escolha da taxa de amostragem está restrita à condição imposta pelo teorema de Nyquist, em que ela deve ser de, pelo menos, duas vezes a maior frequência contida no sinal do distúrbio. Por outro lado, a princípio a escolha da quantidade de pontos para o algoritmo de análise espectral não possui restrições. Não obstante, com o intuito de eliminar atrasos no sistema, preferir-se-á o algoritmo *FFT* já que este é uma implantação computacionalmente eficiente do algoritmo *DFT*. Deve-se salientar que o algoritmo *FFT* requer para seu cálculo o armazenamento de uma quantidade de pontos que seja potência de 2, o que pode restringir sua implementação.

Definida a quantidade de pontos N do algoritmo de análise espectral, uma transformada de Fourier é aplicada no distúrbio estimado $\hat{d}(n)$, referido na Equação 3.49. Para tanto, o sinal é armazenado em memórias de L pontos, com $L = N$, como se segue:

$$\hat{D}_l(\omega) = \mathcal{F}[\hat{d}_l(n)] = \mathcal{F}([\hat{d}_0(n) \ \hat{d}_1(n) \ \cdots \ \hat{d}_{L-1}(n)]^T), \quad (3.51)$$

onde $\mathcal{F}$ representa a transformada de Fourier (*DFT* ou *FFT*), e l faz referência ao l -ésimo bloco de amostras obtido para o cálculo de $\mathcal{F}$. Uma vez que o distúrbio primário estimado se encontra

no domínio da frequência, um procedimento similar é realizado com o erro do sistema:

$$E_l(\omega) = \mathcal{F}[e_l(n)] = \mathcal{F}([e_0(n) \ e_1(n) \ \cdots \ e_{L-1}(n)]^T), \quad (3.52)$$

e as quantidades definidas nas Equações 3.51 e 3.52 são operadas diretamente no domínio da frequência como indicado na Fig. 3.10. Define-se então o *pseudo-erro* do sistema como se segue:

$$E'_l(\omega) = E_l(\omega) - \hat{D}'(\omega), \quad (3.53)$$

onde $\hat{D}'(\omega)$ é o sinal do distúrbio estimado com as modificações desejadas em amplitude e fase relativa das componentes a serem controladas. Na linguagem definida para os controladores apresentados por Rees e Elliott (2006), o sinal $\hat{D}'(\omega)$ é equivalente ao chamado de *sinal de comando* $c(n)$. O algoritmo para efetuar as modificações em amplitude e fase relativa será descrito na sub-seção seguinte.

O sinal de referência também é armazenado em memórias de L -pontos para o posterior cálculo dos pesos adaptativos, no domínio da frequência. Diferentemente do procedimento tradicional e *computacionalmente eficiente* de se filtrar o sinal de referência pelo caminho secundário diretamente no domínio da frequência (KUO *et al.*, 1997; KUO *et al.*, 2008), a filtragem é realizada no domínio temporal pela seguinte razão. Seja $\hat{S}_k(\omega)$ um valor complexo que representa a *DFT* de $\hat{S}(z)$, na $(\frac{2\pi}{k})$ -ésima frequência. No caso em que o sinal de referência tenha exatamente a frequência $(\frac{2\pi}{k})$, o produto:

$$X'_k(\omega) = \hat{S}_k(\omega)x_k(\omega) \quad (3.54)$$

será válido tanto em amplitude como em fase, uma vez que $\hat{S}_k(\omega)$ está definido. Por outro lado, se o sinal de distúrbio apresentasse variações em frequência $\Delta\omega$, a frequência do sinal de referência deverá ser atualizada com o intuito de manter a coerência entre os sinais e garantir bom desempenho do sistema. O problema surge do fato de $\hat{S}_k(\omega \pm \Delta\omega)$ não estar definido, o que leva a resultados inválidos na Equação 3.54. Portanto, o cálculo de $x'(n)$ é realizado no domínio do tempo, mesmo que a complexidade computacional seja incrementada.

Com o intuito de reduzir a complexidade computacional do algoritmo, aproveita-se o fato de os sinais serem de valor real, para descartar os últimos $(\frac{N}{2} - 1)$ coeficientes das transformadas de Fourier calculadas sobre os sinais de referência filtrado, distúrbio estimado e erro do sistema, de forma a realizar os cálculos sub-sequentes com os $(\frac{N}{2} + 1)$ coeficientes. Consequentemente, os referidos sinais ficam expressos como se segue:

$$\hat{D}_l(\omega) = [\hat{d}_{DC}(\omega) \ \hat{d}_1(\omega) \ \cdots \ \hat{d}_{N/2}(\omega)]^T \quad (3.55)$$

$$X'_l(\omega) = [x_{DC}(\omega) \ x_1(\omega) \ \cdots \ x_{N/2}(\omega)]^T \quad (3.56)$$

$$E_l(\omega) = [e_{DC}(\omega) \ e_1(\omega) \ \cdots \ e_{N/2}(\omega)]^T \quad (3.57)$$

Nota-se que o pseudo-erro definido na Equação 3.53 pode ser calculado usando apenas os $\left(\frac{N}{2} + 1\right)$ coeficientes de Fourier dos sinais redefinidos nas Equações 3.56 e 3.57.

Atualização dos pesos do controlador

A atualização dos pesos adaptativos do controlador é realizada por meio de uma variação proposta ao algoritmo *SF-FxLMS*, em que valores de domínio complexo, advindos das transformadas de Fourier, são usados no seu cálculo. Consequentemente, a atualização dos pesos é realizada em duas etapas: ponderação dos *valores mais recentes da direção de busca* $\mathbf{B}_i$ do algoritmo adaptativo, determinada como segue:

$$\mathbf{B}_i(l) = X_k'^*(l)E_k'(l), \quad (3.58)$$

onde E' é o k -ésimo coeficiente do pseudo-erro, no tempo ($l = LTs$), com $Ts = \left(\frac{1}{f_s}\right)$ é a taxa de amostragem do sistema; X' é o sinal de referência *filtrado* pelo caminho secundário e $(*)$ indica o complexo conjugado. A direção de busca é ponderada por um fator $\rho = [0, 1)$, e o valor ponderado é usado no algoritmo *FxLMS* de números complexos. A implementação computacional do algoritmo é formulada como se segue:

$$\gamma_k(l) = \rho\gamma_k(l-1) + \mathbf{B}_i(l), \quad (3.59)$$

$$w_k(l+1) = w_k(l) + 2\mu_k\gamma_k(l) \quad (3.60)$$

O algoritmo adaptativo formulado por meio das Equações 3.59 e 3.60 possui a interessante vantagem de ser calculado de forma independente para cada coeficiente de Fourier. Ainda, esta técnica, quando integrada com a técnica de normalização do caminho secundário apresentada, permite o tratamento *localizado* de suas ressonâncias, em que se elas coincidirem com algum k -ésimo filtro onde se encontra alguma componente de interesse, um fator μ_k *único* pode ser atribuído para o filtro em questão e não levar o sistema para instabilidades. Este fato é de especial atenção na implementação experimental do controlador, uma vez que o procedimento de normalização é baseado na *estimativa* do caminho secundário e possíveis erros de estimação da amplitude podem estar presentes, que impedem a obtenção teórica de um único valor μ para a região em frequência na qual o distúrbio primário pertence.

É importante destacar que na formulação acima apresentada, o algoritmo pode ser reduzido ao tradicional *FxLMS* de números complexos se $\rho = 0$.

Geração do sinal de controle

Antes de entrar em detalhes sobre os mecanismos de geração do sinal de controle, convém lembrar que os coeficientes $W(z)$ de um algoritmo adaptativo disposto na configuração de interferência destrutiva (configuração típica de controle ativo de ruído) (FARHANG-BOROUJENY, 1998), não são mais do que a representação em forma *direta* do caminho primário $P(z)$, e a representação *inversa* do caminho secundário $S(z)$, como já apresentado na Seção 3.1.1. Tam-

bém foi discutido que, em decorrência do tipo de algoritmo adaptativo usado, o elemento digital para se representar o controlador $W(z)$ possui a forma de um filtro *FIR*, o que é inerentemente estável. Da definição de filtro *FIR*, os coeficientes que o conformam constituem uma *resposta ao impulso finita* de um sistema, que neste caso é o modelo do sistema dado por $(\frac{P(z)}{S(z)})$.

A operação de atualização dos pesos do controlador é realizada usando os $(\frac{N}{2} + 1)$ coeficientes de Fourier. Para se obter uma representação válida do modelo $(\frac{P(z)}{S(z)})$ em um tempo $l = LTs$, uma transformada inversa deverá ser calculada sobre os coeficientes fornecidos pelo algoritmo adaptativo. No entanto, a informação por ele fornecida não é suficiente para se calcular uma transformada inversa de Fourier válida. Da teoria do controle ativo *feedforward* em sub-bandas (HAYKIN, 2002), é possível criar um arranjo de coeficientes de Fourier tal que a parte complexa conjugada possa ser *anexada* ao vetor dos pesos adaptados pelo algoritmo adaptativo, o que pode ser formulado como se segue:

$$w_{l+1}(\omega) = [w_{(k=0:k/2+1)}(\omega) \quad (w_{(k=1:k/2)}(\omega))^*]^T, \quad (3.61)$$

onde a parte complexa conjugada w^* é calculada usando os coeficientes $w(k = 1 : k/2)$, lembrando que $k = 0$ e $k = N/2 + 1$ são, respectivamente, os valores *DC* e o valor $(\frac{N}{2} + 1)$ que não são usados no cálculo da parte complexa conjugada da série. O vetor de pesos $w_{l+1}(\omega)$ completo pode ser transformado para o domínio temporal usando uma transformada inversa de Fourier $\mathcal{F}^{-1}$:

$$w_{l+1}(n) = \mathcal{F}^{-1}[w_{l+1}(\omega)] = \mathcal{F}^{-1}([w_{DC}(\omega) \quad x_1(\omega) \quad \cdots \quad x_k(\omega)]^T), \quad (3.62)$$

e finalmente o sinal de controle $u(n)$ é calculado da filtragem no domínio temporal do sinal de referência com a $(l + 1)$ -ésima representação do controlador $W(z)$:

$$u(n) = w_{l+1}^T(n)x_N(n) \quad (3.63)$$

Nota-se que o controlador adaptativo $W(z)$ é atualizado cada $LTss$, onde $L = N$. A configuração de atualização apresentada é de fato a configuração *delayless*, em que o sinal de controle é gerado diretamente no domínio do tempo, sem necessidade de se esperar a atualização dos coeficientes para efetuar o cálculo do sinal de controle. Na Fig. 3.11, uma componente de banda estreita (linha azul) é representada no plano complexo. Os hiperplanos cinza representam os tempos em que a aquisição de L -pontos termina. A interpretação da transformada de Fourier esboçada na referida figura será descrita quando da apresentação dos conceitos que fundamentam a possibilidade de se controlar a fase relativa de um distúrbio de banda estreita.

Uma consideração a respeito da topologia do algoritmo proposto recai sobre a reduzida quantidade de pontos usados na representação do controlador $W(z)$. Tipicamente, os algoritmos de controle no domínio do tempo usam filtros *FIR* com grandes quantidades de coeficientes, de modo a representar adequadamente a resposta ao impulso do modelo $W(z) = (\frac{P(z)}{S(z)})$. O sistema

Figura 3.11: Representação fasorial de uma componente de banda estreita no plano complexo

de controle proposto parte da *ortogonalização* do distúrbio primário, que indiretamente decompõe o referido modelo em coeficientes ortogonais, como consequência da aplicação interna da transformada de Fourier. O resultado desta operação é um controlador de ordem reduzida (ordem L , com $L = N$), em que apenas os valores de amplitude e fase do modelo ($\frac{P(z)}{S(z)}$) que correspondem aos excitados pelo sinal de entrada são levados em consideração no cálculo do controlador adaptativo.

Procedimentos para a obtenção do *signal de comando*

Na Fig. 3.12a, é apresentado um esquema simplificado do algoritmo de controle proposto que tem por intuito ilustrar os procedimentos de modificação do distúrbio estimado $\hat{d}(n)$ para se obter o sinal de comando $\hat{d}'(n)$. Do cálculo da transformada de Fourier sobre $\hat{d}(n)$, um conjunto de N coeficientes é obtido, dos quais apenas $(\frac{N}{2} + 1)$ são mantidos durante a fase de análise e atualização dos pesos do controlador.

(a) FFT e IFFT

(b) k -ésimo Coeficiente de Fourier

Figura 3.12: Implantação da análise de Fourier no algoritmo de controle proposto

Assumindo que as frequências das componentes do distúrbio coincidem com as frequências centrais do banco de filtros de Fourier, a amplitude e fase relativa da k -ésima componente de interesse pode ser obtida transformando o coeficiente de Fourier no domínio complexo para

uma representação polar:

$$\Re(\hat{D}_k(\omega)) + \Im(\hat{D}_k(\omega)) \rightarrow \hat{a}_k(n) \angle \hat{\phi}_k(n); \quad n = lLTs, \quad l = [1, 2, \dots], \quad (3.64)$$

onde a informação fornecida como $n = lLTs$ é para se destacar que a representação fasorial é obtida cada LTs segundos. Neste ponto, convém fazer uma consideração a respeito da origem dos valores no domínio complexo. Os coeficientes de Fourier podem ser interpretados como o resultado de se *comparar* o sinal em análise com um sinal de banda estreita que inexistente fisicamente, formulado como se segue:

$$f_k(n) = \sin\left(\frac{2\pi}{k}f_s n + \pi/2\right) = \cos\left(\frac{2\pi}{k}f_s n\right), \quad (3.65)$$

o que não mais do que a representação do k -ésimo elemento de uma série de Fourier. Destaca-se da formulação 3.65 que o sinal cosseno tem amplitude unitária e fase relativa zero. O k -ésimo coeficiente de Fourier é então obtido da comparação deste sinal com o sinal em análise. Na Fig. 3.11 o conceito descrito é ilustrado, em que da comparação do sinal cossenoidal com um sinal de entrada (linha azul na figura) um valor de amplitude e fase relativa é determinado para $n = LTs$. Na referida figura, observa-se que, da posse do valor de fase relativa, um novo fasor (em linha vermelha) pode ser calculado outorgando para ele um valor de fase relativa entre 0 rad e 2π rad, ou entre $-\pi$ rad e π rad.

A condição necessária para outorgar o novo valor de fase relativa é o conhecimento *exato* da frequência instantânea da componente de interesse. Se o novo fasor for incompatível com o fasor original, a informação a ser reconstruída logo após os procedimentos de adaptação dos pesos do controlador estará viciada. Uma pequena demonstração, usando o princípio de fase estacionária (BOASHASH, 1992; KINSLER *et al.*, 2000), será apresentada de modo a ilustrar a relação entre a fase relativa e a frequência de uma componente de banda estreita.

Como apresentado na Fig. 3.11, um valor de fase relativa é obtido para a k -ésima componente logo após $lLTs$, com $l = 1, 2, \dots$. O *valor de fase relativa estacionário* pode ser determinado usando o *princípio de fase estacionária* (BOASHASH, 1992), conceito central na teoria de estimação da frequência instantânea. O princípio de fase estacionária, descrito como se segue:

$$\frac{d}{dn} [\phi_k(n) - 2\pi f_k n] = 0 \quad (3.66)$$

é válido para encontrar o valor de fase relativa estacionário da k -ésima componente de banda estreita, se e somente se a função de fase relativa $\phi_k(n)$ oscila consideravelmente mais rápido do que a função da amplitude $a_k(n)$, o que corresponde ao caso das ordens/meias-ordens do motor. Da Equação 3.66 obtém-se a frequência f_k para a qual a função de fase relativa se torna *estacionária*, como se segue:

$$f_k = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_k(n)}{dn} \quad (3.67)$$

Da Equação 3.67, tem-se que a frequência f_k é a derivada temporal da função de fase relativa, o que corresponde à definição de *frequência instantânea*. Se valores “errados” forem outorgados ao fasor que representará a quantidade desejada de fase relativa para a componente de interesse, sua frequência não será mais a frequência original da componente, o que traz como consequência que a frequência f_k flutue através da operação de controle, e o efeito dessa flutuação na saída do sistema de controle perceber-se-á como uma oscilação da amplitude do distúrbio. Devido a que haverá um erro de frequência nos coeficientes do controlador, em decorrência de outorgar um novo valor de fase relativa errado, o cálculo do sinal de controle $u(n)$ possuirá um erro como consequência de filtrar o sinal de referência com frequência fixa usando os coeficientes com erro. Assim, nos períodos de tempo em que a frequência f_k coincidir com a frequência real do distúrbio, obter-se-á controle da componente.

Da situação acima descrita, deduz-se que mecanismos para medir a fase são desejados visando o conhecimento exato da frequência instantânea do distúrbio. Quando do controle de distúrbios estacionários no sentido amplo, esta condição é relaxada. Já Rees e Elliott (2006) propôs uma metodologia baseada nas *malhas de captura de fase* (do inglês *PLL - Phase-locked Loop*) para se realizar a citada medição de forma confiável em situações quase-estacionárias.

Usando a representação polar da k -ésima componente descrita na Equação 3.64, as seguintes operações podem ser realizadas sobre a amplitude e fase relativa (Fig. 3.12b):

$$a_k(n+1) = g_a a_k(n), \quad (3.68)$$

$$\phi_k(n+1) = \text{mod}((g_f \pi + \phi_k(n)), 2\pi), \quad (3.69)$$

onde a notação $(n+1)$ salienta o fato de as quantidades serem usadas no cálculo da $(n+1)$ -ésima representação dos coeficientes do controlador. É necessário que, antes de se realizar a operação descrita na Equação 3.69, a descontinuidade da função de fase relativa seja removida, como descrito através da Fig. 3.12b. Lembra-se que a função de fase relativa é *modulo* 2π , portanto, uma descontinuidade será observada quando a referida função atingir $\pm 2\pi$. Um procedimento padrão de *phase-unwrapping* pode ser implementado para realizar tal função.

Em suma, da formulação apresentada nas Equações 3.68 e 3.69, o novo algoritmo de qualidade sonora, proposto nesta pesquisa, permite ao projetista de controle alterar a estrutura tempo-frequência de um distúrbio multi-harmônico em termos das amplitudes e/ou fases relativas das componentes desejadas. Assim, o novo algoritmo de controle oferece os seguintes *modos de controle*:

1. Modos de Amplitude

- $0 \leq g_a < 1$: modo de redução
- $g_a = 1$: modo inativo de amplitude
- $1 < g_a \leq 2$: modo de amplificação

2. Modos de Fase Relativa

- $-1 \leq g_f < 0$: modo de atraso
- $g_f = 0$: modo inativo de fase relativa
- $0 < g_f \leq 1$: modo de adianto

Através do novo algoritmo de controle de qualidade sonora, o leque de opções em relação à modificação da qualidade sonora é ampliado, oferecendo, além dos seis modos de operação listados, as combinações entre eles. A versatilidade da ferramenta proposta, junto às qualidades em termos de sua velocidade de convergência e estabilidade permitira a exploração dos espaços de qualidade sonora determinados no Capítulo 2, de modo a alcançar praticamente qualquer objetivo de qualidade sonora proposto.

Estabilidade do sistema

Considerações a respeito da estabilidade do sistema podem ser formuladas a partir do algoritmo proposto para a atualização dos pesos do controlador. Embora uma demonstração formal da estabilidade no sentido médio quadrático, que é o tradicional a se fazer, não seja apresentada, o fato de se implementar uma transformada de Fourier no algoritmo de controle e atualizar os pesos no domínio da frequência não deve representar variações significativas nos resultados de convergência e estabilidade demonstrados para o algoritmo no domínio do tempo (SUN; MENG, 2006), uma vez que o operador de Fourier é *linear*.

Da demonstração apresentada por Sun e Meng (2006) da estabilidade do algoritmo *General Form-FxLMS*, o resultado que relaciona o fator de convergência do algoritmo μ é analisado a seguir. Já que o algoritmo *Simplified Form-FxLMS* é um caso especial do algoritmo citado, as propriedades de convergência podem ser expandidas para o último que, no caso do algoritmo proposto, é calculado no domínio da frequência. Define-se o *desajuste* do algoritmo como:

$$\tilde{W}(n) = W(n) - W_o(n), \quad (3.70)$$

onde $W_o(n)$ é o vetor *ótimo* de coeficientes, $W(n)$ é a representação no tempo n dos coeficientes do controlador e $\tilde{W}(n)$ é o termo de *desajuste* em relação aos coeficientes ótimos. O algoritmo adotado para se fazer a atualização dos pesos inclui um fator de ponderação ρ dos valores mais recentes da direção de busca, ou de seu gradiente, como denotado na Equação 3.58. A direção de busca ($\mathbf{B}_i = \gamma(n)$) é descrita como:

$$\gamma_k(l) = \rho_k \left(X_k'^*(l) E_k'(l) \right) \quad (3.71)$$

Por outro lado, após a convergência do algoritmo, ou seja, o erro do sistema é zero, o distúrbio $d(n)$ pode ser reescrito em função dos coeficientes ótimos do controlador $W_o(n)$ como

se segue:

$$d(n) = W_o(n) [x_N(n)S(z)] \quad (3.72)$$

onde $x_N(n)$ é o sinal de referência *normalizado*. Reescreve-se a Equação 3.72 no domínio da frequência (ω) por meio da aplicação da transformada de Fourier nos dois lados da igualdade, e usa-se o k -ésimo coeficiente:

$$d_k(\omega) = W_k^o(\omega) [X'_k(\omega)] \quad (3.73)$$

onde a notação W^o foi trocada por conveniência, porém continua a representar o k -ésimo coeficiente ótimo do controlador, e X' representa o sinal de referência *filtrado* pelo caminho secundário. Substituem-se as Equações 3.70 e 3.73 na Equação 3.71, onde logo após a manipulação algébrica das quantidades, tem-se:

$$\begin{aligned} \gamma_k(l) &= \rho_k R_k(l) (W_k(l) - W_k^o(l)) \\ &= \rho_k R_k(l) \tilde{W}_k(l) \end{aligned} \quad (3.74)$$

onde a Equação 3.70 já foi transformada para o domínio da frequência, e

$$R_k(l) = \rho_k \left(X'_k(l) X_k'^T(l) \right) \quad (3.75)$$

é a matriz de autocorrelação do sinal de referência $x(n)$, filtrado pelo caminho secundário e transformado para o domínio da frequência, no l -ésimo tempo de operação do sistema, lembrando que a operação do algoritmo de controle é realizada em blocos que se atualizam cada $l = lLT$ segundos.

Em função da autocorrelação R_k do sinal de referência, do termo de desajuste $\tilde{W}_k$ e da direção de busca γ_k do algoritmo, o algoritmo de atualização do k -ésimo coeficiente do controlador referido na Equação 3.60 pode ser reescrito como:

$$\tilde{W}_k(l+1) = [I - \mu_k R_k(l)] \tilde{W}_k(l) \quad (3.76)$$

Aplicando o operador “valor esperado” nos dois lados da igualdade da Equação 3.76:

$$E \langle \tilde{W}_k(l+1) \rangle = [I - \mu_k E \langle R_k(l) \rangle] E \langle \tilde{W}_k(l) \rangle, \quad (3.77)$$

onde I é a matriz identidade, e o valor esperado para o desajuste $E \langle \tilde{W}_k(l) \rangle$ e $E \langle \tilde{W}_k(l+1) \rangle$ para $l \rightarrow \infty$ deve ser zero, obtém-se uma expressão para μ_k :

$$0 < \mu_k < \frac{1}{E \langle R_k(l) \rangle} \quad (3.78)$$

tal que se pertence aos limites determinados pela Equação 3.78, o sistema é estável para todo

tempo l . A Equação 3.78 mostra que a estabilidade do sistema depende da matriz de autocorrelação do sinal de referência, filtrado pelo caminho secundário. Esta matriz possui as seguintes características (KUO; MORGAN, 1996):

- A autocorrelação de um processo estocástico *estacionário* é simétrica. Uma vez que os sinais que interagem no sistema são de valor real, a matriz de autocorrelação será de valor real.
- A matriz de autocorrelação é matriz de *Toeplitz*, isto é, todos os elementos em uma diagonal qualquer dela, paralela à diagonal principal, são iguais.
- Em decorrência das duas características anteriores, a matriz de autocorrelação é *positiva semi-definida*, isto é, seus autovalores são reais não-negativos.

A matriz R_k determina o limite superior, ou valor máximo que o fator μ_k pode tomar. Das características anteriormente listadas, conclui-se que o maior autovalor (o que é positivo de valor real) será quem determine o máximo valor de μ_k . Uma vez que este valor está determinado pelas características do sinal de referência *filtrado* pelo caminho secundário, as ressonâncias deste caminho influenciarão *negativamente* na escolha do fator μ , já que um valor elevado na matriz de autocorrelação significa um valor pequeno para μ_k . Consequentemente, a estratégia de *normalizar* o caminho secundário segundo a proposta *NEX-LMS* é a melhor alternativa para se garantir um valor maior para μ_k tal que a velocidade de convergência seja melhorada, sem alterar a estabilidade do sistema.

3.3.2 Resultados de Simulação

Esta seção se devota à apresentação de resultados de simulação do algoritmo de controle proposto. Dois “cenários” de controle foram testados: entrada senoidal pura (sinal de 256Hz) usando caminhos de transferência simplificados, tomados de Sun e Meng (2006):

$$P(z) = z^{-15} - 0.3z^{-16} + 0.2z^{-17} \quad (3.79)$$

$$S(z) = z^{-7} + 1.5z^{-8} - z^{-9}, \quad (3.80)$$

esboçados na Fig. 3.13, e o segundo cenário usando como entrada o distúrbio do motor de combustão interna sintetizado, e um caminho secundário experimental, diferente do caminho secundário identificado no arranjo experimental, traçado na Fig. 3.14. Na referida figura, o resultado de se normalizar o caminho secundário usando a estratégia *NEX-LMS* é apresentado, usando o limite $N(\omega) = \left(\frac{0.1}{|\hat{S}(z)|} \right)$. O gráfico do lado direito superior é um *zoom* aplicado sobre o gráfico do lado direito inferior.

Figura 3.13: Caminhos $P(z)$ e $S(z)$ simplificados (SUN; MENG, 2006)

Figura 3.14: Caminho “experimental” $S(z)$ usado na simulação

Na Tabela 3.1, os parâmetros escolhidos para as simulações do controlador são listados. Em função da complexidade do distúrbio de entrada, a quantidade de pontos das transformadas de Fourier são escolhidas. Na situação “realista” de controle, uma velocidade estacionária do motor foi escolhida para a realização da demonstração das capacidades do controlador: 5750[RPM], sobre a qual as ordens 1.0, 2.0 e 3.0 do motor serão o alvo de controle. A percepção sonora projetada como objetivo de controle é o *Roughness*, o que será controlado tanto em amplitude

quanto em fase relativa.

Cenário	N -FFT	Ordem do Motor	Freq. Hz	F_k bin	μ_k	ρ_k
Senoidal 5750RPM	8	-	256	1	$5.0e^{-03}$	0.1
		1.0	95.83	3	$3.5e^{-03}$	0.1
		2.0	191.67	6	$5.0e^{-03}$	0.1
		3.0	287.50	9	$3.5e^{-03}$	0.1

Tabela 3.1: Parâmetros do controlador - Simulação

Sinal senoidal puro

Na Fig. 3.15 é apresentado o comportamento do algoritmo de controle proposto quando da modificação da amplitude e fase relativa de um distúrbio senoidal puro de 256Hz. A modificação independente dos parâmetros do distúrbio, isto é, sua amplitude e fase relativa, é evidenciada na referida figura, onde todos os modos de amplitude g_a e os modos de fase relativa g_f são demonstrados. Ainda, o resultado das combinações entre os modos de operação do sistema também são evidenciados nesta figura.

O comportamento do algoritmo de controle durante a convergência, quando da aplicação do modo de fase relativa $g_f = -1.0$ é apresentado na Fig. 3.15, onde, além de se evidenciar que o processo de convergência para uma fase relativa desejada afeta *transitoriamente* a amplitude, a velocidade de convergência do algoritmo (0.05s) demonstra a capacidade de alterar de forma rápida a estrutura tempo-frequência de um distúrbio de banda estreita. O ultimo gráfico da Fig. 3.15 mostra a capacidade de redução do distúrbio de banda estreita, que é obtida da aplicação do modo de amplitude $g_a = 0$.

Controle do *Roughness*

Nesta sub-seção, os resultados do controle de um distúrbio harmônico, visando a alteração da percepção do *Roughness* por ele produzido são apresentados. Características como a equalização independente das componentes de banda estreita do distúrbio serão evidenciadas, ao passo que a velocidade de convergência do sistema também é demonstrada. Os resultados a serem apresentados foram coletados antes de terminar 2 segundos de operação do sistema, e processados usando uma *FFT* de 512 pontos.

Na Fig. 3.16 os resultados de controle quando da aplicação dos modos de amplitude são apresentados. Cinco modos de amplitude foram simulados, sendo que o modo inativo de amplitude é apresentado visando a comparação com os outros modos de amplitude. Dos resultados referenciados, pode-se evidenciar a característica de equalização independente de uma quantidade desejada de componentes de um distúrbio harmônico. Enquanto que apenas três componentes foram controladas, as outras ordens/meias-ordens do motor permaneceram inalteradas. A linha preta salienta a ordem 1.0, a linha vermelha a ordem 2.0 e a azul a ordem 3.0.

A capacidade de redução pode ser conferida, da comparação dos resultados esboçados na Fig. 3.16 com os resultados numéricos reportados na Tabela 3.2. Reduções de 45.02dB na or-

Figura 3.15: Controle da amplitude e fase relativa de um sinal senoidal puro de 256Hz

dem 1.0, de 45.71dB na ordem 2.0 e de 23.8dB na ordem 3.0 foram atingidas, sendo que a ferramenta de controle proposta abrange faixas de amplitude de 51.04dB na ordem 1.0, de 51.75dB na ordem 2.0 e de 29.73dB na ordem 3.0. Estes resultados são correlacionados à métrica psico-acústica alvo de controle: o *Roughness* auditivo. Na Tabela 3.2, observa-se que a referida métrica pode ser *significativamente alterada* do tratamento das amplitudes das componentes controladas. Uma variação de 0.51asper é obtida do controle multi-harmônico do distúrbio.

Ordem	$g_a = 2.0$		$g_a = 1.5$		$g_a = 1.0$		$g_a = 0.5$		$g_a = 0.0$	
	dB	asper	dB	asper	dB	asper	dB	asper	dB	asper
1.0	106.46		103.96		100.44		94.42		55.42	
2.0	105.11	1.00	102.61	0.98	99.07	0.78	93.01	0.56	53.36	0.49
3.0	97.67		95.20		91.74		85.91		67.94	

Tabela 3.2: Resultados de controle (modo de amplitude) e correlação à percepção do *Roughness*

Figura 3.16: Controle das amplitudes do distúrbio do motor: 5750RPM

A Fig. 3.17 apresenta os resultados de controle quando da aplicação dos modos de fase relativa. Cinco modos de fase relativa foram simulados, sendo que o modo inativo de fase é apresentado com o intuito de se realizar comparação com os outros modos. Os resultados evidenciam a capacidade de controle da fase relativa de uma quantidade de componentes de banda estreita desejada, em um distúrbio multi-harmônico. Uma vez que nas simulações foi assumido que a identificação do caminho secundário é perfeita, isto é, $\hat{S}(z) = S(z)$, as componentes do distúrbio respondem adequadamente às ações de controle em fase relativa. A Tabela 3.3 ilustra de forma numérica as fases relativas obtidas do controle.

Através da Tabela 3.3, os resultados de controle da fase relativa das componentes do distúrbio são relacionados ao *Roughness*. Observa-se, no entanto, que a variação da métrica obtida pela via de controle das fases relativas é inferior à obtida controlando as amplitudes (uma faixa de 0.37asper).

Ordem	$g_f = -1.0(-\pi)$		$g_f = -0.5(-\pi/2)$		$g_f = 0.0$		$g_f = 0.5(\pi/2)$		$g_f = 1.0(\pi)$	
	rad	asper	rad	asper	rad	asper	rad	asper	rad	asper
1.0	1.66		-3.04		-1.46		0.1		1.66	
2.0	0.15	0.43	1.71	0.34	-2.98	0.67	-1.41	0.71	0.15	0.43
3.0	-1.41		0.1		1.59		-3.06		-1.41	

Tabela 3.3: Resultados de controle (modo de fase relativa) e correlação à percepção do *Roughness*

Por meio do algoritmo de controle proposto, novas possibilidades de se obter qualidade sonora em um evento auditivo são vislumbradas. Propriedades como a equalização *independente* das amplitudes e fases relativas das componentes de um distúrbio harmônico, boa velocidade de convergência e estabilidade do algoritmo também foram evidenciadas das simulações com-

Figura 3.17: Controle das fases relativas do distúrbio do motor: 5750RPM

putacionais do algoritmo. Uma descrição detalhada destes resultados pode ser encontrada em Mosquera-Sánchez e Oliveira (2012). Na Seção que segue, resultados experimentais de diversos casos de controle, usando a ferramenta proposta, serão apresentados.

3.4 Controle de Qualidade Sonora: Resultados Experimentais

Esta seção se devota à apresentação dos resultados experimentais do controle ativo de um distúrbio sintetizado de um motor de combustão interna no interior de um modelo de cavidade de um veículo. No Capítulo anterior, objetivos de qualidade sonora sobre o distúrbio foram projetados, quando do seu passo por regimes de giro detectados como *críticos* para as percepções auditivas em análise: *Loudness*, *Roughness* e *Tonality*. O caminho secundário de transferência de energia do sinal de controle é apresentado nesta Seção, sendo que o caminho de transferência do distúrbio primário já foi analisado no Capítulo anterior. Características da ferramenta de controle proposta como a equalização independente em amplitude e fase relativa das componentes de banda estreita de interesse, velocidade de convergência e estabilidade do sistema são demonstradas através de diversos “cenários” de controle. Uma correlação do resultado de controle à percepção psico-acústica em análise é estabelecida, visando a demonstração da capacidade do controlador proposto em alcançar os objetivos de qualidade sonora projetados.

3.4.1 Materiais e Métodos

Materiais

O arranjo experimental é composto pelos mesmos elementos descritos na Seção 2.4.1, com a inclusão de mais um microfone *Bruel & Kjaer - 1/4" Type 4961* na posição de um passageiro, que visa o estudo do comportamento das estratégias de controle em outras posições na cavidade,

e a inclusão do atuador estrutural de controle, que é um excitador eletrodinâmico *The Modal Shop - K2007E01*. A Fig. 2.10 é reproduzida novamente na Fig. 3.18, indicando a posição do novo sensor de pressão sonora e a posição do atuador de controle.

Figura 3.18: Arranjo experimental: controle do distúrbio harmônico

Em função dos “cenários de controle”, os modelos de excitação da cavidade são os seguintes:

- Distúrbio harmônico composto por três sinais senoidais com frequências: 256Hz, 512Hz e 768Hz.
- Distúrbio sintetizado do motor nos seguintes regimes de giro estacionários: 5300RPM (avaliação do *Loudness*), 5800RPM (avaliação do *Roughness*) e 4575RPM (avaliação do *Tonality*)

Métodos

O método de identificação do caminho secundário é igual ao apresentado na Seção 2.4.1, onde ao invés de se usar o excitador eletrodinâmico *MB Dynamics - MODAL 50*, usa-se o excitador eletrodinâmico *The Modal Shop - K2007E01* uma vez que é o atuador de controle no sistema.

O método de implantação, obtenção e análise dos resultados de controle é detalhado como se segue:

1. É absolutamente indispensável verificar a instalação adequada dos elementos do arranjo experimental. Fontes potenciais de não-linearidades na operação do sistema são: instalação defeituosa do atuador de controle (excitador eletrodinâmico) ou da fonte primária, ganhos elevados dos amplificadores do sistema, má escolha dos parâmetros dos circuitos condicionadores de sinal (ganhos, frequências de corte dos filtros) e cabos com defeito. Assume-se que as respostas dinâmicas do sensor/atuador abrangem a banda de frequência de interesse.
2. Uma vez que as variações de temperatura afetam significativamente a velocidade de propagação do distúrbio acústico (CAMINO; ARRUDA, 2009; OLIVEIRA *et al.*, 2012b), e a possível existência de outras mudanças operacionais fazem com que seja recomendável realizar uma estimação do caminho secundário antes de se iniciar a operação do sistema. Cabe esclarecer que não há necessidade de estimar o caminho primário, já que esta função deve ser realizada pelo algoritmo adaptativo quando de sua operação de controle.
3. A inclusão da técnica de normalização *NEX* permite realizar uma escolha inicial “rápida” dos parâmetros μ_k : valores de 1×10^{-03} se usado o limite $\left(N(\omega) = \frac{0.1}{|\hat{S}(\omega)|}\right)$, ou de 1×10^{-02} se $\left(N(\omega) = \frac{0.01}{|\hat{S}(\omega)|}\right)$. No entanto, a existência de diferenças do caminho secundário estimado e do caminho real obrigam a efetuar ajustes “finos” nos parâmetros mencionados, de forma a obter boa velocidade de convergência e estabilidade do sistema.
4. O algoritmo pode ser configurado com parâmetros $\rho_k = 0$. Em situações de controle de distúrbio harmônico estacionário a configuração mencionada será suficiente para uma boa operação do sistema. Para outras situações, podem-se realizar ajustes finos do parâmetro de modo a melhorar a velocidade de convergência, sem produzir instabilidades. Da experiência adquirida, valores para $\rho_k > 0.5$ não são recomendáveis em situações estacionárias. Na Fig. 3.19 é apresentada uma comparação do uso do parâmetro ρ quando da redução total de um distúrbio harmônico de três componentes senoidais puros: 256Hz, 512Hz e 768Hz. A linha azul representa a operação do controle quando $\rho = 0$, a linha vermelha quando $\rho = 0.1$. As linhas são traçadas tomando os valores máximos positivos e o valor que corresponde ao 10% do máximo positivo, nas formas de onda.
5. Procede-se à operação do algoritmo de controle. Para efeitos de comparação do distúrbio *sem* controle e *com* controle, o sistema deverá ser operado durante um período de tempo tal que a convergência seja atingida. Recomenda-se a aquisição dos dados durante um tempo tal que seja permitida a observação do comportamento do sistema logo após a convergência, com o intuito de se elaborar juízos a respeito da estabilidade do sistema, e da influência da ação de controle sobre as percepções psico-acústicas de interesse (ver Capítulo 4).
6. Uma vez que diversas influências do meio podem afetar os resultados de controle, mesmo

Figura 3.19: Uso do fator ρ na operação do controlador proposto

que a situação seja estacionária, é recomendável repetir a operação de controle uma quantidade de vezes tal que permita a eliminação das referidas influências. Para tanto, usam-se médias temporais e/ou espectrais das operações de controle medidas.

7. Os dados obtidos do sistema podem ser analisados em termos das reduções alcançadas nas componentes harmônicas, do valor final da redução alcançada e a percepção psico-acústica final, ou da evolução temporal completa do erro do sistema. Algoritmos de análise psico-acústica no domínio da frequência e no domínio do tempo serão necessários para a avaliação da qualidade sonora do distúrbio controlado.

3.4.2 Resultados Experimentais

Resultados experimentais do controle ativo do ruído do motor no interior de um modelo de cavidade de veículo são apresentados nesta Seção. Das diversas identificações do caminho secundário realizadas, apresentar-se-á uma delas para ilustrar as características desse caminho de transferência. A Fig. 3.20 mostra a resposta em amplitude e fase do caminho secundário determinado pelo microfone na posição do motorista, condicionador de sinal, conversor análogo/digital, algoritmo de controle, conversor digital/análogo, condicionador de sinal, amplificador do excitador eletrodinâmico, excitador eletrodinâmico e a resposta do sistema vibro-acústico medida no referido sensor e excitada na posição do atuador.

O caminho secundário apresentado mostra potenciais amplificações para os sinais com frequências: 100Hz, 225Hz, 267Hz e 698Hz, enquanto que reduções significativas serão aplicadas em sinais com frequências: 315Hz, 398Hz, 470Hz e 705Hz. Em relação aos atrasos deste sistema, na faixa entre 10Hz e 225Hz a fase é relativamente “bem comportada”, entre 225Hz

Figura 3.20: Caminho Secundário $S(z)$: amplitude, fase e resposta ao impulso estimada

e 450Hz a inclinação da curva de fase se torna mais abrupta, e de 450Hz em diante o atraso imposto pelo sistema é aproximadamente constante. Um filtro *FIR* de 2048 coeficientes foi usado para se representar a dinâmica deste caminho, o que foi calculado usando o arranjo de identificação de caminhos apresentado na Seção 2.4.1. Todos os caminhos identificados e os experimentos a serem apresentados foram realizados com uma taxa de amostragem do sistema de 2048Hz, o que significa que o filtro *FIR* que representa a $\hat{S}(z)$ possui uma duração de 1s.

Seguindo a metodologia detalhada na Seção 3.4.1, o passo a seguir é a normalização do caminho secundário. Usando a relação $\left(N(\omega) = \frac{0.1}{|\hat{S}(\omega)|}\right)$, o resultado de se normalizar o caminho esboçado na Fig. 3.20 é apresentado na Fig. 3.21. A normalização mostra ganhos elevados nas frequências para as quais o caminho secundário exerce redução, como era esperado. A implantação do bloco de normalização é feita na forma de uma “tabela de busca” (do bloco no *Simulink* chamado de *Lookup Table*), que usa como índice de busca a frequência do sinal de referência, e sua saída é um ganho que neutraliza a ação *em amplitude* do caminho secundário sobre o sinal de referência. Para frequências que não tenham sido definidas inicialmente, o bloco no *Simulink Lookup Table* realiza uma interpolação linear dos valores próximos da normalização.

Em relação aos experimentos a serem apresentados a seguir, dois “cenários” de controle foram testados: controle de um distúrbio harmônico “simplificado” e controle do distúrbio do

Figura 3.21: Valores de normalização N obtidos por meio da estratégia *NEX-LMS*

motor em regimes estacionários específicos, obtidos das análises psico-acústicas apresentadas no Capítulo 2. Para o primeiro cenário de controle, uma transformada rápida de Fourier de 8 pontos é implementada no algoritmo, enquanto que para o controle do distúrbio do motor, foi necessária uma transformada rápida de Fourier de 64 pontos. A fonte de distúrbio no sistema vibro-acústico é o excitador eletrodinâmico *MB Dynamics*, enquanto que o atuador de controle estrutural é o excitador eletrodinâmico *The Modal Shop*. Cada situação de controle, para um determinado modo de controlador, foi medida cinco vezes e promediada espectralmente.

A Tabela 3.4 sumariza os parâmetros (μ_k, ρ_k) escolhidos em cada situação de controle.

Tabela 3.4: Parâmetros do algoritmo de controle

Experimento	Ordem Motor	Freq. [Hz]	F_k bin	μ_k	ρ_k
Senoidais	-	256	1	$5.0e^{-03}$	0.1
	-	512	2	$5.0e^{-03}$	0.1
	-	768	3	$2.5e^{-03}$	0.1
5300RPM	4.0	353.34	11	$5.0e^{-03}$	0.1
5800RPM	3.0	290	9	$3.5e^{-03}$	0.1
	3.5	338.34	10	$5.0e^{-03}$	0.1
	4.0	386.67	12	$3.5e^{-03}$	0.1
4575RPM	2.0	152.5	8	$5.0e^{-03}$	0.1
	5.5	419.38	13	$5.0e^{-03}$	0.1
	6.5	495.63	15	$5.0e^{-03}$	0.1

Sinais senoidais puros

O primeiro “cenário” experimental de controle consiste do uso de um distúrbio harmônico “simplificado”: três sinais senoidais puros com frequências 256Hz, 512Hz e 768Hz são sintetizados no *Simulink* e gerados usando o sistema *dSPACE*. Cabe informar que os três sinais senoidais possuem amplitude unitária e fase relativa zero.

Modos de amplitude

A Fig. 3.22 apresenta os resultados do controlador quando do uso dos modos de amplitude. Nove modos de amplitude são testados: $g_a = [0.0, 0.25, 0.50, 0.75, 1.0, 1.25, 1.50, 1.75, 2.0]$. Na referida figura é possível observar a capacidade de *equalização* das componentes de um distúrbio harmônico, além da capacidade de redução global. O comportamento da componente em 256Hz é o esperado, da aplicação dos modos de amplitude mencionados. Já a componente em 512Hz apresenta variações leves nos modos de amplitude $g_a = [0.75, 1.25]$ em comparação com o comportamento da componente em 256Hz, e a componente em 768Hz apresenta um comportamento “abrupto” quando do passo dos modo $g_a = 1.75$ para $g_a = 2.0$.

Figura 3.22: Controle das amplitudes do distúrbio (posição motorista)

Na Fig. 3.22 observam-se componentes espectrais não desejados em 225Hz e 780Hz. A

primeira componente referida coincide com uma ressonância do caminho secundário, enquanto que a segunda componente espúria não guarda relação com nenhuma variável do cenário de controle. É provável que as diferenças existentes entre o caminho secundário estimado e o real sejam a causa das componentes espúrias, situação reportada na literatura como *out-of-band overshoot* (KONG; KUO, 1999; GONZALEZ *et al.*, 2006), já descrita na base teórica deste capítulo.

Cabe informar que os resultados de controle apresentados neste Capítulo são medidos antes de terminar 10s de operação contínua do sistema, no entanto, o processo de convergência do sistema demora entre 1s e 1.5s, fato que foi evidenciado na Fig. 3.19, e que será amplamente demonstrado quando da análise psico-acústica no domínio do tempo da série de dados completa, no Capítulo 4.

A Tabela 3.5 ilustra numericamente os resultados de controle apresentados na Fig. 3.22. Reduções de 48.22dB , 33.52dB e 27.44dB são atingidas nas componentes em 256Hz, 512Hz e 768Hz, respetivamente.

Tabela 3.5: Resultados numéricos do controle das amplitudes das componentes senoidais

Frequência	$g_a = 2.0$	$g_a = 1.75$	$g_a = 1.5$	$g_a = 1.25$	$g_a = 1.0$	$g_a = 0.75$	$g_a = 0.5$	$g_a = 0.25$	$g_a = 0.0$
256	68.54	66.89	65.06	63.31	61.84	59.71	55.86	49.26	13.62
512	45.08	44.42	43.11	40.93	40.50	37.47	35.77	26.55	6.98
768	36.30	31.43	30.66	29.55	26.43	23.41	19.70	15.06	-1.01

A propriedade de alterar um dos parâmetros das componentes de banda estreita sem modificar o outro é altamente desejável, já que percepções psico-acústicas como o *Roughness* podem ser controladas pela via das amplitudes e/ou das fases relativas. Assim, torna-se importante verificar se a ferramenta de controle modifica os parâmetros de forma independente. A Fig. 3.23 mostra a influência dos modos de amplitude na fase relativa das componentes do distúrbio harmônico em análise. Observa-se que, enquanto a fase relativa da componente em 256Hz permanece aproximadamente inalterada, as fases relativas das componentes de frequência superior resultam afetadas. A componente em 512Hz mostra uma alteração drástica de sua fase relativa quando da aplicação do modo de amplificação $g_a = 1.75$, enquanto que a componente em 768Hz apresenta alterações significativas quando da aplicação dos modos $g_a = [0.75, 1.25]$.

A influência da ação de controle na posição do passageiro é apresentada, embora não seja o objetivo de controle. Na Fig. 3.24 observa-se que a aplicação dos modos de amplitude na posição do motorista não resultou em alteração significativa do distúrbio na posição do passageiro. Se desejada a redução na referida posição, um sistema *MIMO* deverá ser implantado usando a medição do campo acústico na vizinhança do passageiro.

Destaca-se na Fig. 3.24, a presença da componente espúria em 225Hz e não em 780Hz, o que indica que a última componente referida pode ser devida à ação do controlador (da situação chamada de *out-of-band overshoot*). Em relação à aparição da componente em 225Hz, não há uma explicação satisfatória para ela, já que o distúrbio de entrada não possui uma componente

Figura 3.23: Comportamento das fases relativas enquanto controladas as amplitudes das componentes do distúrbio (posição motorista)

(a) 3D

(b) Plano YZ

Figura 3.24: Influência do controle em amplitude do distúrbio percebido pelo motorista na posição do passageiro (amplitudes)

tal que essa ressonância do caminho secundário resultasse excitada. Aliás, os experimentos foram repetidos em diversos horários com o intuito de se eliminar influências do ruído de fundo, que puderem excitar a citada ressonância.

Modos de fase relativa

A Fig. 3.25 apresenta os resultados do controlador quando do uso dos modos de fase relativa. Nove modos de fase relativa são testados: $g_f = [-1, -0.75, -0.5, -0.25, 0, 0.25, 0.5, 0.75, 1]$. Na referida figura se observa que as componentes em 256Hz e 512Hz (linhas preta e vermelha, respetivamente) respondem adequadamente às variações requeridas pelos modos de fase relativa $g_f = [-0.50, -0.25]$. Já a componente em 256Hz não respondeu adequadamente nos modos $g_f = 0.0 - 1.0$, enquanto que a componente em 512Hz respondeu ao modo de fase relativa $g_f = 0.25$. A componente em 768Hz apenas respondeu corretamente ao modo $g_f = 0.25$.

A perda de controle de fase é devida principalmente às características da propagação do campo acústico no interior da cavidade. Da teoria proposta para o controle da fase relativa, é

Figura 3.25: Controle das fases relativas do distúrbio (posição motorista)

requerido um período de tempo LT_s tal que uma medição de fase relativa possa ser garantido. A partir da fase relativa obtida, um novo valor de fase relativa é fornecido para a componente de interesse. Esta teoria assume que, para uma frequência fixa da componente de banda estreita, o valor de sua fase relativa será igual para qualquer período de tempo LT_s . A falha da teoria proposta recai no fato de se considerar apenas uma onda que viaja em um eixo coordenado, e de desconsiderar as contribuições das reflexões das paredes da cavidade, nas outras direções. Assumindo que o contorno da cavidade, que pode ser de geometria simples (por exemplo, um cubo), fosse completamente rígido, e se ela fosse excitada com um sinal de frequência equivalente a um autovalor da cavidade, ter-se-ão regiões no espaço em que a *soma coerente* de fase será obtida (KINSLER *et al.*, 2000), uma vez que um campo de pressão *estacionário no sentido amplo* é estabelecido na cavidade. A situação adversa, conhecida como *soma não-coerente* de fase em um ponto do espaço, será propiciada pelas condições contrárias.

Para a atualização dos pesos do controlador, usou-se o valor *instantâneo* da fase relativa das componentes de interesse, obtido da análise espectral de Fourier realizada no algoritmo de controle. A influência da situação de *soma não-coerente* faz com que a função de fase relativa, para uma frequência fixa do distúrbio e uma posição fixa do sensor no interior da cavidade, não permaneça constante. Consequentemente, a atribuição de um novo valor de fase relativa para alguma componente de interesse, com base nas medições *ruidosas* da fase relativa, não fornece os resultados esperados em relação ao controle do parâmetro.

Dos resultados descritos, deduz-se que apenas os modos de fase relativa $g_f = -0.5 - 0.25$ e $g_f = 0.25$ fornecem resultados aceitáveis em relação ao controle de fase. Consequentemente, quando da análise da série de dados obtida do controle em fase do ruído do motor (Capítulo 4), apenas os referidos modos de fase serão levados em consideração. A Tabela 3.6 relaciona numericamente os resultados apresentados na Fig. 3.25, onde os referenciados modos de fase relativa devem ser levados em consideração.

Tabela 3.6: Resultados numéricos do controle das fases relativas das componentes senoidais

Frequência	$g_f = -1.0$	$g_f = -0.75$	$g_f = -0.5$	$g_f = -0.25$	$g_f = 0.0$	$g_f = 0.25$	$g_f = 0.5$	$g_f = 0.75$	$g_f = 1.0$
256	0.92	-0.055	-0.90	-0.24	0.43	-0.22	-0.53	1.17	-0.31
512	0.45	0.10	-1.52	-0.66	-0.068	0.82	0.75	-0.22	0.39
768	-1.29	0.19	0.43	0.27	0.11	1.62	-0.83	-0.32	0.06

A influência da ação de controle em fase relativa sobre as amplitudes das componentes do distúrbio é apresentada na Fig. 3.26 onde, mesmo que as ações de controle sobre a fase relativa não tenham fornecido os resultados esperados, pode-se observar que esta influência é reduzida. A componente em 256Hz permanece praticamente inalterada (variações de 1dB), enquanto que as variações das amplitudes das componentes em 512Hz e 768Hz são significativas: variações de 9dB e 10dB são observadas, respetivamente.

(a) Plano XZ

(b) Plano YZ

Figura 3.26: Comportamento das amplitudes enquanto controladas as fases relativas das componentes do distúrbio (posição motorista)

Controle do *Loudness*

No segundo cenário de controle, isto é, usando o distúrbio sintetizado do motor de combustão interna em regimes de giro estacionários como entrada ao sistema vibro-acústico, percepções psico-acústicas como o *Loudness*, *Roughness* e *Tonality* são controladas, usando a informação apresentada no Capítulo 2.

No Capítulo 2 foi determinado que o motor analisado, quando em regime de giro de 5300RPM, gera uma percepção elevada do *Loudness*, que é devida à amplitude da ordem 4.0. Na Fig. 3.27 é apresentada a configuração espectral das ordens do referido regime de giro do motor, com o intuito de se relacionar esta figura com os resultados de controle, apresentados na Fig. 3.28.

Os resultados do controle do *Loudness* apresentados na Fig. 3.28 mostram duas propriedades da ferramenta de controle proposta, altamente desejáveis em sistemas de qualidade sonora: a capacidade de *equalizar* de forma *independente* as componentes de um distúrbio harmônico, *sem alterar* as componentes vizinhas. Uma redução de 57.91dB foi alcançada para a componente desejada, o que traduzirá na alteração sensível da percepção do *Loudness* (de 4.55sone em $g_a = 2.0$ para 1.56sone em $g_a = 0.0$), como ver-se-á na Tabela 3.7.

Figura 3.27: Configuração espectral: 5300RPM (*Loudness*)

Tabela 3.7: Resultados numéricos do controle do *Loudness*

Ordem	$g_a = 2.0$		$g_a = 1.75$		$g_a = 1.5$		$g_a = 1.25$		$g_a = 1.0$		$g_a = 0.75$		$g_a = 0.5$		$g_a = 0.25$		$g_a = 0.0$	
	dB	sone	dB	sone	dB	sone	dB	sone	dB	sone	dB	sone	dB	sone	dB	sone	dB	sone
4.0	64.41	4.55	63.46	4.25	62.26	3.90	60.65	3.49	58.76	3.08	56.24	2.63	52.64	2.21	46.48	1.81	0.85	1.56

Uma das características do algoritmo de controle proposto é a modificação independente dos parâmetros das componentes em banda estreita do distúrbio. Esta propriedade se evidencia através deste caso de controle, como apresentado na Fig. 3.29, em que a fase relativa da componente, quando do controle de sua amplitude, permanece aproximadamente constante. A exceção dar-se-á quando do modo de amplitude $g_a = 0$, situação que não representa funcionamento errado do algoritmo, uma vez que para uma amplitude igual a zero, ou que tende à zero, o valor da fase relativa da componente deixa de ser de interesse.

Controle do *Roughness*

A seguir são apresentados os resultados de controle multi-harmônico do distúrbio do motor de combustão interna, quando do seu regime de giro em 5800RPM. No Capítulo 2 foi amplamente discutido que esta percepção psico-acústica pode ser alterada em termos das amplitudes e/ou fases relativas das componentes de um distúrbio harmônico. A interação de três componentes é a responsável pela geração da referida percepção. Portanto, o sistema de controle proposto, que possui a capacidade de controlar amplitude e/ou fase relativa das componentes de um distúrbio de forma independente, será implantado na situação referida.

De modo a lembrar a configuração espectral do distúrbio em questão, a Fig. 3.30 mostra as amplitudes e fases relativas das ordens/meias-ordens do distúrbio do motor em 5800RPM. Das análises psico-acústicas apresentadas no Capítulo anterior, foi determinado que as ordens 3.0,

Figura 3.28: Controle do *Loudness* (5300RPM)

3.5 e 4.0 são as causantes da percepção do *Roughness*.

O resultado do controle multi-harmônico do distúrbio, quando do uso dos modos de amplitude é apresentado na Fig. 3.31. Mais uma vez, a capacidade de controlar as componentes de banda estreita de forma independente, sem alterar as ordens/meias-ordens vizinhas, é confirmada. Reduções de 30.62dB na ordem 3.0, de 14dB na ordem 3.5 e de 26.55dB na ordem 4.0 foram alcançadas. Observa-se que as componentes de interesse respondem adequadamente à aplicação dos modos de amplitude $g_a = [0.0, 0.25, 0.5, 0.75]$. Por outro lado, as ordens 3.5 (linha vermelha) e 4.0 (linha azul) não responderam como esperado da aplicação dos modos de amplificação: a ordem 3.5 apresentou um valor inesperado para $g_a = 1.25$, enquanto que a ordem 4.0 não respondeu aos modos $g_a = [1.5, 1.75, 2.0]$, por razões desconhecidas.

A Tabela 3.8 relaciona os resultados de controle com a percepção do *Roughness* que é obtida da ação de controle em amplitude das componentes encontradas como as responsáveis. Observa-se que uma faixa de percepções de *Roughness* de 0.015asper a 0.067asper foi obtida do controle em amplitude.

Figura 3.29: Comportamento da fase relativa da componente geradora do *Loudness* enquanto controlada sua amplitude

Tabela 3.8: Resultados numéricos do controle do *Roughness* em amplitude

Ordem	$g_a = 2.0$		$g_a = 1.75$		$g_a = 1.5$		$g_a = 1.25$		$g_a = 1.0$		$g_a = 0.75$		$g_a = 0.5$		$g_a = 0.25$		$g_a = 0.0$	
	dB	asper	dB	asper	dB	asper	dB	asper	dB	asper	dB	asper	dB	asper	dB	asper	dB	asper
3.0	42.33		41.28		40.13		38.64		37.06		35.11		31.49		25.54		6.44	
3.5	47.46	0.067	46.49	0.064	44.87	0.061	47.82	0.062	41.62	0.051	43.02	0.042	40.89	0.031	36.47	0.021	27.62	0.015
4.0	31.92		31.67		32.05		34.69		31.29		28.81		25.72		19.83		4.74	

O resultado de se controlar o *Roughness* em termos das fases relativas das componentes de banda estreita do distúrbio é apresentado na Fig. 3.32. Observa-se que a ordem 4.0 não apresentou resultados satisfatórios para nenhum dos modos de fase relativa, enquanto que as outras duas ordens (3.0 e 3.5) mostraram resultados aceitáveis da aplicação dos modos de fase relativa $g_f = [-0.5, -0.25, 0.25, 0.5]$. A ordem 3.0 apresenta o melhor comportamento entre $g_f = [-0.5 : 0.25]$ e a ordem 3.5 apresenta um comportamento “inverso”, porém aceitável, para $g_f = [-0.25 : 0.5]$. Diz-se que o comportamento da ordem 3.5 foi “inverso”, em que esperava-se um comportamento dela tal que quando aplicados os modos negativos de fase relativa, a fase da componente for atrasada, e quando aplicados os modos positivos, a fase for adiantada. O resultado observado é inverso ao esperado, como apresentado na figura referida.

A Tabela 3.9 apresenta a correlação dos resultados de controle das fases relativas das componentes à percepção do *Roughness*. Devido aos efeitos de soma não-coerente de fase sobre a perda do controle de fase relativa, apresentados na sub-seção anterior, não foi garantida a obtenção dos objetivos de qualidade sonora em relação à percepção do *Roughness* quando do controle das fases relativas. Consequentemente, a variação do *Roughness* obtida usando a estratégia apresentada é reduzida, permitindo atingir percepções de 0.075asper a 0.12asper.

Figura 3.30: Configuração espectral: 5800RPM (*Roughness*)

Tabela 3.9: Resultados numéricos do controle do *Roughness* em fase

Ordem	$g_f = -1.0$		$g_f = -0.75$		$g_f = -0.5$		$g_f = -0.25$		$g_f = 0.0$		$g_f = 0.25$		$g_f = 0.5$		$g_f = 0.75$		$g_f = 1.0$	
	dB	asper	dB	asper	dB	asper	dB	asper	dB	asper	dB	asper	dB	asper	dB	asper	dB	asper
3.0	-0.38		-0.09		-0.64		-0.30		0.077		0.63		0.62		0.60		0.16	
3.5	0.41	0.12	0.31	0.096	-0.012	0.14	0.66	0.081	0.38	0.105	0.19	0.12	-0.16	0.11	0.55	0.12	1.66	0.075
4.0	0.47		-0.39		0.36		-0.0086		-0.089		0.22		0.22		1.07		0.86	

Controle do *Tonality*

A última percepção psico-acústica avaliada é o *Tonality*, do qual foi determinado que, do seu passo por 4575RPM, a referida percepção aumenta notoriamente. A configuração espectral do distúrbio no regime de giro citado é apresentada na Fig. 3.33. A análise psico-acústica revelou que as ordens 2.0, 5.5 e 6.5 são percebidas como componentes preponderantemente tonais.

Uma vez que o *Tonality* está ligado às interações em amplitude das componentes de um distúrbio harmônico, a ação de controle projetada sobre o distúrbio do motor leva em consideração somente as amplitudes das componentes detectadas como tonais. O resultado do controle é apresentado na Fig. 3.34, resultados que permitem confirmar a propriedade do algoritmo de controle proposto de alterar unicamente as componentes desejadas, usando um único filtro *FIR* de baixa ordem, neste caso, de ordem 64 (a *FFT* interna do sistema possui 64 pontos).

Os resultados mostram que as ordens 2.0 (linha preta) e 5.5 (linha vermelha) são controladas adequadamente em todos os modos de controlador. Em relação com as reduções obtidas para cada ordem controlada, para a ordem 2.0 obteve-se uma redução de 32.91dB, para a ordem 3.0 uma redução de 24.12dB e para a ordem 6.5 uma redução de 8.37dB. A ordem 6.5 apresentou um comportamento não esperado de redução quando $g_a = [1.25, 1.5]$, e para $g_a = [1.75, 2.0]$ a componente já respondeu corretamente. Não há uma explicação para o resultado observado.

Figura 3.31: Controle do *Roughness* em amplitude (5800RPM)**Tabela 3.10:** Resultados numéricos do controle do *Tonality*

Ordem	$g_a = 2.0$		$g_a = 1.75$		$g_a = 1.5$		$g_a = 1.25$		$g_a = 1.0$		$g_a = 0.75$		$g_a = 0.5$		$g_a = 0.25$		$g_a = 0.0$	
	dB	WS	dB	WS	dB	WS	dB	WS	dB	WS	dB	WS	dB	WS	dB	WS	dB	WS
2.0	48.11		47.19		46.10		44.85		43.22		41.19		37.76		31.91		10.31	
5.5	37.03	0.96	35.63	0.95	34.31	0.94	32.38	0.93	30.79	0.92	27.39	0.69	25.46	0.68	19.27	0.65	6.67	0.74
6.5	26.38		16.76		8.92		14.91		17.03		17.24		15.78		13.07		8.66	

Na Tabela 3.10 são relacionados os resultados do controlador à percepção final do *Tonality*. Observa-se que a referida percepção pode ser explorada de forma significativa através da ferramenta de controle proposta, já que uma faixa de valores tonais entre 0.74WS e 0.96WS pode ser obtida do controle das amplitudes das componentes detectadas como *tonais*.

3.4.3 Análise e Discussão dos Resultados

Os resultados experimentais dos cenários de controle permitem confirmar as características do algoritmo de controle proposto, como:

1. Equalização independente de diversas componentes harmônicas do distúrbio
2. Reduzida complexidade computacional, uma vez que para se controlar $\frac{L}{2} - 1$ componentes de um distúrbio, um filtro adaptativo *FIR* de ordem L , com $L = N$ a quantidade de pontos

(a) 3D

(b) Plano YZ

Figura 3.32: Controle do *Roughness* em fase relativa (5800RPM)

da transformada de Fourier é requerido.

3. Estabilidade do sistema.
4. Velocidade de convergência adequada (esta característica será ampliada quando da apresentação do Capítulo 4).

Através do algoritmo de controle proposto, é possível alcançar diversos objetivos de qualidade sonora em termos da modificação das amplitudes e fases relativas das componentes de um distúrbio harmônico. Das medições feitas na posição do passageiro, onde foi observado que as ações de amplitude feitas na posição do motorista não alteraram a estrutura tempo-frequência do distúrbio, deduz-se que para se obter controle global do distúrbio na cavidade, um sistema *MIMO* deverá ser implementado.

Figura 3.33: Configuração espectral: 4575RPM (*Tonality*)

Por outro lado, comportamentos não esperados foram apreciados na operação do algoritmo, que limitam a exploração de possibilidades da qualidade sonora final do distúrbio. Em relação ao controle em amplitude, as seguintes observações são formuladas:

- O comportamento das componentes controladas em relação à sua redução (modos de amplitude $g_a = [0, 0.25, 0.5, 0.75]$) é o esperado para todos os casos de controle reportados.
- O comportamento das componentes em relação à sua amplificação (modos de amplitude $g_a = [1.25, 1.5, 1.75, 2.0]$) é o esperado para componentes harmônicas de *baixa frequência*. Já as componentes próximas dos 500Hz e superiores apresentam comportamentos não esperados, ou simplesmente não respondem às ações de controle requeridas.
- A ação de controle em amplitude não afeta significativamente a fase relativa de uma componente de banda estreita.

Os resultados do controle em fase relativa do distúrbio permitem elaborar as seguintes observações:

- Não foi possível ajustar as fases relativas do distúrbio na faixa determinada na fase de projeto, isto é, de $-\pi$ a π , uma vez que a aplicação da ação de controle sobre o distúrbio mostrou resultados adequados apenas para os modos $g_f = [-0.5, -0.25, 0.25, 0.5]$, ou seja, na faixa entre $-\pi/2$ e $\pi/2$.
- A ação de controle em fase relativa não afeta significativamente a amplitude de uma componente de banda estreita de *baixa frequência*.

Figura 3.34: Controle do *Tonicity* (4575RPM)

Além das referidas causas da soma não-coerente de fase na posição do motorista para as componentes de banda estreita de interesse, outra causa de perda do controle das fases relativas é devida às diferenças em fase entre o caminho secundário estimado e o real, uma vez que estas diferenças causam uma estimativa *imprecisa* dos parâmetros do distúrbio de entrada.

Do conjunto de resultados apresentados, conclui-se que a ferramenta de controle proposta, mesmo com certas limitações, permite obter diversas alterações na estrutura tempo-frequência do distúrbio, o que traduz em modificações da percepção auditiva. Neste Capítulo uma correlação direta dos resultados à percepção avaliada é estabelecida, no entanto, a qualidade sonora de um evento auditivo não depende unicamente da avaliação de um parâmetro psico-acústico isolado. As percepções psico-acústicas relevantes na descrição do ruído do motor de combustão interna deverão ser avaliadas de forma integral sobre o distúrbio e, para tanto, o Capítulo 4 tratará o estudo da série de dados completa do distúrbio, isto é, antes, durante e depois de aplicadas as diversas ações de controle reportadas neste Capítulo. Consequentemente, características como velocidade de convergência e estabilidade do algoritmo de controle proposto serão evidenciadas no Capítulo seguinte.

Considerações Finais

O distúrbio harmônico sintetizado de um motor de combustão interna no interior de uma cavidade tem sido estudado, em termos das qualidades sonoras dos regimes de giro estacionários que influem significativamente na percepção dos fenômenos psico-acústicos analisados. Um novo controlador ativo de qualidade sonora é apresentado, que possui capacidades como a equalização independente em amplitude e/ou fase relativa das componentes harmônicas de um distúrbio, velocidade de convergência adequada para o tratamento de distúrbios estacionários e estabilidade da operação. Por meio do sistema de controle proposto, as situações estacionárias detectadas no Capítulo 2 como de relevância na percepção psico-acústica do ruído do motor têm sido amplamente exploradas em termos do controle em amplitude e/ou fase relativa de suas componentes harmônicas, oferecendo não só a redução do distúrbio, mas também um leque de opções para alterar a estrutura tempo-frequência do distúrbio, de modo a atingir diversos objetivos de qualidade sonora propostos.

Capítulo 4

Análise da Qualidade Sonora de Distúrbios Harmônicos

Este capítulo trata da descrição e análise das ações de controle realizadas sobre o ruído do motor de combustão interna no interior de uma cavidade. As três métricas da psico-acústica, relevantes na descrição da qualidade sonora do distúrbio, são avaliadas de forma integral sobre sua evolução temporal, quando da aplicação das ações de controle apresentadas no Capítulo anterior. Características da ferramenta de controle proposta como a velocidade de convergência e estabilidade do sistema são evidenciadas nas análises das métricas da psico-acústica, no domínio do tempo. Diversas relações entre as percepções avaliadas são obtidas do controle do distúrbio, que sugerem que a qualidade sonora em um evento auditivo não se limita à sua redução total.

O impacto das ações de controle sobre o ruído gerado por um motor de combustão interna no interior de uma cavidade é determinado em termos do grau de correlação entre os resultados de controle e a percepção auditiva final. No Capítulo 2 um distúrbio harmônico foi extensivamente analisado em termos da sua estrutura tempo-frequência, de modo a determinar as componentes responsáveis pela excitação de três sensações auditivas, que estão relacionadas com a percepção do volume (*Loudness*), da aspereza do som (*Roughness*) e de conteúdos tonais (*Tonality*).

Já no Capítulo 3, ações de controle foram propostas usando a informação referente às componentes responsáveis pelas citadas qualidades sonoras na percepção do distúrbio, bem como uma correlação do resultado do controle à métrica psico-acústica. Cabe lembrar que as ações de controle foram propostas visando a alteração de uma das métricas. Destaca-se também que, no referido Capítulo, os resultados de controle usados na avaliação da quantidade final de alguma das métricas foram assumidos como estacionários, isto é, que a ação de controle permanecerá constante durante a operação. Como já discutido, é possível fazer dita suposição, uma vez que para se implantar uma determinada ação de controle, um conjunto de parâmetros do controlador (μ, ρ) são escolhidos, de forma a obter uma operação estável.

O que ainda não se tratou a respeito das ações de controle reportadas, é de sua influência sobre as outras percepções envolvidas. No Capítulo 2 foram discutidas as relações entre as percepções psico-acústicas estudadas, em que os fenômenos envolvidos com o volume e com a percepção de características ásperas (*Roughness*) têm uma relação inversa, e que quanto

às características tonais não foi possível obter algum tipo de relação entre as percepções. Por exemplo, um objetivo de controle desejado, visando a alteração das qualidades relativas ao volume do distúrbio pode resultar *conflitante* com as características auditivas determinadas pelo *Roughness*.

Este capítulo apresenta então uma avaliação psico-acústica dos resultados de controle, integrando as três métricas relevantes na descrição do distúrbio do motor de combustão interna. A evolução temporal da ação de controle é avaliada usando os algoritmos de cálculo das referidas métricas, tanto no domínio da frequência quanto no domínio temporal.

4.1 Metodologia de Análise da Qualidade Sonora

Em se tratando de análises numéricas dos resultados de controle, os materiais usados nesta última fase da pesquisa (ferramentas computacionais) se encontram referenciados na Seção 2.4.1. Igualmente, a metodologia de análise psico-acústica do ruído do motor no domínio da frequência foi detalhada na citada Seção.

A metodologia de obtenção dos resultados experimentais de controle foi apresentada na Seção 3.4.1. Medições contínuas da operação de controle durante 10s são analisadas, visando a quantificação das métricas da psico-acústica antes, durante e depois de uma determinada ação de controle. Os diversos modos de operação do sistema são aplicados logo após 1.5s - 2s de propagação do distúrbio. O tempo restante é usado para mostrar o comportamento do distúrbio da aplicação do controle, ao passo que características do controlador como a velocidade de convergência e a estabilidade do sistema também pode ser conferida.

Já que análises psico-acústicas da evolução temporal da ação de controle sobre o distúrbio serão discutidos, uma metodologia de análise no domínio do tempo deve ser apresentada. Cabe salientar que os algoritmos das métricas psico-acústicas nos dois domínios foram apresentados na Seção 2.3. É de vital importância realizar uma calibração das metodologias de cálculo das métricas, em que certos parâmetros delas são assumidos em função do domínio dos sinais.

1. Uma vez que diversos ganhos (amplificadores, condicionadores de sinal, entre outros) têm sido aplicados na cadeia de aquisição de dados, as grandezas medidas deverão ser adequadamente escaladas de forma a representar os valores reais de pressão, em dB SPL. Para tanto, uma rotina de análise espectral usando uma transformada de Fourier pode ser aplicada sobre as primeiras N amostras, até obter os valores adequados. O valor de escala obtido multiplicará a série completa.
2. A série de dados temporal é dividida de forma a obter séries de dados de 200ms, de acordo com a sugestão formulada por Daniel e Weber (1997) para o cálculo do *Roughness* no domínio do tempo. Com o intuito de se obter consistência nas análises psico-acústicas, o sinal dividido em *buffers* será a entrada dos três algoritmos de qualidade sonora no domínio do tempo.
3. Calculam-se as métricas de acordo com os algoritmos apresentados na Seção 2.4.1.

No tocante à calibração dos algoritmos, a seguinte metodologia foi usada:

1. Das 201 velocidades do motor estudadas (de 1000RPM a 6000RPM), são escolhidas 101 delas em forma alternada.
2. Transforma-se a informação ordem vs. amplitude/fase relativa para o domínio do tempo.
3. Cinco segundos de operação contínua estacionária do distúrbio são gerados.
4. A série de dados que resulta da operação anterior é dividida em séries de dados de 200ms, como indicado no procedimento anterior, de modo a calcular as três métricas da psico-acústica analisadas: *Loudness*, *Roughness* e *Tonality*.
5. Interpolam-se os resultados usando *splines* cúbicos para completar as 201 velocidades do motor.
6. Comparam-se em forma direta os resultados das estratégias *Ordem vs. RPM* e *Tempo vs. RPM*.

4.2 Resultados e Discussão

Antes de se apresentar a análise psico-acústica dos resultados de controle, convém verificar se os algoritmos de qualidade sonora no domínio do tempo e da frequência se encontram calibrados. Para tanto, a metodologia de calibração dos algoritmos descrita na Seção 4.1 é usada. É importante lembrar que 201 velocidades de giro, de 1000RPM a 6000RPM com uma resolução de 25RPM já foram analisadas no Capítulo 2, e que 101 velocidades de giro, de 1000RPM a 6000RPM com uma resolução de 50RPM foram analisadas no domínio do tempo.

Calibração dos algoritmos de qualidade sonora

Os dois algoritmos de análise do *Loudness*, no domínio do tempo e na frequência, são comparados na Fig. 4.1. Observa-se que a correlação entre as duas metodologias é quase perfeita, apresentando pequenas diferenças em 4275RPM e 4675RPM que são devidas ao processo de interpolação adotado.

Na Fig. 4.2 é apresentada a comparação entre os algoritmos de cálculo do *Roughness*. Na Fig., podem-se destacar três faixas diferentes onde o valor da métrica é superestimado por um dos algoritmos: nas faixas compreendidas entre 1600RPM e 3500RPM, e entre 5000RPM e 6000RPM o algoritmo no domínio do tempo fornece valores maiores, enquanto que na faixa compreendida entre 3500RPM e 5000RPM o algoritmo no domínio da frequência parece ser quem superestima os valores. Nota-se que o valor máximo fornecido pelos algoritmos coincide em 5800RPM, porém com uma diferença de 0.004asper, auditivamente desprezível.

Já em relação ao *Tonality*, diferenças notórias são encontradas entre as duas abordagens de se calcular a métrica. Os valores máximos não coincidem em quantidade nem em índice (regime de giro do motor). Observa-se uma correlação aceitável na faixa entre 1000RPM e

4600RPM, porém com espaços em que o algoritmo no domínio do tempo não consegue extrair componentes tonais, por exemplo, entre 2800RPM e 3200RPM.

Figura 4.1: Comparação algoritmos *Loudness* - Frequência e Tempo

Figura 4.2: Comparação algoritmos *Roughness* - Frequência e Tempo

Influência do controle em 5300RPM: *Loudness*

Na Fig. 4.4 são traçados os resultados de controle da ordem 4.0 em 5300RPM. Três modos em amplitude do controlador são testados: amplificação, redução e modo inativo. Dos sinais

Figura 4.3: Comparação algoritmos *Tonality* - Frequência e Tempo

esboçados na referida figura, podem-se conferir aspectos do controlador como a velocidade de convergência e a estabilidade. Cabe lembrar que o controlador foi ativado logo após 1.5s de propagação do distúrbio, com o intuito de se calcular o espectro do sinal *sem controle* nesse período de tempo.

Figura 4.4: Sinal no tempo: 5300RPM (controle em amplitude)

As três métricas da psico-acústica foram avaliadas usando as séries temporais esboçadas na Fig. 4.4. O resultado da avaliação é mostrado na Fig. 4.5, e diversas considerações podem ser

formuladas. O resultado observado no perfil *Loudness* vs. tempo mostra que, como projetado na Fig. 2.17 e descrito na Tabela 3.7, a redução da ordem 4.0 traz como resultado a redução significativa do *Loudness*, enquanto que sua amplificação levará para o efeito contrário.

Figura 4.5: Qualidade sonora final da velocidade de giro 5300RPM

A avaliação do *Roughness* nos resultados esboçados na Fig. 4.4 demonstra a já discutida relação inversa entre esta métrica e o *Loudness*. Observa-se que enquanto o *Loudness* é reduzido pela ação de controle (linha azul na Fig. 4.5), o *Roughness* aumenta notoriamente. A situação inversa é claramente visível na Fig. 4.5 quando da amplificação da ordem 4.0, responsável pelo *Loudness*.

Da comparação dos resultados do controle do *Loudness* com a percepção do *Tonality*, não é possível determinar uma relação, em que da aplicação de quaisquer modos em amplitude do controlador, a tendência do *Tonality* será de aumento. Mesmo que o *modo de amplificação* aplicado na ordem 4.0 resulte em valores de *Tonality* inferiores aos observados quando do *modo de redução*, a comparação com o valor original da métrica permite observar que esta percepção aumenta.

Influência do controle em amplitude em 5800RPM: *Roughness*

Resultados da aplicação de três modos em amplitude do controlador proposto sobre o distúrbio do motor em 5800RPM são apresentados na Fig. 4.6. Já que as componentes controladas não contribuem significativamente para a amplitude do distúrbio, as formas de onda esboçadas na Fig. não mostram alterações como as observadas na Fig. 4.4. Cabe informar que para a obtenção dos sinais, as três componentes responsáveis pelo *Roughness* foram alteradas simultaneamente de acordo com o modo do controlador testado.

Figura 4.6: Sinal no tempo: 5800RPM (controle em amplitude)

Quando da aplicação do modo de amplificação $g_a = 2.0$ no distúrbio, a Fig. 4.7 fornece uma impressão de estarem acontecendo modulações em amplitude nas componentes sendo controladas. Este caso específico de controle impôs uma dificuldade *não identificada* para o algoritmo adaptativo, em que foram necessários mais de 5 segundos para se iniciar o processo de convergência, e logo após 8 segundos de operação o sistema convergiu para os valores desejados. Cabe lembrar, no entanto, que a ordem 4.0 não respondeu da forma esperada para este modo de amplitude (modo de amplificação - ver Fig. 3.31).

Em decorrência da discussão apresentada na Seção 3.1 sobre os fatores envolvidos com a convergência do algoritmo adaptativo, apenas duas causas poderiam ser a razão do problema: a escolha inadequada dos fatores (μ, ρ) , ou aspectos relativos à estimativa do caminho secundário. Da observação da resposta do sistema à aplicação do modo de redução $g_a = 0.0$, a primeira causa referenciada fica sem efeito, uma vez que o sistema respondeu como esperado: iniciando o processo de convergência em aproximadamente 1.5 segundos e terminando em 2 - 2.5 segundos. Quanto à segunda causa, os experimentos foram repetidos em diversos horários do dia/noite, logo após da obtenção de uma estimativa do caminho secundário usando a metodo-

Figura 4.7: Qualidade sonora final da velocidade de giro 5800RPM (controle em amplitude)

logia de identificação de caminhos apresentada na Seção 2.4.1, chegando sempre no resultado apresentado. Consequentemente, não foi possível identificar uma causa associada à operação do algoritmo de controle, em relação ao comportamento observado.

A avaliação das métricas da psico-acústica nos resultados de controle em amplitude para o caso 5800RPM é apresentada na Fig. 4.7. As curvas obtidas do cálculo do *Roughness* no tempo mostra que os métodos no domínio da frequência são preferidos no seu cálculo, em que as curvas por eles calculadas são menos influenciadas por ruídos advindos do experimento. Uma média móvel de cinco pontos é calculada sobre os resultados do *Roughness* e *Tonality*, de forma a isolar as influencias externas à tendência das métricas. Antes de se apresentar a figura com as informações filtradas, convém descrever os resultados experimentais sem pós-processamento.

Do comportamento do *Loudness* em relação ao controle do *Roughness*, uma análise cuidadosa da Fig. 4.8 permite observar a relação inversa entre as métricas. Tomando a curva “problemática” de amplificação das componentes (linha vermelha nas comparações), detalha-se que, aos 5 segundos de operação o *Loudness* tende a decair como consequência do processo de con-

Figura 4.8: Filtragem Resultados: *Roughness* e *Tonality* (controle amplitude) - 5800RPM

vergência do algoritmo, ao passo que o *Roughness* apresenta um pequeno aumento que supera a linha verde do *Roughness* do distúrbio sem controle. Aos 7 segundos de operação do sistema, o ganho efetivo das ordens aparece (com exceção da ordem 4.0), e a percepção do *Roughness* tende a diminuir. Já no final da operação (10s), as percepções finais do *Roughness* são adquiridas.

Em relação com a redução do *Roughness* pela via da redução das amplitudes, objetivo que motiva o controle das componentes responsáveis, observa-se que a curva azul que representa o citado modo de redução se encontra por baixo da linha verde (controle inativo) a maior parte do tempo da operação de controle. Usando a informação experimental pós-processada esboçada na Fig. 4.8, estas tendências são mais fáceis de se observar. Já a curva vermelha apresenta um comportamento não esperado, uma vez que o aumento da referida percepção, não suportado pelos resultados apresentados, era o objetivo desejado.

Usando as informações pós-processadas da Fig. 4.8, algumas considerações podem ser feitas a respeito do comportamento do *Tonality* quando do controle do *Roughness*. Existe uma correlação entre o tempo em que a linha azul (modo controle: redução) se manteve por baixo da linha verde (modo controle: inativo), nas análises tanto do *Roughness* como do *Tonality*. Uma vez que o comportamento desta última métrica referida depende das amplitudes do distúr-

bio harmônico e não das fases relativas, as tendências observadas na Fig. 4.8 confirmam uma relação inversa das métricas.

Por outro lado, em relação ao modo de amplificação (linha vermelha), observa-se também que logo após o sistema ter convergido às amplificações desejadas (com exceção da ordem 4.0), o valor do *Tonality* inicia a aumentar, em conformidade com a relação direta entre as amplitudes do distúrbio harmônico e a referida percepção.

Influência do controle em fase em 5800RPM: *Roughness*

As séries temporais que resultam da ação de controle em fase sobre as componentes responsáveis pelo *Roughness* estão esboçadas na Fig. 4.9. Os resultados traçados confirmam as capacidades de convergência e estabilidade do algoritmo de controle, em que logo após 1.5s de operação, o sistema inicia o processo de convergência, terminando aos 2 - 2.5s. O padrão traçado na figura referida se repete durante a operação normal de controle, uma vez que um conjunto de parâmetros (μ, ρ) sejam adequadamente escolhidos.

Figura 4.9: Sinal no tempo: 5800RPM (controle em fase: [-0.5 0 0.5])

Pode-se observar da Fig. 4.9 um efeito adverso de se modificar as fases relativas de um distúrbio harmônico. Possíveis modulações entre os sinais de banda estreita podem surgir, que originam variações em amplitude como as observadas na referida figura. Este efeito adverso é identificado plenamente quando da análise do *Loudness*, em que as amplificações e reduções na amplitude do sinal de distúrbio representarão iguais efeitos na percepção do volume. Contudo, um detalhe interessante é observado no comportamento do *Loudness*: quando a fase das componentes é alterada em $-\pi$ rad, o *Loudness* apresenta momentos de crescimento, enquanto que da aplicação do modo de fase $g_f = 0.5$, o comportamento do *Loudness* é inverso.

Figura 4.10: Qualidade sonora final da velocidade de giro 5800RPM (controle em fase: [-0.5 0 0.5])

As séries de dados obtidas para o *Roughness* quando da aplicação de controle em fase são realmente complicadas de visualizar, o que faz com que um método de pós-processamento como o implantado nos resultados da sub-seção anterior seja novamente aplicado. Através da Fig. 4.11, pode-se observar que o comportamento do distúrbio quando controladas as fases relativas das componentes responsáveis pelo *Roughness* é o esperado, em que a redução da referida percepção era o objetivo de controle.

Influência do controle em 4575RPM: *Tonality*

O último distúrbio estacionário controlado é o caso 4575RPM, detectado como o de maior *Tonality* pelo algoritmo no domínio da frequência. Por meio da calibração dos algoritmos, apresentada na Fig. 4.3, foi observado que o algoritmo de cálculo da métrica no domínio temporal não identificou esse caso como o de maior *Tonality* por causas até agora desconhecidas, uma vez que a única diferença entre os algoritmos é o cálculo de uma análise espectral adicional, no caso do algoritmo no domínio do tempo, para se realizarem os cálculos sub-sequentes.

Mesmo que exista a discrepância observada entre os algoritmos, os procedimentos de busca das componentes tonais pode ser efetuado diretamente no domínio da frequência, domínio onde foi obtido o perfil *Tonality* vs. RPM que indicou o caso 4575RPM como o de maior contribuição tonal. Seguindo a metodologia de controle proposta, este conjunto de componentes tonais foi

Figura 4.11: Filtragem (média móvel): *Roughness* e *Tonality* (fase) - 5800RPM

considerado como o alvo de controle no referido caso, e seu controle foi implantado. Destaca-se, dos resultados de controle do caso referido (Fig. 3.34), que a ordem 6.5 não respondeu adequadamente aos modos de amplificação $g_a = [1.25, 1.5, 1.75]$. Consequentemente, apenas os modos de amplitude $g_a = [0.0, 1.0, 2.0]$ serão considerados nas análises a serem apresentadas a seguir, como já feito com os casos anteriormente discutidos.

A forma de onda que resulta das operações de controle em amplitude sobre o distúrbio não é alterada de forma significativa, uma vez que as componentes detectadas como tonais, e não as de maior contribuição à amplitude do distúrbio, foram reduzidas ou amplificadas. Observa-se que, da ativação do controle em 1.0s - 1.5s, o processo de convergência do sistema leva 0.5s - 1s em terminar, como já observado nos anteriores casos. Logo após a convergência do sistema, a amplitude constante durante a operação de controle é sinal de estabilidade do sistema.

Uma vez que o objetivo de controle no caso 4575RPM é o *Tonality*, descrever-se-á em primeiro lugar a influência do controle sobre a referida métrica. Na Fig. 4.13 observa-se que as medidas projetadas para se alterar a percepção resultam adequadas, em que da amplificação o redução das componentes responsáveis, o *Tonality* resulta proporcionalmente alterado.

Vale a pena observar o comportamento do modo de amplificação do controlador ($g_a = 2.0$), que mostra uma evolução “por fases”: entre 1s e 2s o sistema converge para um valor de *Tonality*

Figura 4.12: Sinal no tempo: 4575RPM (controle em amplitude)

de 0.9WS (lembra-se que os pesos tonais são adimensionais), e entre 2s e 2.5s um aumento súbito do valor da métrica aparece, atingindo finalmente 1.2WS. Esse comportamento é devido a alguma dificuldade do controlador em fornecer amplificação para a ordem 6.5, a que não respondeu adequadamente quando da aplicação dos modos $g_a = [1.25, 1.5, 1.75]$ (Fig. 3.34). Logo após a convergência dessa componente, o valor da métrica aumenta na proporção indicada na figura discutida. É importante lembrar que, dos aspectos tratados na Seção 2.3.4 sobre o cálculo do *Tonality*, as componentes mais próximas de 1000Hz - 2000Hz influenciarão em maior medida a percepção *tonal* de um distúrbio, em função das particularidades do ouvido humano (ver curvas de ponderação: Fig. 2.2) relacionadas com a percepção de sinais na referida banda de frequência e dos fenômenos de mascaramento das componentes de baixa frequência.

Já que a operação de controle influi diretamente as amplitudes das componentes do distúrbio, o *Loudness* deve se comportar da forma já discutida. Na Fig. 4.13 observa-se que, de total acordo com as características anteriormente discutidas, o *Loudness* do distúrbio resulta alterado em forma proporcional à amplificação ou à redução das componentes do distúrbio. Destaca-se, no entanto, que a alteração da métrica não é significativa, em que apenas 0.1sone são acrescentados da amplificação das ordens, e 0.15sone são subtraídos quando da aplicação da operação contrária.

Finalmente, da influência de controle do *Tonality* sobre o *Roughness*, observa-se na Fig. 4.13 que esta ultima percepção não resulta afetada. As três curvas possuem comportamentos similares, em que seus valores médios se encontram próximos, com diferenças máximas de 0.005 asper (auditivamente desprezível), como observado na Fig. 4.14 obtida usando uma média móvel de 5 pontos sobre os resultados da Fig. 4.13.

Figura 4.13: Qualidade sonora final da velocidade de giro 4575RPM (controle em amplitude)

Considerações finais

Uma análise integral de três percepções psico-acústicas diferentes sobre os resultados de controle de um distúrbio harmônico sintetizado advindo de um motor de combustão interna ao interior de uma cavidade tem sido apresentada. Um conjunto de considerações finais pode ser enumerado, como segue:

1. Em relação ao projeto de qualidade sonora do distúrbio: análises psico-acústicas iniciais do distúrbio do motor indicaram certos regimes de giro, cujas estruturas tempo-frequência causam quantidades determinadas das percepções avaliadas. Daqui, projetaram-se possibilidades em relação à sua modificação. Ainda, as consequências de uma determinada modificação sobre as outras percepções não foi levada em consideração.
2. Em relação ao controle de qualidade sonora do distúrbio: diversas ações de controle, como amplificação, redução e ajuste de fases relativas foram efetuadas sobre as componentes das estruturas tempo-frequência analisadas do distúrbio harmônico. A correlação inicial

Figura 4.14: Filtragem (média móvel): *Roughness* - 4575RPM

desses resultados com a percepção diretamente afetada mostrou resultados adequados quanto ao seu controle. Mais uma vez, a influência das referidas ações de controle sobre as outras percepções não foi avaliada.

3. Finalmente, os resultados de controle são avaliados de forma integral de modo a determinar a influência do controle de uma determinada percepção psico-acústica sobre as outras. Através da análise apresentada neste Capítulo, as seguintes relações entre as métricas avaliadas são obtidas:

- (a) O controle do *Loudness* afeta diretamente as características *tonais* do distúrbio, enquanto que afeta inversamente as características determinadas pelo *Roughness*, as que fazem referência às condições “desagradáveis” (ver Seção 2.3.3).
- (b) De acordo com a consideração anterior, o controle do *Roughness* afeta de forma inversa a característica de volume do distúrbio, enquanto que os aspectos *tonais* do distúrbio permanecem inalterados, se e somente se o resultado da ação de controle não envolve aumento significativo das amplitudes, ou de modulações importantes entre as componentes do distúrbio.
- (c) O controle do *Tonality* não afeta significativamente as características de volume do distúrbio, nem as características de “aspereza”. Portanto, ações de controle sobre esta percepção podem ser projetadas desconsiderando sua possível influência sobre as outras.

Em decorrência das considerações acima formuladas, observa-se a necessidade de se implantar um método de *otimização* que vise a alteração de uma determinada percepção levando

em consideração a influência que pode ser efetuada sobre as outras. Infere-se então, que a obtenção de qualidade sonora de um distúrbio não sempre está ligada à redução do distúrbio, em que outras qualidades sonoras, possivelmente indesejáveis, podem surgir.

Capítulo 5

Conclusões

Neste documento, estratégias e metodologias de controle ativo acústico estrutural foram propostas e implantadas, com o intuito de simular a estrutura tempo-frequência de um distúrbio harmônico advindo de um motor de combustão interna no interior de uma cavidade. O projeto de pesquisa foi desenvolvido em três grandes fases: identificação das características e mecanismos de geração do ruído do motor, bem como a identificação das características principais dos algoritmos de controle de qualidade sonora; fase de programação e simulação dos algoritmos de controle, visando a modificação da estrutura tempo-frequência do distúrbio harmônico de interesse; e fase de implantação experimental de um novo algoritmo de controle, decorrente desta pesquisa. Cabe salientar que as teorias e aplicações da qualidade sonora estiveram presentes em todas as fases de desenvolvimento da pesquisa.

Diversos algoritmos de qualidade sonora foram programados e testados na situação do controle do distúrbio harmônico. Controladores de qualidade sonora como o *frequency-domain ANE*, *NEX-LMS* e o *PSC-FxLMS* foram testados com sucesso. A análise das características dos referidos algoritmos, e a inclusão das contribuições de outros esquemas de controle já discutidos deram passo ao desenvolvimento de uma nova ferramenta de controle, que possui a interessante capacidade de alterar as amplitudes e/ou as fases relativas de um distúrbio multi-harmônico, que amplia as possibilidades de se obter qualidade sonora em um evento auditivo. Propriedades como a equalização independente das componentes do distúrbio, velocidade de convergência adequada e a estabilidade do sistema são demonstradas através dos resultados e análises da fase experimental.

Os resultados de controle usando o novo algoritmo foram avaliados de forma inovadora levando em consideração todas as métricas da psico-acústica correlacionadas com a descrição da qualidade sonora do ruído do motor. Da estratégia de projeto de qualidade sonora adotada, observou-se que, através do algoritmo de controle proposto, é possível alcançar os objetivos traçados em relação a uma métrica da psico-acústica. No entanto, quando da avaliação das outras percepções sobre os resultados dessa estratégia, foram encontradas relações entre as métricas que permitem deduzir que o traçado de metas de qualidade sonora em um distúrbio deve considerar *todas* as percepções possivelmente envolvidas, de modo a obter um verdadeiro dos diferentes aspectos do som desejado.

Conclusões pontuais podem ser formuladas da apresentação deste trabalho:

1. A qualidade sonora de um evento auditivo é o resultado da influência de diversos fatores que devem ser analisados em conjunto. O desafio que tem o projetista de qualidade sonora é o de encontrar relações entre os fatores objetivos e subjetivos ligados à percepção do estímulo auditivo. Consequentemente, *projetar qualidade sonora* significa *estabelecer e quantificar* relações entre as expectativas auditivas de uma pessoa ou grupo de pessoas e os parâmetros físicos envolvidos na geração do ruído a ser modelado.
2. Uma vez entendidos os processos envolvidos em uma situação onde o refinamento da qualidade sonora é necessária, as relações *estabelecidas e quantificadas* entre os fatores físicos, psico-físicos e psico-acústicos permitirá o projeto de estratégias de controle visando a obtenção da qualidade sonora desejada. A presente pesquisa, por meio do desenvolvimento e implementação de um novo controlador de qualidade sonora, demonstra que **é possível modificar a qualidade sonora no interior de uma cavidade usando técnicas de controle ativo de ruído**, especificamente, usando **técnicas de controle ativo de qualidade sonora**.
3. O projeto e análise das estratégias de controle da qualidade sonora deve levar em consideração, não só a métrica alvo de controle, mas também as outras percepções envolvidas no evento auditivo, uma vez que a ação de controle que resultou favorável para uma percepção, pode ter piorado a percepção de outros fenômenos psico-acústicos. Consequentemente, *analisar qualidade sonora* significa avaliar de forma integral um determinado evento auditivo com base em métricas da psico-acústica relevantes em sua descrição, de modo a *estabelecer* relações entre as percepções, e as possibilidades de modelar o estímulo auditivo.

Em suma, o projeto de qualidade sonora de um distúrbio não se limita à sua redução. O projeto de qualidade sonora de um distúrbio deve ampliar as possibilidades em relação à sua percepção, nesse contexto o controle ativo acústico estrutural se mostra uma ferramenta versátil na busca dos objetivos desejados.

Sugestões para Pesquisas Futuras

Diversas sugestões para a continuação do presente trabalho são descritas a seguir.

1. Uma análise sobre as diferenças observadas nos algoritmos no domínio do tempo e no domínio da frequência do *Roughness* e *Tonality*. Ainda, Shin *et al.* (2009) sugerem que interações em fase relativa das componentes de um distúrbio harmônico podem influenciar a percepção do *Tonality*, o que implica a inclusão do parâmetro nos modelos de cálculo adotados.

2. A formulação da função de fase relativa levando em consideração os aspectos de propagação de onda que levam à situação de soma de fase não-coerente em uma região da cavidade.
3. Com o intuito de realizar controle de qualidade sonora em diversas regiões da cavidade, o projeto de um sistema *SIMO* (do inglês *Single-input, Multiple-output*) pode ser levado em consideração, ainda com a ferramenta de controle proposta.
4. Projeto de arquiteturas de controle não-lineares: levando em consideração a presença de não-linearidades no sistema de controle, algoritmos de representação não-linear dos sistemas são desejáveis, com o intuito de mitigar a aparição de componentes harmônicos não desejados quando aplicadas as ações de controle.
5. Pesquisa em algoritmos robustos de identificação de sistemas: uma vez que o sistema de controle (incluindo as parcelas vibro-acústica e elétrica/eletrônica) é sensível às variações ambientais, faz-se desejável um sistema robusto face às mudanças descritas, que facilite a implementação dos algoritmos de controle.
6. Otimização multiobjetivo: uma vez que a alteração de uma métrica da psico-acústica pode influir nas outras, uma ferramenta de otimização é desejável já que o resultado de uma determinada ação de controle sobre a qualidade sonora global de um distúrbio pode ser prevista antes de ser implantada em tempo real.
7. Do ponto de vista de aplicação, o advento dos veículos híbridos e elétricos oferece novos desafios para a área de ruído e vibrações. Novos trabalhos, no contexto desta pesquisa, devem buscar atender também a estas demandas.

Referências Bibliográficas

ABE, T. Up-front NVH engineering-vision - challenges and enablers. In: **ISMA2008 (Keynote Lecture)**. [S.l.: s.n.], 2008.

ALMEIDA-AGURTO, D. de; GERGES, S. N. Y.; ARENAS, J. P. MIRE-IL methodology applied to measuring the noise attenuation of earmuff hearing protectors. **Applied Acoustics**, v. 72, p. 451 – 457, 2011.

ALWAN, N. A. S.; AL-HASHEMY, B. A. R. Systolic design of frequency-domain block LMS adaptive digital filters. **Computers & Electrical Engineering**, v. 24, p. 263 – 275, 1998.

AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE. **ANSI S1.42-2001 (R2006)**: Design response of weighting networks for acoustical measurements. Washington, 2001.

AUWERAER, H. van der *et al.* Virtual prototyping for sound quality design for automobiles. **Sound and Vibration**, p. 26 – 30, Abril 2007.

BAENE, W. de *et al.* Roughness perception in sounds: behavioral and ERP evidence. **Biological Psychology**, v. 67, p. 319 – 330, 2004.

BAO, H.; PANAHI, I. M. S. Psychoacoustic active noise control with ITU-R 468 noise weighting and its sound quality analysis. In: *32nd Annual International Conference of the IEEE EMBS*. [S.l.: s.n.], 2010.

BIES, D. A.; HANSEN, C. H. **Engineering Noise Control: Theory and Practice**. [S.l.]: E&FN Spon, 1996.

BOASHASH, B. Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal - part 1: Fundamentals. **Proceedings of the IEEE**, v. 80, p. 520 – 538, 1992.

BRIGGS, W. L.; HENSON, V. E. **The DFT: An Owner's Manual for the Discrete Fourier Transform**. [S.l.]: Society for Industrial and Applied Mathematics - SIAM, 1995. 453 p.

BRIZON, C. J. S.; MEDEIROS, E. B. Combining subjective and objective assessments to improve acoustic comfort evaluation of motor cars. **Applied Acoustics**, v. 73, p. 913 – 920, 2012.

CALLAFON, R. A. de; ZENG, J.; KINNEY, C. E. Active noise control in a forced-air cooling system. **Control Engineering Practice**, v. 18, p. 1045 – 1052, 2010.

CAMINO, J. F.; ARRUDA, J. R. F. H^2 and H^∞ feedforward and feedback compensators for acoustic isolation. **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 23, p. 2538 – 2556, 2009.

CARYER-COOK, V. G.; ALI, A. End-of-line inspection for annoying noises in automobiles: trends and perspectives. **Applied Acoustics**, v. 73, p. 265 – 275, 2012.

- CERRATO-JAY, G. Sound/vibration quality engineering: introduction and the SVQ engineering process. *Sound and Vibration*, p. 2 – 9, May 2007.
- CERRATO-JAY, G. Automotive sound quality: accessories, BSR and brakes. *Sound and Vibration*, p. 10 – 15, 2009.
- CERRATO-JAY, G. Automotive sound quality: powertrain, road and wind noise. *Sound and Vibration*, p. 16 – 24, 2009.
- CHO, W.-H. *et al.* Quality evaluation of car window motors using sound quality metrics. *Int. J. Automotive Technology*, v. 12, p. 443 – 450, 2011.
- DANIEL, P.; WEBER, R. Psychoacoustical roughness: implementation of an optimized model. *Acustica - Acta Acustica*, v. 83, p. 113 – 123, 1997.
- DONADON, L. V. *Análise Teórica e Experimental de Estratégias de Controle Ativo de Ruído*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Agosto 2002.
- DUARTE, M. M. *Modelagem Paramétrica de Sistemas Dinâmicos Não-Estacionários*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Dezembro 2006.
- ELLIOTT, S. J. The active control of engine noise inside car. In: *INTERNOISE1998*. [S.l.: s.n.], 1998. p. 987 – 990.
- ELLIOTT, S. J.; BOUCHER, C.; NELSON, P. A. The behavior of a multiple channel active noise control system. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 40, p. 1041 – 1052, 1992.
- ELLIOTT, S. J.; NELSON, P. A. Active noise control. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 10, p. 12 – 35, 1993.
- FARHANG-BOROUJENY, B. *Adaptive Filters: Theory and Applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1998.
- FARHANG-BOROUJENY, B.; GAZOR, S. Generalized sliding FFT and its application to implementation of block LMS adaptive filters. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 42, n. 3, p. 532 – 538, 1994.
- FASTL, H. Psychoacoustics and sound quality. In: _____. *Communication Acoustics*. [S.l.]: Springer-Verlag, 2005. cap. 6, p. 139 – 162.
- FASTL, H.; ZWICKER, E. *Psychoacoustics: Facts and Models*. [S.l.]: Springer-Verlag, 2007.
- GENUIT, K. Sound quality aspects for environmental noise. In: *INTERNOISE 2002*. [S.l.: s.n.], 2002.
- GENUIT, K. The sound quality of vehicle interior noise: a challenge for the NVH-engineers. *Int. J. Vehicle Noise and Vibration*, v. 1, n. 1/2, p. 158 – 168, 2004.
- GENUIT, K. The future of NVH research - a challenge by new powertrains. In: *II SAE BRASIL International Noise and Vibration Congress*. [S.l.: s.n.], 2010.
- GERGES, S. N. Y. Earmuff comfort. *Applied Acoustics*, v. 73, p. 1003 – 1012, 2012.

- GONZALEZ, A. *et al.* Multichannel active noise equalization of interior noise. **IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing**, v. 14, n. 1, p. 110 – 122, 2006.
- GONZALEZ, A. *et al.* Sound quality of low-frequency and car engine noises after active noise control. **Journal of Sound and Vibration**, v. 265, p. 663 – 679, 2003.
- HANSEN, C. H.; SNYDER, S. D. **Active Control of Noise and Vibration**. [S.l.]: E&FN Spon, 1997.
- HARRISON, M. **Vehicle Refinement: Controlling Noise and Vibration in Road Vehicles**. [S.l.]: SAE International, 2004.
- HAYKIN, S. **Adaptive Filter Theory**. Quarta. [S.l.]: Prentice Hall, 2002.
- INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 61672-2:2003(E)**: Electroacoustics - Sound level meters Part 2: pattern evaluation tests. Geneva, 2003.
- JACOBSEN, E.; LYONS, R. The sliding DFT. **IEEE Signal Processing Magazine**, v. 20, n. 2, p. 74 – 80, 2003.
- JANSSENS, K. *et al.* An on-line, order-based roughness algorithm. In: **SAE International**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1 – 9.
- JEON, H.-J. *et al.* A narrowband active noise control system with frequency corrector. **IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing**, v. 19, n. 4, p. 990 – 1002, May 2011.
- JEON, J. Y.; YOU, J.; CHANG, H. Y. Sound radiation and sound quality characteristics of refrigerator noise in real living environments. **Applied Acoustics**, v. 68, p. 1118 – 1134, 2007.
- KINSLER, L. E. *et al.* **Fundamentals of Acoustics**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2000.
- KONG, X.; KUO, S. M. Analysis of asymmetric out-of-band overshoot in narrowband active noise control systems. **IEEE Transactions on Speech and Audio Processing**, v. 7, n. 5, p. 587 – 291, 1999.
- KRONAST, M.; MELLIN, V.; CARME, C. A. A sound quality active noise profiling system for a passenger test vehicle. In: **Proceedings of Euronoise**. [S.l.: s.n.], 2006.
- KUO, S. M.; GUPTA, A.; MALLU, S. Development of adaptive algorithm for active sound quality control. **Journal of Sound and Vibration**, v. 299, p. 12 – 21, 2007.
- KUO, S. M.; MORGAN, D. R. **Active Noise Control Systems: algorithms and DSP implementations**. [S.l.]: Wiley, 1996. 389p p.
- KUO, S. M.; TAHERNEZHADI, M.; JI, L. Frequency-domain periodic active noise control and equalization. **IEEE Transactions on Speech and Audio Processing**, v. 5, n. 4, p. 348 – 358, 1997.
- KUO, S. M.; TSAI, J. Residual noise shaping technique for active noise control systems. **J. Acoust. Soc. Am.**, v. 95, n. 3, p. 1665 – 1668, 1994.
- KUO, S. M.; YENDURI, R. K.; GUPTA, A. Frequency-domain delayless active sound quality control algorithm. **Journal of Sound and Vibration**, v. 318, p. 715 – 724, 2008.

- LANDALUZE, J. *et al.* Application of active noise control to an elevator cabin. ***Control Engineering Practice***, v. 11, p. 1423 – 1431, 2003.
- LEE, H.-H.; LEE, S.-K. Objective evaluation of interior noise booming in a passenger car based on sound metrics and artificial neural networks. ***Applied Ergonomics***, v. 40, p. 860 – 869, 2009.
- LEE, S.-K. Objective evaluation of interior sound quality in passenger cars during acceleration. ***Journal of Sound and Vibration***, v. 310, p. 149 – 168, 2008.
- LEITE, R. P.; PAUL, S.; GERGES, S. N. Y. A sound quality-based investigation of the hvac system noise of an automobile model. ***Applied Acoustics***, v. 70, p. 636 – 645, 2009.
- LIM, T. C.; WITER, A. J. Experimental characterization of engine crankshaft rumble noise signatures. ***Applied Acoustics***, v. 60, p. 45 – 62, 2000.
- LIU, Z. S.; LEE, H. P.; LU, C. Passive and active interior noise control of box structures using the structural intensity method. ***Applied Acoustics***, v. 67, p. 112 – 134, 2006.
- MORGAN, D. R.; THI, J. C. A delayless subband adaptive filter architecture. ***IEEE Transactions on Signal Processing***, v. 43, n. 8, p. 1819 – 1830, August 1995.
- MOSQUERA-SÁNCHEZ, J. A. *et al.* Multi-harmonic adaptive control for roughness. In: ***Proceedings of the XIV International Symposium on Dynamic Problems of Mechanics (DINAME2011)***. [S.l.: s.n.], 2011. p. 204 – 214.
- MOSQUERA-SÁNCHEZ, J. A.; OLIVEIRA, L. P. R. de. Frequency-domain delayless adaptive control for roughness. In: ***Proceedings of the ICSV'18***. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1 – 8.
- MOSQUERA-SÁNCHEZ, J. A.; OLIVEIRA, L. P. R. de. An adaptive controller for amplitude and relative phase control of periodic disturbance. In: ***Proceedings of ISMA2012***. [S.l.: s.n.], 2012.
- NELSON, P. A. *et al.* The active minimization of harmonic enclosed sound fields - part 1: theory. ***Journal of Sound and Vibration***, v. 117, p. 1 – 13, 1987.
- OLIVEIRA, L. P. R. de. ***Controle Ativo de Ruído em Veículos e seu Impacto na Qualidade Sonora***. Tese (Doutorado) — Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo, 2007.
- OLIVEIRA, L. P. R. de. Review and future perspectives on active sound quality control. In: ***Proceedings of ISMA2010***. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1 – 16.
- OLIVEIRA, L. P. R. de *et al.* Active sound quality control of engine induced cavity noise. ***Mechanical Systems and Signal Processing***, v. 23, p. 476 – 488, 2009.
- OLIVEIRA, L. P. R. de *et al.* Loudness scattering due to vibro-acoustic model variability. ***J. of the Braz. Soc. of Mech. Sci. & Eng.***, v. 1, p. 1–8, 2012. A ser publicado.
- OLIVEIRA, L. P. R. de *et al.* Sound quality scattering due to vibro-acoustic model variability. In: ***Proceedings of the 1st International Symposium on Uncertainty Quantification and Stochastic Modeling***. [S.l.: s.n.], 2012. p. 628 – 636.

- OLIVEIRA, L. P. R. de *et al.* Concurrent mechatronic design approach for active control of cavity noise. *Journal of Sound and Vibration*, v. 314, p. 507 – 525, 2008.
- OLIVEIRA, L. P. R. de *et al.* NEX-LMS: A novel adaptive control scheme for harmonic sound quality control. *Mechanical Systems and Signal Processing*, v. 24, p. 1727 – 1738, 2010.
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W.; BUCK, J. R. *Discrete-Time Signal Processing*. Second. [S.l.]: Prentice Hall, 1999.
- PADILHA, P. E. F. *Comparação de Técnicas de Análise de Caminhos de Transferência Vibroacústicos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, 2005.
- PRESSNITZER, D.; MCADAMS, S. Two phase effects in roughness perception. *Journal of the Acoustical Society of America*, v. 105, p. 2773 – 2782, 1999.
- RAO, S. S. *Engineering Optimization*. Quarta. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009.
- REDEL-MACIAS, M. D.; BERCKMANS, D.; CUBERO-ATIENZA, A. J. Modelo de identificación de fuentes sonoras: aplicación al ruido de motor de un automóvil. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, v. 7, p. 34 – 41, 2010.
- REES, L. E.; ELLIOTT, S. J. Adaptive algorithms for active sound-profiling. *IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, v. 14, n. 2, p. 711 – 719, March 2006.
- REZA, S. O.; PETERSEN, I.; HIMANSHU, P. Emerging technologies for active noise and vibration control systems. *Control Engineering Practice*, v. 12, p. 987 – 988, 2004.
- SAMARDZIC, N.; NOVAK, C. Sound source signal parameters in vehicles for determining speech transmission index. *J. Audio Eng. Soc.*, v. 59, p. 735 – 744, 2011.
- SCHNEIDER, D. Plug-ins proliferate. *IEEE Spectrum*, v. 49, p. 30 – 31, 2012.
- SHIN, S.-H. *et al.* Sound quality evaluation of the booming sensation for passenger cars. *Applied Acoustics*, v. 70, p. 309 – 320, 2009.
- SHULTE-FORTKAMP, B. Vehicle interior noise - a product of interactive expertise. In: *Proceedings of NOISE-CON*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 6pp.
- SILVA, C. H. T. da. *Estudo do Ruído de Rodagem Estrutural através da Análise dos Caminhos de Transferência de Energia*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2011.
- SNYDER, S. D.; HANSEN, C. H. The influence of transducer transfer functions and acoustic time delays on the implementation of the lms algorithm in active noise control systems. *Journal of Sound and Vibration*, v. 141, p. 409 – 424, 1990.
- SNYDER, S. D.; HANSEN, C. H. The effect of transfer function estimation errors on the filtered-X LMS algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 42, n. 4, p. 950 – 953, 1994.
- SOMMERFELDT, S. D.; SAMUELS, T. O. Incorporation of loudness measures in active noise control. *J. Acoust. Soc. Am.*, v. 109, p. 591 – 599, 2001.

- SUN, X.; KUO, S. M.; MENG, G. Adaptive algorithm for active control of impulsive noise. *Journal of Sound and Vibration*, v. 291, p. 516 – 522, 2006.
- SUN, X.; MENG, G. LMS algorithm for active noise control with improved gradient estimate. *Mechanical Systems and Signal Processing*, v. 20, p. 920 – 938, 2006.
- TAMAMURA, M.; SHIBATA, E. Application of active noise control for engine related cabin noise. *JSAE Review*, v. 17, p. 37 – 43, 1996.
- TERHARDT, E.; STOLL, G.; SEEWANN, M. Algorithm for extraction of pitch and pitch salience from complex tonal signals. *J. Acoust. Soc. Am.*, v. 71, p. 679 – 688, 1982.
- THOMAS, J. K. *et al.* Eigenvalue equalization filtered-X algorithm for the multichannel active noise control of stationary and nonstationary signals. *Journal of the Acoustical Society of America*, v. 123, n. 6, p. 4238 – 4249, 2008.
- WANG, S.; SEKEY, A.; GERSHO, A. Auditory distortion measure for speech coding. In: *International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 493 – 496.
- WANG, Y. S. *et al.* Sound quality prediction for nonstationary vehicle interior noise based on wavelet pre-processing neural network model. *Journal of Sound and Vibration*, v. 299, p. 933 – 947, 2007.
- WOLFINDALE, A.; DUNNE, G.; WALSH, S. J. Vehicle noise primary attribute balance. *Applied Acoustics*, v. 73, p. 386 – 394, 2012.
- WONG, Y.-J.; PAUROBALLY, R.; PAN, J. Hybrid active and passive control of fan noise. *Applied Acoustics*, v. 64, p. 885 – 901, 2003.
- XIAO, Y. A new efficient narrowband active noise control system and its performance analysis. *IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, v. 19, n. 1874, p. 1865 – 1874, 2011.