FELIPE CIRNE CONCEIÇÃO

Equalização de sistemas sonoros baseada em filtros inversos: metodologia de projeto e implementação em tempo real em plataforma DSP

São Paulo

2020

FELIPE CIRNE CONCEIÇÃO

Equalização de sistemas sonoros baseada em filtros inversos: metodologia de projeto e implementação em tempo real em plataforma DSP

Dissertação apresentada ao programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Mestre em Ciências

Orientador: Prof. Dr. Wesley Beccaro

São Paulo

2020

FELIPE CIRNE CONCEIÇÃO

**Equalização de sistemas sonoros baseada em filtros inversos: metodologia de projeto e
implementação em tempo real em plataforma DSP**

Versão Corrigida

Dissertação apresentada ao programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Mestre em Ciências

Área de Concentração: Microeletrônica

Orientador: Prof. Dr. Wesley Beccaro

São Paulo

2020

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.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 06 de fevereiro de 2020

Assinatura do autor: Felipe C. Conceição

Assinatura do orientador: Wesley Bical

Catálogo-na-publicação

Conceição, Felipe C.

Equalização de sistemas sonoros baseada em filtros inversos:
metodologia de projeto e implementação em tempo real em plataforma DSP /
F. C. Conceição -- versão corr. -- São Paulo, 2020.
119 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1.Processamento Digital de Sinais 2.Sistemas Embarcados 3.Equalização de áudio I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II.t.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Wesley Beccaro pelo incentivo, encorajamento e investimento ao longo de todas as etapas e que tornou possível o desenvolvimento deste trabalho.

Ao prof. Justo pela oportunidade cedida, pelo espaço disponibilizado, por ter participado da minha banca de qualificação e pela amizade.

Ao Jair da sala de medidas do LME pela ajuda com seu conhecimento e habilidade técnica.

Aos funcionários Ricardo e Walter da marcenaria da Poli que ajudaram na construção do protótipo.

Aos meus familiares, sobretudo aos meus pais Julio e Indiara e também a minha madrinha Jaci, por todo apoio. Ao meu padrinho Alexandre, que ao estender a mão me incentivou a superar desafios. À todas as pessoas que fizeram parte deste trabalho e também da minha graduação.

À Capes pelo apoio financeiro.

RESUMO

Sistemas sonoros reais tais como caixas e equipamentos de som requerem correções. Para atenuar os efeitos causados pelo sistema sonoro, equalizadores de áudio são aplicados com a finalidade de compensar distorções harmônicas, não linearidades dos sistemas, bem como compensar o efeito da acústica do ambiente. Com o aumento da capacidade dos sistemas dedicados para realizar processamento digital de sinais em tempo real, torna-se possível embarcar as soluções de filtragem e equalização nos próprios sistemas sonoros, descentralizando o processamento e aumentando a complexidade dos sistemas acústicos. Diversas empresas e trabalhos acadêmicos apresentam soluções para mitigar as imperfeições de sistemas sonoros. Contudo poucos trabalhos apresentam uma plataforma flexível e de baixo custo capaz de implementar as correções em tempo real utilizando processadores digitais de sinais (DSPs). Este trabalho apresenta o projeto e o desenvolvimento de uma caixa acústica e de um sistema que combina filtros divisores de frequências (*crossover*) e equalizadores de áudio utilizando microprocessadores de baixo custo e alta capacidade de processamento de sinais. O trabalho apresenta uma descrição dos principais algoritmos e técnicas de equalização, dos tipos de caixa acústica e algumas recomendações encontradas na literatura para o seu projeto e caracterização. Além disso, são descritas as plataformas de desenvolvimento, em especial, o *kit* STM32F7 *Discovery* que possui núcleo ARM[®] Cortex[®]-M7. A metodologia de caracterização da resposta em frequência da caixa acústica com e sem equalização é descrita e os métodos para extração das principais características acústicas são detalhados. A caracterização acústica foi feita em uma sala pequena e com mobiliário, típico cenário encontrado em salas de apresentação e pequenos auditórios. Os resultados demonstram a viabilidade de desenvolvimento de equalizadores baseados em filtros inversos utilizando estruturas de filtros digitais FIR (*Finite Impulse Response*) e IIR (*Infinite Impulse Response*). Os equalizadores projetados garantiram variação máxima de magnitude de, aproximadamente, ± 5 dB na banda de frequências entre 100 Hz e 20 kHz. Para as estruturas de filtros discretos propostos foram também avaliados os desempenhos em termos de tempo de execução do algoritmo crossover e equalizador. O melhor resultado foi obtido utilizando a estrutura IIR que possui tempo de execução de 1,6114 ms para a implementação proposta. Desta forma, o trabalho apresenta uma metodologia para o projeto de sistemas de equalização em tempo real além de demonstrar a viabilidade do uso do DSP proposto para aplicações em equalizadores embarcados.

Palavras-Chave: Equalização de áudio. Processamento digital de sinais. Filtros digitais. Sistemas embarcados. Projeto de sistemas de áudio.

ABSTRACT

Sound systems such as loudspeakers and sound equipment require corrections. To mitigate these effects, audio equalizers are applied to compensate harmonic distortions, nonlinearities from the systems, as well as to correct the effect of room acoustics. With the increased capacity of dedicated systems to perform digital signal processing in real-time, it becomes possible to embed digital filters and equalizers within the sound systems, decentralizing processing and increasing the complexity of acoustic systems. Several companies and academic papers present solutions to mitigate the imperfections of sound systems. However, few studies present a flexible and low-cost platform capable of implementing real-time corrections using digital signal processors (DSPs). This work presents the development of loudspeakers and a system that combines crossover filters and audio equalizers using low-cost microprocessors. The work also presents a description of the main algorithms and equalization techniques, types of loudspeakers as well as some recommendations found in the literature for their design and characterization. Besides, development platforms are described, in particular, the STM32F7 Discovery kit that has ARM® Cortex®-M7 core. The characterization methodology of the loudspeaker frequency response with and without equalization is described and the methods for extracting the main acoustic characteristics are detailed. The acoustic characterization was done in a small furnished room, the typical scenario found in presentation rooms and small auditoriums. The results demonstrate the feasibility of developing inverse filter-based equalizers using Finite Impulse Response (FIR) and Infinite Impulse Response (IIR) digital filter structures. The designed equalizers ensured maximum magnitude deviation of approximately ± 5 dB in the frequency range between 100 Hz and 20 kHz. The performance in terms of the execution time of the crossover and equalizer algorithm was also evaluated for the proposed filter. The best result was obtained using the IIR structure which has an execution time of 1.6114 ms, which demonstrates the feasibility of using the proposed DSP for embedded equalization applications.

Keywords: Audio Equalization. Digital signal processing. Digital filters. Embedded systems. Audio Systems.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 – Curvas <i>equal loudness</i> segundo padrão ISO-226 (2003).....	12
Figura 2.2 – Mascaramento em um tom por ruído de banda estreito e centrado em 1 kHz.	13
Figura 2.3 – Formação de ondas estacionárias.	16
Figura 2.4 – Exemplos de modos de vibração em uma sala retangular.....	17
Figura 2.5 – Frequência de transição entre o modelamento realizado com teoria de ondas ou com tratamento estatístico.	18
Figura 2.6 – Caracterização de um ambiente acústico utilizando resposta ao impulso no domínio do tempo.	19
Figura 2.7 – Caracterização de um ambiente acústico utilizando resposta em frequência.	20
Figura 2.8 – Caracterização da sala de médio porte: (a) espectro de amplitude em escala logarítmica de frequência, (b) gráfico <i>waterfall</i> em bandas de 1/3 de oitava, e (c) envelope temporal dos primeiros 50 ms do som direto.	21
Figura 2.9 – Caracterização da sala de concerto: (a) espectro de amplitude em escala logarítmica de frequência, (b) gráfico <i>waterfall</i> em bandas de 1/3 de oitava, e (c) envelope temporal dos primeiros 100 ms do som direto.	22
Figura 2.10 – Partes constitutivas de um alto falante.....	23
Figura 2.11 – Modelo eletro-mecânico-acústico de um alto-falante.	25
Figura 2.12 – Curva de impedância elétrica em função da frequência do <i>woofer</i> 12PW5.	26
Figura 2.13 – Elementos constitutivos do radiador de domo.	26
Figura 2.14 – Vista em corte de uma montagem de <i>driver</i> de compressão.....	27
Figura 2.15 – Exemplo de um sistema de caixa de som automotivo.....	28
Figura 2.16 – Principais tipos de caixas acústicas: (a) caixa selada, (b) caixa <i>bass reflex</i> , (c) sistema com radiador passivo, (d) sistema linha de transmissão, (e) sistema de corneta.....	29
Figura 2.17 – Resposta em frequência para diferentes valores de Q_{tc}	31
Figura 2.18 – Simulação de uma caixa <i>bass reflex</i> mostrando a magnitude do <i>driver</i> e do duto além da combinação de ambos representados na curva da caixa sonora.....	33
Figura 2.19 – Curva de impedância elétrica em função da frequência típica de um alto-falante instalado em uma caixa <i>bass reflex</i>	35
Figura 2.20 – Efeito do formato do gabinete na resposta em frequência.	37
Figura 2.21 – Efeito da difração de gabinete na equalização de uma caixa acústica.	38
Figura 2.22 – Esquema elétrico para rede <i>crossover</i> de primeira ordem.	39
Figura 2.23 – Resposta de amplitude de uma rede <i>crossover</i> de primeira ordem.	40

Figura 2.24 – Soma vetorial de amplitude para redes <i>Butterworth</i> de diversas ordens.	41
Figura 2.25 – Eixo de referência e plano de atraso zero para diferentes posições de transdutores.	42
Figura 2.26 – Desvio do eixo de referência para dois <i>drivers</i> separados fisicamente.....	42
Figura 2.27 – Padrão de irradiação combinado na frequência de <i>crossover</i> para dois <i>drivers</i> não coincidentes em uma caixa acústica.	43
Figura 2.28 – Filtro ativo Linkwitz-Riley de quarta ordem.	44
Figura 2.29 – Redes de <i>crossover</i> : a) <i>single-amping</i> , b), c) e d) <i>bi-wiring</i> e c) e d) <i>bi-amping</i>	44
Figura 3.1 – Resposta de fase adquirida através da transformada de Hilbert: comparação entre a resposta de fase calculada com e sem espelhamento em frequência.	49
Figura 3.2 – Distorção da escala de frequências para diferentes valores de λ	52
Figura 3.3 – <i>Warping</i> de frequências na resposta em frequência de uma sala.	52
Figura 3.4 – Comparação com as escalas de Greenwood e Bark para diferentes valores de λ .53	
Figura 3.5 – Comparação da resposta em frequência de uma caixa de som e seus respectivos algoritmos de equalização baseados em estrutura FIR e <i>warped</i> IIR.....	54
Figura 3.6 – Estruturas de implementação de um filtro IIR: forma direta I e forma direta II, respectivamente.	58
Figura 3.7 – Estruturas de segunda ordem implementadas em cascata.....	58
Figura 4.1 – Diagrama em blocos do projeto de sistema de equalização: projeto e caracterização.	59
Figura 4.2 – Resposta normalizada em diferentes frequências na transição <i>near field</i> e <i>far field</i>	63
Figura 4.3 – Diagrama em blocos do sistema experimental para medição da resposta em frequência do sistema acústico.	65
Figura 4.4 – Diagrama em blocos da metodologia adotada para gerar a curva de equalização.	66
Figura 4.5 – Diagrama em blocos da metodologia adotada para gerar o filtro FIR.	68
Figura 4.6 – Diagrama em blocos da metodologia adotada para gerar o filtro IIR.	75
Figura 5.1 – Interface do VI desenvolvido em LabVIEW para caracterização da impedância elétrica do alto-falante em função da frequência.....	76
Figura 5.2 – Aparato para caracterização do alto-falante: medidor LCR e interface de caracterização.	77
Figura 5.3 – Curva de impedância elétrica em função da frequência do <i>woofer</i> 12PW5.	77

Figura 5.4 – Medida da frequência de ressonância do alto-falante em diferentes posições.....	78
Figura 5.5 – Medida de fase do alto-falante para diferentes posições.....	79
Figura 5.6 – Experimento auxiliar para obtenção de V_{as} utilizando o método da massa adicionada.....	79
Figura 5.7 – Modelo 3D da caixa acústica projetada.	80
Figura 5.8 – Curva de impedância elétrica da caixa de graves para a condição de comprimento de duto igual a 20 cm.....	81
Figura 5.9 – Curva de impedância elétrica da caixa de graves para a condição do comprimento de dutos igual a 38 cm.	82
Figura 5.10 – Aparato de caracterização em uso: detalhe para o microfone para caracterização e a caixa projetada.	82
Figura 5.11 – Resposta em frequência em <i>far field</i> do conjunto <i>driver</i> /corneta.	83
Figura 5.12 – Resposta em frequência em <i>far field</i> do <i>woofer</i>	84
Figura 5.13 – Resposta em frequência em <i>near field</i> do <i>woofer</i>	84
Figura 5.14 – Resposta em frequência do conjunto <i>driver</i> /corneta e <i>woofer</i> medidas em <i>far field</i>	85
Figura 5.15 – Comparação da resposta em frequência simulada do filtro FIR de equalização do conjunto <i>driver</i> /corneta.....	87
Figura 5.16 – Comparação da resposta em frequência simulada do filtro FIR de equalização do <i>woofer</i>	88
Figura 5.17 – Comparação do fator de decimação do filtro FIR de equalização do <i>woofer</i>	89
Figura 5.18 – Comparação da resposta em frequência do conjunto <i>driver</i> /corneta e <i>woofer</i> medidas em <i>far field</i> antes e depois da equalização utilizando filtro FIR.....	90
Figura 5.19 – Comparação da resposta em frequência simulada do filtro IIR de equalização do conjunto <i>driver</i> /corneta.....	93
Figura 5.20 – Plano z dos filtros IIR obtidos pelos métodos de Prony, Steiglitz McBridge e <i>invfreqz</i> para o sistema <i>driver</i> /corneta.....	94
Figura 5.21 – Comparação da resposta em frequência simulada do filtro IIR de equalização do <i>woofer</i>	95
Figura 5.22 – Plano z dos filtros IIR obtidos pelos métodos de Prony, Steiglitz McBridge e <i>invfreqz</i> para o <i>woofer</i>	96
Figura 5.23 – Comparação da resposta em frequência do conjunto <i>driver</i> /corneta e <i>woofer</i> medidas em <i>far field</i> antes e depois da equalização utilizando filtro IIR.....	97
Figura B.1 – Diagrama em blocos do VI desenvolvido no Labview para este projeto.....	108

Figura C.1 – Projeto da caixa acústica no WinISD: parâmetros de entrada e saída.....	109
Figura C.2 – Dimensões da caixa acústica projetada.	110
Figura C.3 – Caixa em aberto apresentando o material absorvedor e os compartimentos da caixa acústica.	111
Figura C.4 – Caixa acústica montada: detalhamento do material absorvedor e da estrutura de suporte utilizando sarrafos.....	111

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1 – Comparação de desempenho do processador para execução dos algoritmos de equalização baseados em filtro inverso FIR.	91
Tabela 5.2 – Comparação de desempenho do processador para execução dos algoritmos de equalização baseados em filtro inverso IIR.	98

LISTA DE ABREVIATURA E SIGLAS

AR	<i>Auto Regressive</i>
ARMA	<i>Auto Regressive Moving Average</i>
CMSIS	<i>Cortex Microcontroller Software Interface Standard</i>
DSPs	<i>Processadores Digitais de Sinais (Digital Signal Processors)</i>
EBP	<i>Efficiency Bandwidth Product</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverted Fast Fourier Transform</i>
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i>
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
LCB	<i>Loudness Critical Band</i>
LPC	<i>Linear Predictive Coding</i>
MAC	<i>Multiply–accumulate operation</i>
MDF	<i>Medium Density Fiberboard</i>
REW	<i>Room Eq Wizard</i>
SIMD	<i>Single Instruction, Multiple Data</i>
SLIT	<i>Sistema Linear e Invariante no Tempo</i>
SPL	<i>Sound Pressure Level</i>
VI	<i>Virtual Instrument</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	7
1.1	JUSTIFICATIVA.....	8
1.2	OBJETIVOS.....	9
1.3	ESTRUTURA DO TEXTO.....	10
2	PERCEPÇÃO SONORA E ESTADO DA ARTE DE SISTEMAS DE PROJETO DE CAIXAS ACÚSTICAS	11
2.1	CONCEITOS DE AUDIÇÃO E PERCEPÇÃO SONORA.....	11
2.2	ACÚSTICA DE SALAS	15
2.2.1	Método modal e estatística	15
2.2.2	Método da resposta ao impulso e da resposta em frequência.....	18
2.3	ALTO-FALANTES: CARACTERÍSTICAS E TIPOS	22
2.4	CAIXAS ACÚSTICAS: TIPOS E PROJETOS.....	28
2.4.1	Tipos de caixas acústicas.....	28
2.4.2	Metodologia de projeto de caixas acústicas	30
2.4.3	Caixa Selada	30
2.4.4	Caixa <i>Bass Reflex</i>	32
2.4.5	Aspectos Construtivos.....	36
2.5	IMPLEMENTAÇÕES DO FILTRO SELETOR DE FREQUÊNCIAS (<i>CROSSOVER</i>)	38
3	TÉCNICAS DE EQUALIZAÇÃO E ESTRUTURAS DE FILTROS DIGITAIS ...	46
3.1	Conceitos de filtro inverso e fase mínima	46
3.2	Transformada de Hilbert	47
3.3	Típicos modelos para equalização: FIR, IIR, AR e ARMA.....	49
3.3.1	Técnicas avançadas de equalização: <i>warped filters</i>	51
3.3.2	Técnicas avançadas de equalização: equalização modal, inteligência computacional e equalizadores adaptativos.....	55
3.4	Projeto dos filtros digitais inversos baseados na estrutura FIR e IIR.....	56
4	MATERIAL E MÉTODOS.....	59
4.1	PROJETO DE SISTEMAS DE EQUALIZAÇÃO: METODOLOGIAS E TESTES	59
4.2	PROJETO DO SISTEMA ACÚSTICO	60
4.2.1	Eletrônica para Processamento Digital de Sinais	60
4.2.2	Sistema Sonoro: componentes e conexões.....	61

4.3	METODOLOGIA DE CARACTERIZAÇÃO E TESTES.....	61
4.3.1	Caracterização do alto-falantes	61
4.3.2	Projeto da caixa acústica	62
4.3.3	Caracterização da resposta acústica	62
4.4	APROXIMAÇÃO DOS EQUALIZADORES INVERSOS NAS ESTRUTURAS FIR E IIR	65
4.4.1	Equalizadores inversos utilizando a estrutura FIR.....	67
4.4.2	Equalizadores inversos utilizando a estrutura IIR.....	68
5	RESULTADOS	76
5.1	CARACTERIZAÇÃO DO ALTO-FALANTE.....	76
5.2	PROJETO DA CAIXA ACÚSTICA	80
5.3	CARACTERIZAÇÃO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DA CAIXA ACÚSTICA.....	80
5.4	PROJETO E CARACTERIZAÇÃO DE EQUALIZADORES BASEADOS EM ESTRUTURAS FIR.....	86
5.4.1	Caracterização da resposta em frequência dos equalizadores baseados em filtro FIR	86
5.4.2	Caracterização da resposta em frequência dos equalizadores FIR em tempo real utilizando a plataforma DSP.....	90
5.4.3	Caracterização em tempo de execução do equalizador baseado em filtro FIR.....	90
5.5	PROJETO E CARACTERIZAÇÃO DE EQUALIZADORES BASEADOS EM ESTRUTURAS IIR.....	91
5.5.1	Análise dos algoritmos de síntese de filtros IIR para obtenção dos equalizadores....	91
5.5.2	Caracterização da resposta em frequência dos equalizadores IIR em tempo real utilizando a plataforma DSP.....	96
5.5.3	Caracterização em tempo de execução dos equalizadores baseados em filtro IIR	98
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	99
6.1	CONCLUSÕES E DISCUSSÕES	99
6.2	TRABALHOS FUTUROS.....	102

1 INTRODUÇÃO

Ao longo da história da humanidade, sistemas sonoros estiveram presentes, além de estarem em constante evolução. Em sua forma mais primitiva, a manipulação dos sons como mecanismo de defesa sempre fez parte do mundo animal. Os seres humanos adquiriram habilidades mais complexas, como o desenvolvimento da fala, forma primária de comunicação.

Dentre os principais avanços tecnológicos, o domínio da eletricidade possibilitou a transmissão de sons através do invento do telefone (SIMONSON *et al.*, 2013). A evolução desses sistemas acompanhou a intensa transição tecnológica que a eletrônica passou a partir da segunda metade do século XX. O rádio valvulado, solução adotada para a transmissão sem fio, demandou um sistema de amplificação de áudio (ORR, 1959) (McINTOSH; GOW, 1949), a exemplo do amplificador Williamsom (WILLIAMSON; WALKER, 1952), e representa bem como a tecnologia da época possuía limitações quanto a eficiência energética, tamanho físico e massa. O marco histórico da eletrônica do estado sólido, descrita no desenvolvimento do transistor, permitiu desenvolver sistemas de amplificação mais eficientes (SILCLAIR, 1998). Posteriormente, com a transição dos sistemas discretos para os circuitos integrados, pôde-se aumentar ainda mais a eficiência energética, além de possibilitar a elaboração de dispositivos mais compactos.

Outro grande salto deu-se a partir da tecnologia digital e do desenvolvimento de microprocessadores e computadores (SILCLAIR, 1998). Além da possibilidade da elaboração de métodos mais eficientes e robustos de transmissão, e da capacidade de registro de dados, seja para análise e manipulação, seja apenas para a apreciação. As mídias de gravação digitais representam uma grande evolução, em comparação aos métodos anteriores como vinil e fita magnética, já que possuem menores níveis de distorção, além de serem mais robustas ao efeito do tempo. Métodos de codificação puderam ser desenvolvidos, melhorando ainda mais a capacidade de reprodução por dispositivos mais baratos, além da transmissão não só de sons previamente armazenados, mas também da transmissão em tempo real, como em conversas por voz e em serviços de *streaming*.

Atualmente sistemas de áudio estão presentes no cotidiano de todos. Estes sistemas são encontrados nas mais diversas formas e qualidades, variando-se desde a sua robustez mecânica à sua qualidade sonora. Discussões acerca da qualidade sonora dos sons digitais estão presentes

entre os puristas, que afirmam uma inferioridade digital por conta da degradação do som devido à sua discretização no tempo (SILCLAIR, 1998). Ainda que avaliações subjetivas sejam também levadas em consideração, a tecnologia digital já atingiu um patamar de desenvolvimento no qual as estruturas fisiológicas do ouvinte limitam sua capacidade de reconhecer tal degradação.

Considera-se boa qualidade sonora, ou alta fidelidade, a capacidade de um sistema reproduzir sons nas frequências audíveis de forma igualmente distribuída (KADAM; SHINDE, 2016). Os sistemas de reprodução sonora utilizam transdutores, em sua maior parte eletromecânicos, a exemplo dos alto-falantes. As limitações físicas dos transdutores impõem restrições na reprodução dos sons, sendo passíveis de caracterização em frequência. Pode-se considerar, em boa aproximação, que estes alto-falantes se apresentem como um sistema linear invariante no tempo (SLIT), possibilitando assim o estudo de métodos lineares para a compensação dos seus efeitos em função de suas respostas em frequência.

Um sistema sonoro também depende do ambiente no qual o som é reproduzido (MOURJOPOULOS, 1994). Diferentes tipos de salas alteram a percepção sonora, devido, principalmente, ao efeito das reflexões do som. Esse efeito é dependente das características geométricas do ambiente de reprodução. Assim, tal fenômeno deve ser levado em consideração quando se quer manter a reprodução fiel à fonte.

Portanto, há uma demanda pelo desenvolvimento de sistemas de áudio com alta fidelidade que corrijam tanto a contribuição do elemento transdutor, presente na cadeia de reprodução do sinal, como do ambiente no qual é reproduzido o som. Para realizar essa correção, pode-se utilizar técnicas de equalização quando necessário, com objetivo de tornar a resposta em frequência do sistema o mais plana possível, garantindo reprodução transparente, ou seja, que não altere as informações frequenciais da fonte sonora (KADAM; SHINDE, 2016).

1.1 JUSTIFICATIVA

Como descrito anteriormente, sistemas de equalização são amplamente empregados. Algumas iniciativas de plataformas versáteis para o projeto de sistemas de áudio têm sido apresentadas. O projeto miniDSP oferece recursos para a implementação de sistemas de *crossover* e de efeitos sonoros (MINIDSP, 2019). Outras plataformas também disponibilizam infraestrutura para o desenvolvimento de equalizadores, como por exemplo: o *kit Snowbird DSP crossover*

(SNOWBIRD, 2019), o *crossover* digital Behringer DCX-2496 (BEHINGER, 2019), entre outros.

Recentemente, a incorporação em caixas acústicas de equalizadores para a correção da resposta de salas com DSP alcançou o mercado consumidor do usuário comum com o produto *Rokit G4* da *KRK Systems* (KRK, 2019). Contudo, as principais técnicas e produtos não possuem flexibilidade para a introdução de novos algoritmos e, em alguns casos, são caros. Desta forma, o desenvolvimento de sistemas sonoros que possuem, de maneira integrada, funções de *crossover* e equalização de alto-falantes, garantindo resposta plana e linear, corresponde à uma contribuição na pesquisa em sistemas de áudio. Outra demanda é estabelecer uma metodologia para realizar equalização em tempo real de sistemas acústicos. Além disso, o presente projeto pode criar as bases para o futuro desenvolvimento de perfis sonoros, que permitam a emulação das respostas de outras caixas acústicas em uma mesma plataforma, ou seja, é possível que estes sistemas sejam emuladores de caixas com projetos diferentes.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo principal deste trabalho é: desenvolver uma plataforma utilizando microcontroladores de baixo custo e uma metodologia para equalização de sistemas de áudio em tempo real.

Os objetivos secundários são: revisar as diferentes técnicas e algoritmos de equalização digital e comparar suas potencialidades; compreender as técnicas de caracterização da resposta em frequência de sistemas de áudio, em específico, caixas de som; apresentar as estruturas digitais de equalização, implementadas em tempo real utilizando microcontroladores ARM® Cortex®-M7, a partir da caracterização dos efeitos dos transdutores (alto-falante), bem como do ambiente de reprodução como elementos que diminuem a fidelidade dos sistemas de som; realizar a caracterização acústica em ambientes de pequenas salas e com mobiliário, típico cenário encontrado em salas de apresentação e pequenos auditórios; desenvolver uma aplicação embarcada, com funcionamento em tempo real, utilizando um ambiente devidamente caracterizado e constituído de ferramentas de baixo custo, capazes de implementar as estruturas de equalização propostas; aplicar a equalização digital de um sistema eletroacústico através da inserção de um filtro digital adequado entre a fonte de sinal e o sistema a ser equalizado; e demonstrar a potencialidade do uso de filtros lineares como alternativa eficiente para o projeto de equalizadores, uma vez que o alto-falante pode ser considerado, em uma primeira

aproximação, como um Sistema Linear e Invariante no Tempo (SLIT); garantir resposta em frequência na faixa de 100 Hz até 20 kHz com no máximo ± 5 dB de variação na banda passante. Desse modo o equalizador pode ser obtido como o inverso da sua função de transferência obtida na caracterização do alto-falante (KARJALAINEN, 1999).

1.3 ESTRUTURA DO TEXTO

O texto está organizado em 5 capítulos, sendo o último dedicado às conclusões e trabalhos futuros.

O primeiro capítulo apresenta o contexto deste trabalho, a justificativa e os objetivos. O capítulo 2 apresenta os aspectos mais relevantes sobre sistemas de reprodução de som que utilizam radiadores eletroacústico. Além disso, faz uma revisão dos conceitos de percepção sonora, dos efeitos causados pelo ambiente na resposta de sistemas sonoros, os tipos de caixas acústicas e algumas regras para o projeto da parte de baixas frequência das caixas acústicas, dos tipos de sistemas de *crossover*. O capítulo 3 descreve o conceito de análise cepstral e transformada de Hilbert, que é utilizada na caracterização da resposta impulsiva dos sistemas acústicos e, finalmente, os principais métodos e algoritmos de equalização.

O capítulo 4 descreve a infraestrutura utilizada tanto para o desenvolvimento dos algoritmos na plataforma de baixo custo do microcontrolador, além do aparato de caracterização elétrica e acústica. O capítulo 5 apresenta os resultados e discussões e, por fim, o capítulo 6, conforme já apresentado, detalha as conclusões e os trabalhos futuros.

2 PERCEPÇÃO SONORA E ESTADO DA ARTE DE SISTEMAS DE PROJETO DE CAIXAS ACÚSTICAS

Este capítulo apresenta os conceitos básicos de percepção sonora, acústica de salas, modelagem de caixas acústicas, e as principais técnicas e algoritmos utilizados para equalização de sistemas sonoros.

2.1 CONCEITOS DE AUDIÇÃO E PERCEPÇÃO SONORA

De forma geral, dois atributos sonoros são importantes para a caracterização perceptual: a frequência e o nível de intensidade sonora. A frequência de um sinal sonoro possui direta influência na limitação auditiva do ser humano que é incapaz de detectar sinais com frequências elevadas ou baixas, uma vez que o sistema auditivo possui uma limitação de faixa típica de 20 Hz a 20 kHz, o que também varia para cada indivíduo e idade. Já o nível de intensidade deve permanecer entre o limiar de audibilidade e o limiar da dor.

Um conceito fundamental é o *loudness* que é o correlato perceptual de volume sonoro com dependência da frequência, da intensidade sonora, do ângulo de incidência, da duração do som e do seu envelope temporal (TOOLE, 2008). Desta forma, essa grandeza fornece a ideia de volume e é medida em *Phon*.

A ideia de relacionar o nível de pressão sonora necessário para diferentes frequências em que a percepção de volume é a mesma foi avaliada inicialmente por Fletcher e Munson (1933). Posteriormente, outros estudos foram feitos, em destaque para Robinson e Dadson (1956), que levaram ao estabelecimento de um padrão ISO (*International Organization for Standardization*).

A Figura 2.1 ilustra o padrão ISO 226 (2003) que estabelece as curvas de *loudness*, que relacionam esta grandeza com a frequência e a pressão sonora. É interessante notar que para um determinado nível de pressão sonora, frequências diferentes são percebidas com volumes diferentes. Esta característica da audição humana é independente da natureza da fonte sonora. Isso estabelece, então, a necessidade de que equipamentos de áudio tenham resposta plana em toda faixa audível de frequências, em outras palavras, que não alterem as diferentes proporções para sensações de volume em função de diferentes frequências. Desta forma, um sistema acústico que apresente resposta plana tende a soar o mais natural possível.

Figura 2.1 – Curvas *equal loudness* segundo padrão ISO-226 (2003).

Fonte: adaptado de (TOOLE, 2008).

Outro fenômeno característico da audição humana é o mascaramento. Esse efeito ocorre quando um som inicialmente audível pode se tornar difícil de ser escutado em decorrência da presença de outro sinal sonoro. Este fenômeno é amplamente explorado em técnicas de compressão de áudio e voz. Para este trabalho, o mascaramento espectral (frequencial) é de maior relevância, ainda que existam outros tipos, a exemplo do mascaramento temporal, energético, informacional, co-modulação, entre outros (PULKKI; KARJALAINEN, 2015).

O sinal sonoro mascarante pode ser de diversos tipos, podendo ser composto por tons puros ou complexos, ou ainda por ruído de banda ampla ou limitado. O seu efeito, porém, é semelhante ao alterar o limiar de audibilidade. A Figura 2.2 ilustra a situação na qual um tom de teste de 1 kHz, ao ter seu limiar de audição determinado segundo experimentos psicoacústicos, é mascarado por um ruído de banda estreita e centrado em 1 kHz (FASTL; ZWICKER, 2007). Em linhas tracejadas está representada a curva do limiar de audição considerando apenas o tom do teste. Percebe-se a formação das curvas de mascaramento, as quais, para o mesmo sinal mascarante, são dependentes da sua intensidade, dado que diferentes valores de LCB (*Loudness* na banda crítica) produzem curvas de mascaramento diferentes, além de apresentarem comportamento irregular, ou seja, para frequências acima do tom de teste, o decaimento da curva de mascaramento é mais lento, ao passo que para frequências abaixo, a inclinação da

curva é praticamente constante. Portanto, para que o sinal do teste seja audível, esse deverá ter intensidade maior do que a imposta pela curva de mascaramento. Tal fato explica como as reflexões acústicas de uma sala podem modificar a percepção do som verdadeiramente emitido por uma fonte sonora.

Figura 2.2 – Mascaramento em um tom por ruído de banda estreita e centrado em 1 kHz.

Fonte: adaptado de (FASTL; ZWICKER, 2007).

Aspectos relacionados à estrutura fisiológica da audição sugerem que o sistema auditivo se comporta segundo mecanismos seletivos de frequência. A membrana basilar, com as células ciliadas ressoando frequências diferentes ao longo de sua disposição na membrana, é responsável pela resolução de frequências e capacidade de discernir sons da cóclea. Experimentos conduzidos por Fletcher (1940) o levaram a propor o termo “*auditory filters*” e as bandas críticas de audição, sugerindo ainda que o sistema auditivo atua como um banco de filtros seletivos superpostos. Tais filtros auditivos têm sua forma e largura de banda dependentes da frequência. A implicação desse desenvolvimento é a ideia de que o ouvinte aplica um filtro psicofísico na faixa de frequências da largura da banda crítica, o qual rejeita ruídos que estejam fora dessa faixa e por sua vez estabelece que a audibilidade depende então da relação sinal-ruído dentro dessa faixa.

Em outras palavras, as bandas críticas são faixas de frequências dentro das quais dois tons tocados simultaneamente causam mascaramento na membrana basilar (HARTMANN, 1998).

Estas bandas possuem extensões diferentes de acordo com a faixa de frequências e podem ser representadas por um número, representado por z .

Escala psicoacústica foram desenvolvidas para o modelamento da audição de forma que a teoria das bandas críticas e bancos de filtros auditivos fossem considerados. Um exemplo é a banda crítica de Bark (ZWICKER, 1961) que teve em seu desenvolvimento a elaboração de uma expressão analítica dada pela equação 2.1:

$$\Delta f_{Bark} = 25 + 75 \left[1 + 1,4 \left(\frac{f_c}{1000} \right)^2 \right]^{0,69}, \quad (2.1)$$

em que f_c é a frequência central da banda.

Superpondo-se às bandas de Bark ao longo da escala de frequências, dá-se origem à escala de Bark, de expressão dada por 2.2:

$$z_{Bark} = 13 \arctan(0,76 f / 1000) + 3,5 \arctan(f / 7500)^2, \quad (2.2)$$

sendo z_{Bark} a taxa de banda crítica na escala de Bark e f é a frequência, em Hz.

Posteriormente, foi desenvolvido um método diferente para a caracterização das bandas críticas, ao se estabelecer as *ERBs* (*Equivalent Rectangular Bandwidths*). Tal método consiste em tratar os filtros auditivos como filtros passa faixas ideais com largura de banda de forma que o sinal carregue a mesma energia (MOORE *et al.*, 1990). Através da equação 2.3 pode-se calcular a *ERB*.

$$\Delta f_{ERB} = 24,7 + 0,108 f_c \quad (2.3)$$

De forma semelhante à escala de Bark, pode-se calcular a escala de *ERB* segundo a equação 2.4:

$$z_{ERB} = 21,3 \log_{10}(1 + f / 229) \quad (2.4)$$

Uma escala auditiva foi proposta por Greenwood (1990) que determina a relação da frequência com a posição na membrana basilar em que ocorre a ressonância. Baseado em medições mecânicas e neurológicas, o mapeamento da cóclea é descrito segundo a equação 2.5:

$$f = 165,4(10^{0,06x} - 1), \quad (2.5)$$

em que x é a posição na cóclea, dada em milímetros, e f é a frequência característica, em Hz, dessa posição.

2.2 ACÚSTICA DE SALAS

Sistemas sonoros dependem da acústica dos ambientes em que eles estão instalados. Características como ambiente aberto ou fechado, salas pequenas ou grandes auditórios, materiais que revestem paredes, teto e piso, entre outros atributos são cruciais para o desenvolvimento de equalizadores. Com o objetivo de caracterizar os ambientes, diferentes técnicas de análise são utilizadas, entre elas: modal, estatística, resposta ao impulso e resposta em frequência.

2.2.1 Método modal e estatística

A teoria de ondas acústicas é viável para explicar os fenômenos decorrentes da propagação do som em ambientes de dimensões próximas aos seus comprimentos de onda. Através da equação de onda (2.6), pode-se obter as grandezas importantes como a pressão sonora, p , e a velocidade de propagação em diferentes posições.

$$\frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial t^2} = c^2 \cdot \Delta p(x,t) = \frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial x^2}, \quad (2.6)$$

no qual x corresponde à posição, t é a variável tempo e c é a velocidade de propagação do som. A equação de onda permite avaliar fenômenos que ocorrem na região de baixas frequências, como as ressonâncias, também conhecidas como modos da sala. Os modos ocorrem devido às ondas estacionárias formadas, ou seja, interferências que ocorrem por meio das reflexões nas suas extremidades e que dependem assim das dimensões internas da sala.

Como ilustrado na Figura 2.3, pode-se calcular as frequências das ondas estacionárias unidimensionais relativas aos modos formados segundo a equação 2.7.

$$f_n = \frac{c}{n2L} \quad (2.7)$$

sendo $n \in \mathbb{Z}$; $n > 0$ o modo de onda e L correspondendo à distância entre as duas superfícies refletoras.

Figura 2.3 – Formação de ondas estacionárias.

Fonte: adaptado de (DAVIS; PATRONIS JR., 2006)

Em geral, uma sala apresenta 3 tipos de modos de vibração: modos axiais, os quais as ondas estacionárias são formadas através das ondas que se movem em uma única direção e são perpendiculares às paredes, chão ou teto; modos tangenciais, com ondas estacionárias formadas em duas direções, ou seja, as ondas trafegam em um plano ortogonal à origem, tangencial a um par de paredes e oblíquo às demais; modos oblíquos, com ondas estacionárias com origem na propagação em três direções, portanto são oblíquas a todas as paredes. A Figura 2.4 apresenta esquematicamente esses modos de vibração.

Figura 2.4 – Exemplos de modos de vibração em uma sala retangular.

Fonte: adaptado de (EVEREST; POHLMANN, 2009).

Para uma sala retangular com uma pequena fonte sonora na origem dos eixos coordenados, como ilustra a Figura 2.4, os modos normais podem ser calculados por:

$$f_N = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{N_x}{L_x}\right)^2 + \left(\frac{N_y}{L_y}\right)^2 + \left(\frac{N_z}{L_z}\right)^2}, \quad (2.8)$$

no qual N_x , N_y e N_z correspondem aos modos de vibração nas direções x , y e z , respectivamente, e L_x , L_y e L_z são as dimensões da sala.

Pode-se ainda analisar os fenômenos considerando as ondas se propagando em linha reta, de forma semelhante à óptica geométrica. A teoria geométrica é utilizada para descrever as reflexões o que permite calcular seus efeitos através de fontes sonoras virtuais.

Um campo difuso, também conhecido como campo homogêneo, é aquele que possui propriedades constantes ao longo de todo o ambiente. Nestes casos, a distribuição de energia sonora é constante em toda a sala. Assim, não há formação de ondas estacionárias nem modos de forma isolada, ou seja, ressonâncias decorrentes da geometria da sala. Utiliza-se para tal o tratamento estatístico, sendo a energia sonora de cada ponto da sala a combinação de eventos sonoros provenientes de diversas direções.

A Figura 2.5 apresenta uma divisão entre os métodos de análise do comportamento de ondas acústicas de acordo com a frequência que esteja sendo emitida por um sistema sonoro.

Figura 2.5 – Frequência de transição entre o modelamento realizado com teoria de ondas ou com tratamento estatístico.

Fonte: adaptado de (TOOLE, 2008).

Para frequências menores que a de transição (frequência de Schroeder), o problema deve ser tratado utilizando teoria de ondas, já para frequência maiores do que a de transição, deve-se levar em conta o tratamento estatístico, que considera os campos difusos e modela o comportamento das ondas acústicas tal como apresentado na óptica geométrica, conforme descrito anteriormente.

2.2.2 Método da resposta ao impulso e da resposta em frequência

A resposta ao impulso obtida de uma fonte sonora em uma posição específica numa sala é bastante peculiar, pois fornece algumas informações físicas do ambiente. Um exemplo de resposta ao impulso é apresentado na Figura 2.6. A primeira característica corresponde ao atraso inicial, que indica o tempo de propagação do som do elemento transmissor até o receptor, ponto da sala em que a medida está sendo feita. No domínio do tempo, o atraso precede o pico de maior amplitude (*direct sound*). As *early reflections* representam as primeiras reflexões do som no chão, teto e paredes, e estão relacionadas com a geometria do ambiente. Essas medidas indicam a localização da fonte sonora e a percepção do seu timbre. O conteúdo espectral do som direto e das reflexões é diferente, sendo que este depende das paredes, chão e teto, que absorvem as altas frequências (CECCHI *et al.*, 2018).

As múltiplas reflexões ocorrem ao longo do tempo, apesar de sofrerem desvanecimento, gerando de forma aleatória o trecho subsequente que é a reverberação. O tempo de reverberação é definido como o tempo para que o nível de pressão sonora dos sons refletidos decresça 60 dB. Esse parâmetro pode ser calculado pela equação de Sabine (2.9).

$$RT_{60} = \frac{0,163 \cdot V}{A} (s), \quad (2.9)$$

no qual RT corresponde ao tempo de reverberação do ambiente, dado em segundos, V é o volume da sala, dado em m^3 , e A representa a área de absorção sonora equivalente aos elementos construtivos da sala, valor em m^2 , que é dada pela expressão (2.10).

$$A = \sum_{i=1}^n \alpha_i S_i, \quad (2.10)$$

sendo α_i o coeficiente de absorção sonora de cada elemento construtivo e S_i sua área.

A resposta em frequência deixa evidente a necessidade de equalização. Para frequências mais baixas, seus comprimentos de onda são de dimensões comparáveis às dimensões da sala, o que gera ondas estacionárias. Por essa razão, pontos bem definidos de máximos e mínimos geram picos e vales (*notches*) na resposta em frequência. A Figura 2.7 apresenta um exemplo de resposta em frequência do mesmo ambiente caracterizado na Figura 2.6. Nota-se que a quantidade de *notches* aumenta proporcionalmente ao aumento da frequência (CECCHI *et al.*, 2018), até que seja atingida a frequência de Schroeder, a partir da qual a curva da resposta em frequência fica extremamente irregular, evidenciando a região de tratamento estatístico.

Figura 2.6 – Caracterização de um ambiente acústico utilizando resposta ao impulso no domínio do tempo.

Fonte: adaptado de (CECCHI *et al.*, 2018).

Figura 2.7 – Caracterização de um ambiente acústico utilizando resposta em frequência.

Fonte: adaptado de (CECCHI *et al.*, 2018).

Um estudo de caso proposto por Paatero (2002) ilustra a caracterização de dois ambientes acústicos distintos: uma sala de médio porte e uma sala de concerto.

A sala de médio porte, de dimensões $5,5 \times 6,5 \times 2,7$ m, possui características irregulares e pouca atenuação em baixas frequências (PAATERO; KARJALAINEN, 2002). A resposta ao impulso foi medida a 3 metros de distância na linha média das paredes laterais utilizando monitores de áudio. A Figura 2.8 apresenta o espectro de amplitude e o comportamento da resposta em frequência ao longo do tempo. Verifica-se da curva (b) que ao longo do tempo as frequências inferiores a 300 Hz desvanecem mais lentamente, entretanto, frequências altas tendem a decair com maior intensidade.

Figura 2.8 – Caracterização da sala de médio porte: (a) espectro de amplitude em escala logarítmica de frequência, (b) gráfico *waterfall* em bandas de 1/3 de oitava, e (c) envelope temporal dos primeiros 50 ms do som direto.

Fonte: adaptado de (PAATERO; KARJALAINEN, 2002).

A sala de concerto com aproximadamente 700 lugares, teve sua resposta medida na sétima fila. Por limitações no equipamento a resposta foi obtida na faixa de frequência de 100 Hz a 10 kHz, que corresponde à banda útil de frequências dessa fonte. Percebe-se da Figura 2.9 que o decaimento é lento e a presença da reverberação é melhor evidenciada.

Figura 2.9 – Caracterização da sala de concerto: (a) espectro de amplitude em escala logarítmica de frequência, (b) gráfico *waterfall* em bandas de 1/3 de oitava, e (c) envelope temporal dos primeiros 100 ms do som direto.

Fonte: adaptado de (PAATERO; KARJALAINEN, 2002).

2.3 ALTO-FALANTES: CARACTERÍSTICAS E TIPOS

Transdutores eletroacústicos nas diferentes faixas de frequências (graves, médias e agudas) e encontrados nos diferentes sistemas sonoros, baseiam-se no mesmo conceito: um diafragma em movimento devido ao campo eletromagnético modulado em amplitude atuando em conjunto

com um ímã permanente (TAVARES, 2010). A Figura 2.10 apresenta um corte de um alto-falante eletroacústico.

São três os principais sistemas para o funcionamento de um alto-falante: o sistema motor, que é composto pelo ímã, peça polar, entreferro e a bobina móvel; o diafragma (cone); e a suspensão que é composta pela aranha ou centragem e o anel de suspensão.

O sistema motor é responsável pela movimentação (vibração) do diafragma. Ao se aplicar uma corrente à bobina móvel, gera-se um campo eletromagnético perpendicular ao fluxo da corrente. Esta ao interagir com o campo do ímã permanente resulta em um deslocamento do diafragma, que por sua vez gera uma onda mecânica.

Figura 2.10 – Partes constitutivas de um alto faltante.

Fonte: adaptado de (TAVARES, 2010).

O diafragma é fundamental para que as vibrações mecânicas possam gerar ondas sonoras. O cone necessita ser rígido para que seu movimento seja uniforme a fim de evitar cancelamentos de fase em algumas frequências, o que implicaria em uma resposta em frequência não plana. De fato, diversos modos de vibração podem ser formados, podendo ser radiais, concêntricos ou ainda uma combinação de ambos. Esses modos de vibração estabelecem o comportamento observado na resposta em frequência constituído de picos e vales.

O tamanho do cone influencia a diretividade do alto-falante, pois para comprimentos de onda maiores que o diâmetro do cone, o padrão de radiação pode ser considerado esférico, contudo, quanto maior a frequência (menor comprimento de onda), mais estreito o seu padrão de diretividade.

O anel de suspensão, ou *surround*, além de manter a extremidade superior do cone estável, desempenha um papel importante no amortecimento de ressonâncias formadas no cone e que

degradam a resposta em frequência do alto-falante. Por vezes, além do sistema de suspensão, o *surround* pode ser visto como parte do projeto do cone, já que pode atenuar suas reflexões e ressonâncias (DICKASON, 2005). A escolha do tipo de material, da espessura, da rigidez, e o tipo de projeto do *surround* pode alterar substancialmente a resposta do alto-falante.

A aranha (centragem), ou suspensão traseira, além da função de manter a bobina móvel centralizada sobre a peça polar no entreferro, é a principal responsável pela força restauradora (compliância) do alto-falante, aquela que mantém o cone nos eixos tanto radial quanto axial (SELF, 2011). É a rigidez da aranha, em conjunto com a massa total do alto-falante, quem determina a frequência de ressonância do alto-falante (DICKASON, 2005).

O deslocamento excessivo do cone devido ao fornecimento de elevados valores de potência, sobretudo em frequências baixas, pode ser fonte de não linearidades para o sistema. Pode ainda danificar permanentemente o sistema de suspensão.

Os alto-falantes apresentam baixíssimo rendimento, algo em torno de 2% da energia fornecida é aproveitada acusticamente (DICKASON, 2005). Isso significa uma perda de 98% da energia elétrica fornecida pelo amplificador, perda que é na sua maior parte devido à carga acústica predominantemente reativa dos radiadores diretos (alto-falantes de cone), existindo ainda perdas por atrito das partes móveis e também as perdas térmicas. Portanto, é necessário proteger o alto-falante contra superaquecimento a fim de evitar carbonização da bobina móvel. Existe ainda, associado ao fenômeno térmico, a compressão de potência. Trata-se do efeito do acréscimo da temperatura na resistência elétrica da bobina, que causa um aumento do valor de resistência elétrica, e assim faz com que ao se aumentar a potência fornecida pelo amplificador, a pressão acústica gerada aumente menos do que o esperado.

Um exemplo de radiador de cone é o *woofer*, um tipo de alto-falante projetado para a faixa de frequências correspondente aos graves e médio graves. É comum na literatura o alto-falante ser modelado através de um sistema eletro-mecânico-acústico (*mobility analogy*) por meio de um modelo de conversão de energia representado por elementos de circuitos elétricos (THIELE, 1971) (SMALL, 1972) (EARGLE, 2003), (DICKASON, 2005), (SELF, 2011).

A Figura 2.11 ilustra este modelo com os respectivos elementos passivos representando os parâmetros de um sistema eletro-mecânico-acústico, sendo que Bl representa o fator de força (produto do campo de indução magnética pelo comprimento do fio na bobina) e S a área do cone.

Figura 2.11 – Modelo eletro-mecânico-acústico de um alto-falante.

Fonte: adaptado de (SELF, 2011).

Por meio desse modelo é possível observar como se dá o acoplamento entre os domínios elétrico e mecânico através do sistema motor, além de visualizar a contribuição da área do cone para o acoplamento com o domínio acústico, que é o responsável pela reprodução sonora.

De fato, por meio desta representação é ainda possível visualizar com maior verossimilhança a carga equivalente que um amplificador de áudio possui, que é bem diferente daquela correspondente à impedância nominal puramente resistiva fornecida pelos fabricantes.

A Figura 2.12 ilustra a curva de impedância elétrica de um alto-falante comercial utilizado neste trabalho, o *woofer* 12PW5 da Selenium.

Para transdutores voltados à faixa das médias e altas frequências, como é o caso de *tweeters* e dos *drivers* de compressão para sistemas de corneta em altas frequências, em geral são empregados radiadores que não possuem diafragma cônico, e sim em forma de domo. A Figura 2.13 ilustra a construção típica encontrada em *tweeters*.

Os radiadores de domo possuem a bobina com o mesmo diâmetro do diafragma, o que possibilita uma melhor dissipação de calor, tendo em vista que seu tamanho reduzido dificulta sua utilização em altas potências por conta do tamanho da bobina. Ainda, diferente do radiador de cone, seu diafragma é convexo (em forma de calota) e possui apenas uma suspensão.

Figura 2.12 – Curva de impedância elétrica em função da frequência do *woofer* 12PW5.

Fonte: adaptado de (SELENIUM, 2019).

Figura 2.13 – Elementos constitutivos do radiador de domo.

Fonte: adaptado de (DAVIS; PATRONIS, 2013).

Drivers de compressão se assemelham aos *tweeters* ao possuírem alguns elementos construtivos comuns, a exemplo do diafragma de domo, da bobina móvel e de apenas uma única suspensão. Porém, o ar produzido pela vibração do diafragma passa por uma região de estrangulamento antes de encontrar o meio externo. Os *drivers* são usualmente parte integrante de sistemas de cornetas, combinação que permite alcançar valores elevados de SPL (*Sound Pressure Level*).

As cornetas provêm alta impedância acústica em sua garganta e acoplam com o ar por meio da sua maior abertura, a boca. Desta forma, sua eficiência é aumentada significativamente, pois, há um casamento de impedância acústica tendo em vista que as cornetas atuam como transformadores acústicos.

Este ganho de eficiência ocorre devido à carga acústica predominantemente resistiva apresentada pelo sistema. Desta forma, é comum um sistema de corneta apresentar sensibilidade da ordem de 110 dB SPL, o que permite, com a menor potência fornecida, menor dissipação térmica e assim evitar os problemas relacionados ao aumento de temperatura. É preciso, no entanto, levar em consideração a possibilidade do surgimento de distorções devido aos altos valores de pressão formados pelo *driver* na garganta da corneta. Este problema pode ser contornado escolhendo cornetas com perfil adequado de forma a minimizar o comprimento da região de maior pressão. Portanto, é necessário o correto dimensionamento do sistema para que assim este seja adequado ao nível de SPL em que irá atuar. A Figura 2.14 apresenta a vista em corte de uma corneta acoplado a um *driver* de compressão.

Figura 2.14 – Vista em corte de uma montagem de *driver* de compressão.

Fonte: adaptado de (JBL, 2019).

A Figura 2.15 apresenta um exemplo de sistema acústico automotivo possuindo *woofer*, *driver* com corneta, dutos e *tweeter*. Alto-falantes automotivos possuem características próximas aos transdutores utilizados em sistemas residenciais (RIGHI, 2012), em especial, nas características de tamanho reduzido e resposta em frequência plana. Por outro lado, possuem maior distorção para altos valores de SPL, pois necessitam ter menor massa para serem empregados em veículos. Alto-falantes profissionais possuem maior sensibilidade (o nível de pressão sonora

produzido por cada *Watt* de potência fornecido) e são capazes de reproduzir altos SPLs com baixa distorção e pouca compressão de potência (RIGHI, 2012).

Figura 2.15 – Exemplo de um sistema de caixa de som automotivo.

Fonte: o próprio autor.

2.4 CAIXAS ACÚSTICAS: TIPOS E PROJETOS

2.4.1 Tipos de caixas acústicas

Um alto-falante é mais eficiente acusticamente ao ser alojado em uma estrutura capaz de separar o som emitido para frente daquele irradiado por sua parte da traseira (EARGLE, 2003). As caixas acústicas são fundamentais para a eficiente reprodução sonora almejada e podem apresentar diferentes técnicas construtivas, influenciando na reposta final do sistema. As frequências graves são as que mais sofrem influência de técnicas construtivas, pois, usualmente, carregam maior energia do sinal sonoro emitido. Além disso, as frequências graves são beneficiadas por técnicas capazes de não apenas evitar cancelamentos, mas de também reforçá-las. A Figura 2.16 ilustra as variações de construção comumente empregadas.

A caixa selada, Figura 2.16 a), é a estrutura de caixa comumente encontrada. Isso se deve à sua facilidade de construção, já que consiste apenas de uma caixa fechada de volume adequado. A caixa *bass reflex*, ou refletora de graves, representa uma evolução de projeto, ao passo que a inserção de um duto, Figura 2.16 b), torna possível um melhor aproveitamento na reprodução de frequências graves. O duto ressoa com o volume de ar do interior da caixa, que está sob influência da vibração do cone do alto-falante. Desta forma, o duto atua como um segundo elemento emissor de ondas sonoras.

Figura 2.16 – Principais tipos de caixas acústicas: (a) caixa selada, (b) caixa *bass reflex*, (c) sistema com radiador passivo, (d) sistema linha de transmissão, (e) sistema de corneta.

Fonte: adaptado de (SELF, 2011).

A caixa que emprega o sistema de radiador passivo, Figura 2.16 c), opera segundo um princípio semelhante ao da caixa *bass reflex*, porém, em vez de um duto, utiliza-se um diafragma como segundo alto-falante eletricamente desconectado, mas acusticamente acoplado. Neste caso, o segundo emissor de sons (parte mecânica do alto-falante desconectado) tem características diferentes daquelas do caso anterior (duto), fornecendo diferentes resultados.

Representado na Figura 2.16 d), o sistema de linha de transmissão também provê o reforço de graves, mas o faz segundo um princípio diferente ao apresentado anteriormente, que exploram a ressonância do alto-falante em conjunto com o volume de ar interno à caixa para estabelecer critérios de projeto. No sistema de linha de transmissão a atenção é voltada ao comprimento do duto, que é projetado de forma a permitir o reforço em frequências baixas. O som irradiado internamente pela parte traseira do alto-falante tem sua fase invertida devido ao tamanho do percurso, e, ao alcançar a saída pelo duto frontal, a energia sonora de baixas frequências é

combinada com a emitida pelo alto-falante (DICKASON, 2005). Para o projeto dessas caixas, é necessário revestir internamente a linha de transmissão com material absorvente para evitar ressonâncias espúrias.

Por último, a Figura 2.16 e) apresenta um sistema de corneta. Uma corneta acústica é usada para melhorar a eficiência do acoplamento entre o transdutor e o ar (SELF, 2011). É então um dispositivo capaz de realizar um casamento de impedâncias acústicas, distribuindo pressão concentrada em áreas pequenas para áreas maiores, melhorando a saída acústica do sistema. Sistemas de corneta são amplamente utilizados por melhorar a eficiência de uma forma geral.

2.4.2 Metodologia de projeto de caixas acústicas

Os parâmetros Thiele-Small representam a sintetização de uma metodologia de análise do comportamento dos alto-falantes por meio de sua natureza eletromecânica. Por meio deles, é possível alcançar a melhor aproximação de desempenho esperado para uma determinada caixa acústica. Essa teoria foi inicialmente proposta por THIELE (1971), e ampliada por SMALL (1972). Nela, utilizando uma abordagem semelhante à teoria de filtros elétricos, foi modelado o comportamento do alto-falante nas baixas frequências. Nessa faixa de frequências o alto-falante possui características do tipo filtro passa-altas e se comporta como pistão.

Os parâmetros mais relevantes considerados nesse modelo são: frequência de ressonância (f_s), fator de qualidade mecânico (Q_{ms}), fator de qualidade elétrico (Q_{es}), fator de qualidade total (Q_{ts}), área efetiva do cone (S_d) e o volume equivalente acústico do alto-falante (V_{as}).

2.4.3 Caixa Selada

Uma caixa acústica selada é aquela que não possui dutos nem furos na cavidade do alto-falante. A massa das partes móveis de um alto-falante e a compliância do ar no interior da caixa (componente elástico) atuam em conjunto para formar um sistema acústico similar a um filtro passa altas de segunda ordem.

A interação de um alto-falante com uma determinada caixa acústica selada pode ser descrita pelo fator de qualidade do sistema (Q_{tc}). Este parâmetro representa o grau no qual os circuitos elétricos, mecânicos e pneumáticos da combinação alto-falante e caixa interagem para o controle das ressonâncias (DICKASON, 2005). A Figura 2.17 ilustra o comportamento da resposta em frequência do sistema para diferentes valores de Q_{tc} . Para um determinado alto-falante, o Q_{tc} do sistema é determinado através da escolha do volume da caixa. Tal parâmetro é calculado através da equação (2.11):

$$Q_{tc} = Q_{ts} \left(\frac{V_{as}}{V_c} + 1 \right)^2, \quad (2.11)$$

em que V_c é o volume da caixa, e, como já descrito, V_{as} corresponde ao volume equivalente acústico do alto-falante. Sendo que o valor de V_{as} pode ser calculado ou medido para um determinado alto-falante.

Para atingir um resultado desejado a partir da combinação de um alto-falante com uma caixa acústica, o fator de qualidade total Q_{tc} é o ponto de partida, pois apresenta valores típicos para que respostas conhecidas sejam alcançadas, também denominadas como alinhamentos.

Alguns valores comuns, apresentados na Figura 2.17, são: $Q_{tc} = 0,5$, que corresponde à resposta criticamente amortecida, nessa condição o alto-falante é pouco eficiente devido ao elevado amortecimento que restringe a faixa de frequência inferior; $Q_{tc} = 1/\sqrt{3} = 0,577$ corresponde à resposta da aproximação de Bessel, que possui os mesmos problemas apresentados anteriormente; $Q_{tc} = 1/\sqrt{2} = 0,707$ corresponde à resposta de Butterworth, sendo plana em amplitude e com resposta em frequência com mínimo corte inferior; $Q_{tc} > 1/\sqrt{2} = 0,707$ corresponde à resposta de Chebyshev *Equal Ripple*, que possui máxima eficiência, contudo apresentando transientes degradados.

Figura 2.17 – Resposta em frequência para diferentes valores de Q_{tc} .

Fonte: adaptado de (DICKASON, 2005).

Escolhido o alinhamento, pode-se calcular o volume da caixa, e também a frequência de corte f_c e o valor de f_3 de acordo com as equações 2.12, 2.13 e 2.14.

$$V_c = \frac{V_{as}}{\left(\frac{Q_{tc}}{Q_{ts}}\right)^2 - 1} \quad (2.12)$$

$$f_c = f_s \cdot \sqrt{\frac{V_{as}}{V_c} + 1} \quad (2.13)$$

$$f_3 = \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{Q_{tc}^2} - 2\right) + \sqrt{\left(\frac{1}{Q_{tc}^2} - 2\right)^2 + 4}}{2}} \cdot f_c \quad (2.14)$$

2.4.4 Caixa *Bass Reflex*

Como apresentado anteriormente, uma caixa acústica *bass reflex* é aquela que possui duto(s) na cavidade do alto-falante. O volume de ar no interior da caixa possui características elásticas tais quais as de uma mola (compliância acústica) e o pórtilo (duto) se comporta como um elemento de massa acústica (semelhante a um alto-falante), irradiando ondas sonoras (EARGLE, 2003). As vibrações do alto-falante são transmitidas através da parte traseira de seu cone para o volume de ar no interior da caixa, que por sua vez encontra saída pelo duto. Assim, para baixas frequências, o duto reforça o campo sonoro emitido pelo alto-falante. Abaixo da frequência de sintonia do duto há um efeito contrário, pois, o sinal sonoro sai do pórtilo com fase contrária, o que explica o comportamento conhecido correspondente à queda acentuada nas frequências mais baixas, queda essa de 24 dB por oitava, em contraste com os 12 dB por oitava da caixa selada. Por vezes, este efeito de queda súbita de graves é mencionado como o compromisso de engenharia pela extensão mais eficiente da resposta de graves da caixa *bass reflex*.

O sistema formado pela massa de ar interna à caixa e o duto descreve um sistema físico bastante estudado, o ressoador de *Helmholtz*. A Figura 2.18 ilustra a resposta de magnitude *SPL* e fase, simulada, de uma caixa *bass reflex*, de onde pode-se notar que, na frequência de sintonia, o som é emitido predominantemente pelo duto, e na região abaixo dessa frequência o duto predomina, ao passo que emissão sonora na região após a ressonância fica a cargo do alto-falante.

Figura 2.18 – Simulação de uma caixa *bass reflex* mostrando a magnitude do *driver* e do duto além da combinação de ambos representados na curva da caixa sonora.

Fonte: o próprio autor.

A caixa *bass reflex* pode ser modelada através de um sistema passa altas de quarta ordem como descrito pela equação 2.15:

$$G_v(s) = \frac{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^4}{1 + a_1\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + a_2\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + a_3\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^3 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^4} \quad (2.15)$$

Os coeficientes do sistema podem ser relacionados com parâmetros de projeto da caixa *bass reflex* por meio das equações 2.16, 2.17 e 2.18 abaixo:

$$a_1 = \frac{1}{Q_t \sqrt{h}} + \frac{\sqrt{h}}{Q_{ts}} \quad (2.16)$$

$$a_2 = \frac{\alpha + 1}{h} + h + \frac{1}{Q_l Q_{ts}} \quad (2.17)$$

$$a_3 = \frac{1}{Q_{ts} \sqrt{h}} + \frac{\sqrt{h}}{Q_l} \quad (2.18)$$

Em que $\alpha = V_{as}/V_B$ é a razão de compliância do sistema, que descreve a razão entre a compliância do ar dentro da caixa V_B e a compliância do alto-falante V_{as} , $h = f_b/f_s$ é o fator de sintonia, que é a razão entre a frequência de ressonância ao ar livre do alto-falante, f_s , com a frequência de ressonância da caixa, f_b (frequência de *Helmholtz*). Tanto o α quanto o h são determinados no projeto da caixa acústica de forma a satisfazer as especificações desejadas. Q_l é o fator de qualidade da caixa e depende da sua construção, e tem relação com as perdas de ar e também com o ar interno confinado. De forma geral, para uma caixa de tamanho médio e com leve amortecimento em suas paredes internas, um valor de Q_l igual a 7 pode ser adotado. O parâmetro Q_{ts} é o fator de qualidade total do alto-falante, incluindo suas características elétricas e mecânicas.

A depender dos valores desses coeficientes, a caixa pode ser classificada com um certo alinhamento que reproduz uma resposta em frequência desejada, e a sua resposta é comumente representada pelo quadrado da magnitude, como na equação 2.19:

$$|G_v(j\omega)|^2 = \frac{\hat{\omega}^8}{1 + A_1\hat{\omega}^2 + A_2\hat{\omega}^4 + A_3\hat{\omega}^6 + \hat{\omega}^8}, \quad (2.19)$$

em que $A_1 = a_1^2 - 2a_2$, $A_2 = 2 + a_2^2 - 2a_1a_3$, $A_3 = a_3^2 - 2a_2$ com $s = j\omega$ e $\hat{\omega} = \omega/\omega_0$, em que ω_0 é a frequência de corte do passa altas.

O diâmetro do duto deve ser o maior possível (em relação às dimensões da caixa) a fim de evitar ruídos indesejados, pois em frequências mais baixas um maior volume de ar é movimentado, podendo ocasionar a formação de turbulência devido a excessiva compressão do ar. A equação 2.20 permite encontrar o comprimento do duto que atende às especificações do projeto.

$$L_p = \left(\frac{c}{2\pi f_b} \right)^2 \frac{S_p}{V_{AB}} - 1.463 \sqrt{\frac{S_p}{\pi}} \quad (2.20)$$

Portanto, a área da secção transversal S_p deve ser escolhida e o comprimento L_p calculado de forma que o duto esteja sintonizado com a frequência f_b especificada pelo projeto.

O comportamento em baixas frequências de uma caixa acústica pode ser determinado através da medida de sua impedância elétrica (THIELE, 1971). Por meio dessa medida, podem ser obtidos a razão de compliância α , o fator de sintonia h , e o Q_{ts} do alto-falante. Arbitrando um

valor para Q_l , em conjunto com esses parâmetros obtidos, pode-se determinar a função de transferência, e assim caracterizar a resposta em baixas frequências da caixa. (HERZOG; HILSAMER, 2014). A Figura 2.19 ilustra uma curva de impedância típica para uma caixa *bass reflex*, de onde pode-se obter três valores de frequências, o f_b , que é o ponto de mínimo e corresponde à frequência de ressonância da caixa, f_l é frequência em que a impedância é máxima abaixo de f_b , e f_h que é a frequência em que a impedância é máxima acima de f_b .

Figura 2.19 – Curva de impedância elétrica em função da frequência típica de um alto-falante instalado em uma caixa *bass reflex*.

Fonte: adaptado de (HERZOG; HILSAMER, 2014).

A frequência de ressonância do alto-falante dentro da caixa f_{sb} pode ser computada como $f_{sb} = (f_h f_l) / f_b$. A partir da medida de impedância elétrica, a razão de compliância pode ser obtida através da equação 2.18, o fator de sintonia através da equação 2.19 e o fator de qualidade Q_{ts} através da equação 2.20. (HERZOG; HILSAMER, 2014).

$$\alpha = \frac{(f_h^2 - f_b^2)(f_b^2 - f_l^2)}{f_h^2 f_l^2} \quad (2.18)$$

$$h = \frac{f_b}{f_s} \approx \frac{f_b}{f_{sb}} \quad (2.19)$$

$$Q_{ts} = \left(\frac{1}{20\alpha} \right)^{\frac{1}{3.3}} \quad (2.20)$$

Desta forma, é possível obter, de forma aproximada, os parâmetros de projeto de uma caixa *bass reflex*, e assim caracterizá-la sem que se saiba o seu alinhamento.

2.4.5 Aspectos Construtivos

Idealmente, as caixas acústicas devem ser construídas de forma a não vibrarem em conjunto com o alto-falante. Tal vibração, por simpatia, é capaz de gerar ressonâncias que adicionam coloração ao sistema, modificando assim sua resposta acústica. Uma prática que visa contornar este problema consiste na adoção de materiais rígidos e densos para a construção das caixas acústicas, a exemplo do MDF (*Medium-Density Fiberboard*). É comum também revestir a caixa internamente com materiais absorvedores, a exemplo de feltro e de espumas acústicas, para amortecer eventuais vibrações. Além disso, emprega-se estruturas de reforço interno, denominadas de *bracing*, em casos mais críticos em que o sistema exige alto SPL e para isso deve atuar em alta potência, necessitando de tais reforços.

O formato da caixa acústica influencia sua resposta sonora, como foi provado por Olson (1951) em uma análise feita com diferentes configurações de gabinete. Além do padrão de irradiação, foi avaliado o efeito na resposta em frequência de diferentes caixas, como é possível observar na Figura 2.20.

A importância do trabalho de Olson (1951) reside no fato de que além de o volume interno do gabinete e do material interno de amortecimento serem fatores determinantes de um projeto de caixa acústica, ele propôs que há ainda um fator externo capaz de influenciar o resultado final, que é associado à forma da construção geométrica, consequência direta do fenômeno físico de difração que ocorre no gabinete. Em espaço livre, nas baixas frequências, uma caixa irradia em um padrão esférico. Na medida em que o comprimento de onda diminui, o tamanho da caixa, sobretudo a tampa frontal, passa a exercer influência significativa na forma de irradiação, tornando-se assim semelhante à de um *baffle* infinito, a qual irradia segundo um hemisfério. A difração ocorre principalmente nas frequências da região de transição entre os dois padrões de irradiação (SELF, 2009). As extremidades do gabinete atuam como fontes sonoras defasadas por meio das ondas difratadas, que interferem com o som original emitido, acarretando em perdas.

Na Figura 2.21 é possível observar uma comparação da resposta de uma caixa ideal com *baffle* infinito e de uma caixa de dimensões finitas que apresenta a difração de gabinete. Nota-se uma perda nas baixas frequências e um desvio irregular nas altas. Em (a) a resposta de uma caixa ideal com *baffle* infinito, (b) a resposta de uma caixa de dimensões finitas.

Figura 2.20 – Efeito do formato do gabinete na resposta em frequência.

Fonte: adaptado de (OLSON, 1951).

Figura 2.21 – Efeito da difração de gabinete na equalização de uma caixa acústica.

Fonte: adaptado de (SELF, 2009).

2.5 IMPLEMENTAÇÕES DO FILTRO SELETOR DE FREQUÊNCIAS (*CROSSOVER*)

Uma caixa acústica, na maioria das vezes, combina diferentes transdutores em seu projeto. Um exemplo típico, que é apresentado neste trabalho, é o uso de um *woofer* e um *tweeter*. Tal fato se deve à incapacidade de se alcançar um resultado satisfatório em toda a faixa audível de frequências com apenas um alto-falante. Por vezes, é comum em desenvolvimentos teóricos a simplificação que considera tais fontes sonoras como pontuais, porém fontes reais tem em suas dimensões limitações físicas que impõe restrições aos sons que conseguem emitir.

Um *tweeter* comumente possui um domo de diâmetro da ordem de uma polegada, o que o torna adequado para frequências mais altas, tendo em vista a quantidade de ar que consegue deslocar. Por outro lado, um *woofer*, geralmente escolhido com diâmetro de 12 polegadas, é capaz de gerar frequências graves suficientes para uso em pequenas salas. Assim, o *woofer* possui dimensões e construção adequada para movimentar uma maior massa de ar. Em decorrência do diâmetro do alto-falante muitas vezes possuir dimensões da ordem de grandeza do comprimento de onda de frequências audíveis, há presença do efeito conhecido por *beaming*, devido à diferença de percurso entre sons de diferentes pontos de seu cone. Dois alto-falantes irradiando

separadamente ondas sonoras interferem de forma a gerar reforços ou cancelamentos, efeito conhecido por *lobing*.

Tendo em vista esta necessidade, as redes de *crossover* são uma parte fundamental do projeto de sistemas de som. Estas redes são responsáveis por separar o espectro de frequências de áudio em faixas adequadas para cada elemento transdutor do sistema, para que possam reproduzir em sua faixa otimizada (SELF, 2011).

As redes de *crossover* podem ser compostas de filtros passivos ou ativos. Os filtros passivos possuem maior facilidade de projeto e apresentam uma solução fixa, pois são realizados através de circuitos passivos. Além disso, são mais suscetíveis às distorções devido à qualidade dos componentes, bem como a perdas resistivas, relacionadas à presença de resistores e indutores. Os filtros ativos apresentam maior flexibilidade de projeto, permitindo um melhor casamento entre as impedâncias elétricas.

A implementação mais simples de uma rede de *crossover*, para um sistema de duas vias, pode ser feita combinando um filtro passa-baixas com um filtro passa-altas, ambos de primeira ordem e mesma frequência de corte. A Figura 2.22 ilustra uma possível implementação.

Figura 2.22 – Esquema elétrico para rede *crossover* de primeira ordem.

Fonte: adaptado de (DAVIS; PATRONIS, 2013)

Filtros de primeira ordem com aproximação *Butterworth*, também conhecidos como redes de *Butterworth*, possuem propriedades interessantes, sendo conhecidas como redes de tensão constante, pois é a única rede capaz de reconstruir completamente o sinal separado pelos filtros, pois além da soma ser constante em amplitude, apresenta desvio de fase zero na frequência de

crossover. A Figura 2.23 ilustra a resposta de amplitude obtida com essa rede, sendo que o encontro na faixa de rejeição ocorre em -3 dB.

Figura 2.23 – Resposta de amplitude de uma rede crossover de primeira ordem.

Fonte: adaptado de (DAVIS; PATRONIS, 2013).

O inconveniente desta implementação é a atenuação de apenas 20 dB/década (6 dB/oitava) na faixa de rejeição, valor que pode ser prejudicial aos transdutores, sobretudo os de alta frequência, que teriam que reproduzir sons fora da sua faixa de operação o que pode danificar o transdutor.

A rede *Butterworth* de segunda ordem possui 40 dB/década (12dB/oitava) de atenuação na faixa de rejeição e por esse motivo é amplamente empregada (SMALL, 1971), porém não apresenta a soma unitária independente da frequência e nem desvio de fase zero. Na verdade, há um cancelamento na frequência de *crossover*, pois há um desvio de fase simétrico de 90° nesta frequência para os filtros da rede. Isso demanda uma modificação através da inversão de fase de um dos transdutores, e assim ao invés de se cancelarem, se somam, gerando assim um pico de 3 dB na frequência de *crossover*. De modo geral, as redes de *Butterworth* são do tipo *all pass* (alteram a resposta de fase), já que apenas a de primeira ordem é de fase linear.

A Figura 2.24 ilustra a soma vetorial dos fasores de redes *Butterworth* de diferentes ordens na frequência de *crossover*, sendo que n representa a ordem do filtro, *High* o sinal após o filtro passa-altas e *Low* o sinal após o filtro passa-baixas.

Figura 2.24 – Soma vetorial de amplitude para redes *Butterworth* de diversas ordens.

Fonte: adaptado de (DAVIS; PATRONIS, 2013).

Para $n = 1, 2, 6$ e 7 as fases resultantes são iguais a 0° , contudo para os filtros de segunda e sexta ordem, a amplitude do sinal é nula, o que gera um efeito do tipo filtro *notch* nesta frequência específica. Para $n = 3, 4$ e 5 o sinal resultante possui fase 180° .

Dada a impossibilidade de os alto-falantes irradiarem do mesmo ponto, já que estão fisicamente separados, o posicionamento relativo entre eles irá influenciar o padrão de irradiação. A Figura 2.25 ilustra em duas dimensões o efeito de direcionalidade inerente ao posicionamento relativo das fontes em caixas com diferentes formas geométricas.

As redes de *crossover* separam eletricamente sinais sonoros que serão somados acusticamente e, para tanto, não apenas a amplitude deve ser considerada, mas também a reposta de fase (SELF, 2011). O atraso de grupo presente nos filtros da rede de *crossover* pode alterar o sinal

de forma a causar um desalinhamento de fase e, por consequência, um desvio do eixo acústico, de forma semelhante ao provocado pela distância fixa entre os *drivers*. Ou seja, o atraso de grupo depende da frequência, além de depender da ordem e do tipo de filtro empregado, como ilustrado na Figura 2.26.

Figura 2.25 – Eixo de referência e plano de atraso zero para diferentes posições de transdutores.

Fonte: adaptado de (DICKASON, 2005).

Figura 2.26 – Desvio do eixo de referência para dois *drivers* separados fisicamente.

Fonte: adaptado de (SELF, 2010).

Verifica-se que este desvio do eixo de referência também depende do comprimento de onda, e assim, da frequência do sinal emitido. Na frequência de *crossover*, o desvio do eixo é mais pronunciado (LINKWITZ, 1976). Além disso, pode haver um ganho de amplitude, caso os sinais se encontrem com a mesma fase. O problema de desvio vertical do eixo acústico é indesejável, pois é verificado apenas para algumas frequências, aquelas próximas à frequência de *crossover*.

Linkwitz (1976) propôs uma nova topologia capaz de corrigir este desvio, que posteriormente ficou conhecida como filtro Linkwitz-Riley. Para o projeto da rede de *crossover* devem ser satisfeitos três critérios: primeiramente, para evitar o desvio de eixo, na frequência de *crossover* os sinais devem se encontrar em fase; segundo, os sinais devem se encontrar com uma atenuação de 6 dB para que a soma fosse unitária em todas as frequências; e terceiro, o atraso de grupo deve ser idêntico para ambos os filtros, para que assim o desvio fosse evitado não apenas na frequência de *crossover*, mas em toda faixa audível.

Tal solução consiste em utilizar filtros com aproximação de *Butterworth* em cascata, como proposto por Riley (BOHN, 2019) para tanto satisfazer a condição de amplitude constante como também para considerar o efeito da distância entre os transdutores na correção dos padrões alterados de irradiação sonora. A Figura 2.27 ilustra os diagramas com padrões de irradiação sem correção e com a correção proposta por Linkwitz (1976).

Figura 2.27 – Padrão de irradiação combinado na frequência de *crossover* para dois *drivers* não coincidentes em uma caixa acústica.

Fonte: adaptado de (BOHN, 2005).

A Figura 2.28 ilustra uma implementação do filtro Linkwitz-Riley de quarta ordem, compondo uma cascata de 2 filtros de segunda ordem com aproximação *Butterworth*, tanto nos elementos dos filtros passa-altas quanto nos passa-baixas.

Figura 2.28 – Filtro ativo Linkwitz-Riley de quarta ordem.

Fonte: adaptado de (DAVIS; PATRONIS, 2013).

Alguns procedimentos referentes à amplificação elétrica podem ser utilizados na implementação das redes de *crossover*. Técnicas como o *bi-wiring* e o *bi-amping* são reportadas em Self (2011). A Figura 2.29 ilustra tais procedimentos.

Figura 2.29 – Redes de *crossover*: a) *single-amping*, b), c) e d) *bi-wiring* e c) e d) *bi-amping*.

Fonte: adaptado de (SELF, 2011).

O *bi-wiring* permite que as redes sejam tratadas de forma independente, enquanto que o *bi-amping* além de permitir que o amplificador atue com maior eficiência com cargas que dependem da frequência de forma diferente, torna possível e simples o ajuste para compensar diferentes sensibilidades dos transdutores, sem precisar de atenuadores resistivos, permitindo assim total liberdade de escolha dos *drivers*.

Além das redes de *crossover* ativas analógicas, existem aquelas que utilizam as implementações de filtros digitais, como é o caso deste trabalho. Há um ganho considerável em flexibilidade de implementação tendo em vista que com as técnicas avançadas de processamento digital de sinais é possível realizar correções que se adequem a diferentes configurações de caixas acústicas. Além disso, como reportado anteriormente, com a maior disponibilidade de DSPs e seu elevado poder de processamento, diversos algoritmos foram propostos recentemente. Neste trabalho, são implementados algoritmos de *crossover* em filtros digitais, utilizando a topologia observada na Figura 2.29 (d), a partir das implementações e discussões realizadas nos filtros analógicos anteriormente apresentados.

3 TÉCNICAS DE EQUALIZAÇÃO E ESTRUTURAS DE FILTROS DIGITAIS

Este capítulo apresenta as principais técnicas de equalização bem como as estruturas de filtros digitais que permitem implementar sistemas de equalização em DSPs.

3.1 Conceitos de filtro inverso e fase mínima

Como apresentado anteriormente, sinais sonoros irradiados dentro de uma sala são modificados pelas reflexões das paredes, chão e teto, sofrendo influência do ambiente. Além disso, caixas acústicas necessitam de correções para que a reprodução tenha fidelidade à fonte sonora e, ainda que prometam resposta em frequência plana, são constituídas de alto-falantes que podem introduzir não linearidades devido às limitações físicas em situações de excursão máxima de seu cone. Ambos os problemas citados podem ser corrigidos com técnicas de equalização.

A primeira técnica de equalização proposta utilizava o conceito de filtragem inversa. Nela, a função de transferência do equalizador é dada pelo inverso da função de transferência do sistema linear $H(z)$, sendo $h(n)$ sua resposta impulsiva. Esse sistema pode conter o modelo somente da caixa acústica, ou da caixa e o ambiente em que ela está inserida. Desta forma, a função de transferência do equalizador, $H_{eq}(z)$, pode ser descrita pela equação 3.1:

$$H_{eq}(z) = \frac{1}{H(z)} \quad (3.1)$$

Ainda que o sistema $h(n)$ seja estável e causal, o seu sistema inverso também deve ser estável e causal para que esse sistema seja invertível. Um sistema linear discreto é dito de fase mínima quando seus polos e zeros estão dentro da circunferência unitária. De maneira análoga, sistemas contínuos devem possuir todos os seus polos e zeros no semiplano esquerdo do plano s (CASTRUCCI *et al.*, 2018). Nessas condições, tanto o sistema como seu sistema inverso são estáveis¹. Além disso, para uma determinada resposta de amplitude, tem-se uma única resposta de fase. Ou seja, se a resposta impulsiva de uma sala ou de uma caixa acústica é de fase mínima, então existirá um filtro inverso capaz de remover completamente seu efeito ou imperfeição (NEELY; ALLEN, 1979).

Para um sistema de fase mínima, caso a resposta de fase seja linear (*pure delay*), o atraso de grupo, dado pela equação 3.2, é constante para todas as frequências.

¹ Caso o sistema seja de fase não mínima, o sistema inverso pode ser instável e não causal.

$$\tau_{gd}(\omega) = -[d\phi / d\omega], \quad (3.2)$$

no qual τ_{gd} é o atraso de grupo, ϕ é a resposta de fase do sistema e ω corresponde a frequência angular.

Se a resposta de um sistema for de fase mínima com fase linear, o filtro inverso precisa remover apenas a parte de fase mínima (NEELY; ALLEN, 1979).

Para um sistema de fase mínima, é possível obter a resposta em fase a partir da sua resposta de amplitude utilizando a transformada de Hilbert. Se a resposta em amplitude é corrigida pela equalização, então a resposta de fase mínima normalizada e equalizada torna-se unitária para toda a faixa de frequências.

Grande parte dos sistemas acústicos, com exceção das redes de *crossover*, apresentam resposta de fase mínima (HAWKSFORD, 1997). Contudo, circuitos de *crossover* apresentam, usualmente, resposta de fase não-mínima e a composição do sistema circuito de *crossover*, *woofer* e *driver* pode ser decomposta em um sistema de fase mínima e um sistema com excesso de fase. A resposta com excesso de fase pode ser linearizada ao se convoluir sua resposta impulsiva com uma mesma versão truncada e espelhada no tempo, resultando em um atraso no tempo (HAWKSFORD, 1997). A necessidade desse atraso temporal é uma consequência direta das restrições de causalidade. Porém trata-se de uma aproximação, já que teoricamente uma resposta infinita seria necessária para que a não causalidade fosse completamente eliminada.

Desta forma, sendo a resposta de um sistema de fase mista a convolução da resposta de fase mínima com a resposta de excesso de fase, a resposta inversa do sistema pode ser tratada como a convolução das respostas inversas dos sistemas de fase mínima e excesso de fase. Assim pode-se aproximar um sistema inverso causal e estável a partir da inserção de um fator de atraso à resposta de excesso de fase.

3.2 Transformada de Hilbert

A transformada de Hilbert define a relação entre a parte real e imaginária da transformada de Fourier de uma sequência causal (SCHAFFER, 2012). Considerando uma sequência causal $x[n]$, seu cepstrum $\hat{x}[n]$ e sua transformada de Fourier $X(e^{j\omega})$, o valor do cepstrum complexo é dado pela equação 3.3.

$$\hat{x}[n] \rightarrow \hat{X}(e^{j\omega}) = \ln[X(e^{j\omega})] + j \cdot \arg[X(e^{j\omega})] \quad (3.3)$$

A condição de fase mínima garante causalidade ao cepstrum complexo. Assim, devido a causalidade de $\hat{x}[n]$, as partes real e imaginária de $\hat{X}(e^{j\omega})$ são diretamente relacionadas com a transformada de Hilbert (SCHAFER, 2012).

A resposta impulsiva causal de um sistema de fase mínima pode ser obtida através dos seguintes passos. Primeiramente é calculado o valor do cepstrum complexo, conforme equação 3.4:

$$\hat{h}[n] = IFFT\{\ln(|H_{mp}(e^{j\omega})|)\}, \quad (3.4)$$

sendo $|H_{mp}(e^{j\omega})|$ o módulo da resposta em frequência do sistema de fase mínima

O cepstrum calculado será não causal e precisa ser adaptado, zerando-o para frequências negativas.

Para a obtenção da resposta de fase de um sistema de fase mínima, utiliza-se o procedimento indicado na equação 3.5:

$$\angle H(j\omega) = -\text{Im}\left\{H\left[\ln(|H(j\omega)|)\right]\right\}, \quad (3.5)$$

no qual $\mathbf{H}$ é a transformada de Hilbert.

É necessário, entretanto, que a magnitude da sua resposta em frequência seja espelhada em relação ao eixo das ordenadas, acrescentando assim a resposta referente às frequências negativas. Isso permite que a transformada de Hilbert seja aplicada e assim a resposta de fase seja obtida através do módulo da resposta em frequência.

A Figura 3.1 compara por meio de uma simulação em MATLAB® (APÊNDICE A) a resposta de fase de um sistema de segunda ordem ressonante com fase mínima obtida através da transformada de Hilbert. Para tanto, utilizou-se um sistema discreto com polos complexo conjugados em $0,70j$, $-0,70j$ e zeros em 0 e $-0,5$. É possível verificar que as curvas de resposta de fase e resposta de fase obtida através da transformada de Hilbert estão coincidentes. Tal fato demonstra a potencialidade do método para caracterização de sistemas de fase mínima. Nota-se, também, que caso não seja feito o espelhamento da magnitude da resposta em frequência, a resposta de fase não é obtida corretamente, apresentando diferenças significativas nos extremos das frequências.

Figura 3.1 – Resposta de fase adquirida através da transformada de Hilbert: comparação entre a resposta de fase calculada com e sem espelhamento em frequência.

Fonte: o próprio autor.

3.3 Típicos modelos para equalização: FIR, IIR, AR e ARMA

Para o sistema $h[n]$ considerado linear, invariante, estável e causal, sua função de transferência pode ser aproximada por uma função racional, podendo assim se apresentar através de polos e/ou zeros, conforme equação 3.6.

$$H[z] = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_P z^{-P}} = \frac{\sum_{k=0}^N b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^P a_k z^{-k}}, \quad (3.6)$$

no qual N representa o número de zero e P representa o número de polos.

Em se tratando de sistemas que apresentam comportamento ressonante, verifica-se a presença de polos complexos conjugados. Na resposta de uma sala, os zeros da função de transferência

dependem da posição de medição. Já os pares de polos complexos são comuns à todas as condições de medidas (HANEDA *et al.*, 1994).

Assim, é possível modelar um sistema acústico segundo técnicas de identificação de sistemas e implementar os modelos através de filtros digitais. Os principais modelos paramétricos aplicáveis a este problema são: média móvel MA (*Moving Average*), auto regressivo AR (*Autoregressive*) e auto regressivo com média móvel ARMA (*Autoregressive–Moving–Average*).

O modelo MA é a estrutura mais simples, podendo ser implementada com um filtro FIR. Contudo para determinadas condições de modelagem, em especial salas com reverberações, o comprimento do filtro torna proibitiva a aplicação deste modelo. O comprimento mínimo da resposta impulsiva para atingir uma faixa dinâmica de 60 dB pode ser relacionado com o parâmetro acústico do tempo de reverberação T_{60} , calculado segundo a expressão dada pela equação 2.9, multiplicando-o pela frequência de amostragem (MOURJOPOULOS, 1994).

Os modelos AR e ARMA são implementados com filtros recursivos, o que permite um menor custo de implementação. Além disso, tais modelos possuem polos em sua função de transferência, sendo mais adequados para representar as ressonâncias do sistema.

O modelo AR é implementado com um filtro recursivo IIR e a sua função de transferência apresenta, além de um ganho constante, somente polos. Por este motivo o inverso do modelo AR, que descreve um equalizador, é um filtro FIR. Para determinar o modelo comumente se utiliza predição linear, que visa por meio da análise de auto correlação minimizar o erro de predição segundo o critério dos mínimos quadrados.

Por apresentar somente polos, o modelo AR somente é capaz de gerar modelos de fase mínima e não consegue modelar um atraso puro (PAATERO; KARJALAINEN, 2002). Como é comum um atraso inicial em sistemas sonoros, já que existe um caminho a ser percorrido pela onda sonora entre fonte e receptor, desta forma, o modelo AR mostra-se inadequado em algumas situações.

Para exemplificar os procedimentos descritos anteriormente, a sala de médio porte da Figura 2.8, representada segundo um modelo MA, necessita uma ordem mínima de 10.000, para começar a ter sonoridade similar, o que não condiz com a redução esperada de custo na implementação. O modelamento da sala de concerto da Figura 2.9 é ainda mais crítico, pois a resposta apresenta um efeito mais pronunciado de reflexões, tendo assim maior tempo de decaimento, e comportamento de fase mínima impeditivo para modelar com precisão os detalhes temporais (PAATERO; KARJALAINEN, 2002). O componente *all pass* (fase não mínima) da função de transferência embora tenha espectro plano (não adiciona coloração)

carrega a maior parte da energia reverberante no domínio do tempo (MOURJOPOULOS, 1994).

O modelo ARMA possui polos e zeros, sendo mais abrangente para modelar sistemas de uma forma geral. Contudo, possui maior dificuldade de implementação e eventualmente não apresenta soluções fechadas além de necessitar de aproximações e procedimentos de otimização.

Os parâmetros dos modelos apresentados podem ser obtidos iterativamente. Os métodos de Prony e de Steiglitz-McBride são frequentemente aplicados e tem como saída modelos ótimos. Tais métodos, contudo, podem gerar instabilidades devido a inserção de polos ou zeros fora do círculo unitário do plano z .

3.3.1 Técnicas avançadas de equalização: *warped filters*

A ideia de utilizar uma escala de frequências não uniforme com cálculo da transformada discreta de Fourier foi introduzida por Oppenheim *et al.* (1971). Esta técnica consiste na substituição do atraso unitário z^{-1} por um filtro *all pass* de primeira ordem $D_1(z)$ dado pela equação 3.7:

$$D_1(z) = \frac{z^{-1} - \lambda}{1 - \lambda z^{-1}}, \quad (3.7)$$

sendo λ o parâmetro de distorção e seu efeito pode ser verificado na Figura 3.2.

Da Figura 3.2, verifica-se que valores de λ positivos aumentam a resolução das baixas frequências e diminuem das altas, ao passo que valores negativos de λ têm efeito contrário, ou seja, aumentam a resolução das frequências altas e diminuem das baixas. Para se obter a transformação inversa, basta fazer a transformação com $-\lambda$, segundo a equação 3.8:

$$\tilde{D}_1(z) = \frac{z^{-1} + \lambda}{1 + \lambda z^{-1}} \quad (3.8)$$

De fato, é possível notar da Figura 3.3 que com uma mudança de escala de frequências há uma expansão da resolução na faixa das baixas frequências e uma compressão das frequências altas. A Figura 3.3 apresenta a resposta original de uma sala, a resposta dessa sala com *warping* com $\lambda = 0,2$ e também a resposta com *warping* com $\lambda = 0,5$.

Figura 3.2 – Distorção da escala de frequências para diferentes valores de λ .

Fonte: adaptado de (KARJALAINEN, 1999).

Figura 3.3 – *Warping* de frequências na resposta em frequência de uma sala.

Fonte: adaptado de (CECCHI *et al.*, 2018).

Posteriormente, sua aplicação em áudio e na equalização de sistemas de som foi sugerida por Karjalainen (1999). Escalas de frequências auditivas, a exemplo da escala mel, escala de *Bark* (bandas críticas) e a escala de *ERB* (*Equivalent rectangular bandwidth*), que são não lineares e não uniformes, tentam modelar o comportamento da audição humana (SMITH; ABEL, 1999). Na Figura 3.4, em que os eixos coordenados representam a escala normalizada de frequências

auditivas utilizando a fórmula de Greenwood do mapeamento da cóclea, é possível observar como a distorção na escala de frequência se aproxima da escala de Bark (HÄRMÄ *et al.*, 2000). O valor do parâmetro λ para as escalas de Bark e ERB podem ser determinados pelas equações 3.9 e 3.10 (SMITH; ABEL, 1999):

$$\lambda = 1,0674 \sqrt{\frac{2}{\pi} \arctan(0.06583 f_s)} + 0,1916 \quad (3.9)$$

$$\lambda = 0,7446 \sqrt{\frac{2}{\pi} \arctan(0.1418 f_s)} + 0,03237 \quad (3.10)$$

Este cálculo permite relacionar o parâmetro λ à frequência de amostragem do sistema, obtendo assim uma escala de frequências com propriedades psicoacústicas. Tendo determinado o parâmetro λ , a escala de frequência deve ser convertida.

Figura 3.4 – Comparação com as escalas de Greenwood e Bark para diferentes valores de λ .

Fonte: adaptado de (HÄRMÄ *et al.*, 2000).

Embora os filtros FIR sejam eficientes na equalização em altas frequências, é difícil conseguir bons resultados em baixas frequências pois, devido à sua resolução de frequências uniforme, há a necessidade de ordens elevadas do filtro.

A aplicação dos *warped filters* na equalização de caixas acústicas apresenta bons resultados nas frequências baixas e, de modo geral, é possível alcançar resultados parecidos com os dos filtros

FIR de elevadas ordens, porém com uma ordem muito menor (HÄRMÄ *et al.*, 2000). A Figura 3.5 ilustra uma comparação da resposta em frequência de uma caixa acústica equalizada utilizando filtros *warped* e FIR. Na Figura 3.5, compara-se a resposta de uma caixa com problemas de equalização (curva *orig*) com a resposta de um filtro *warped* de 4ª ordem (curva WIIR4), de um filtro *warped* de 24ª ordem (curva WIIR24) e de um filtro FIR de ordem 105 (curva FIR105).

Verifica-se que para altas frequências, o equalizador utilizando filtro FIR apresenta resposta em frequência plana. Contudo para baixas frequências, somente os filtros *warped* são capazes de manter planicidade da curva de resposta em frequência. Para todos os equalizadores, nota-se que há dificuldade em garantir planicidade nas frequências próximas ao crossover, faixa de 900 Hz a 2 kHz.

Figura 3.5 – Comparação da resposta em frequência de uma caixa de som e seus respectivos algoritmos de equalização baseados em estrutura FIR e *warped* IIR.

Fonte: adaptado de (HÄRMÄ *et al.*, 2000).

A expansão da resolução de graves e compressão de agudos por meio da escolha adequada do parâmetro λ pode então melhorar o desempenho de um equalizador. A escolha de λ com motivação psicoacústica, de forma a aproximar a escala de *Bark*, foi explorada por Bharitkar e Kyriakakis (2003) na equalização de caixas acústicas. Nessa abordagem, a resposta impulsiva medida da caixa na sala tem sua escala distorcida com o método da equação 2.21 segundo um parâmetro λ que aproxime a escala de *Bark*, depois a resposta é modelada por predição linear

(utilizando o método LPC) segundo uma ordem escolhida, posteriormente o modelo obtido é invertido e o equalizador é assim obtido no domínio *warped* (de escalada distorcida) e, finalmente, a transformação inversa (dada pela equação 3.8) é aplicada para que a resposta final no domínio linear seja obtido.

Um aspecto prático relacionado à implementação em tempo real é o custo computacional e esse deve ser levado em consideração. A implementação da estrutura de *warping* de frequências é de elevado custo, porém, considerando o resultado final, o filtro resultante é mais eficiente embora tenha maior complexidade em sua estrutura (HÄRMÄ *et al.*, 2000).

Na literatura, existem trabalhos que realizam a combinação de filtros FIR com *warped* em cascata, garantindo tanto para altas frequências, como para baixas frequências, o melhor desempenho dos filtros respectivamente (RAMOS *et al.*, 2009).

3.3.2 Técnicas avançadas de equalização: equalização modal, inteligência computacional e equalizadores adaptativos

A equalização considerando o efeito das salas de reprodução é um problema mais difícil de contornar quando comparado com a correção da resposta do alto-falante somente. Embora possam empregar as mesmas estruturas de filtros digitais, para a correta caracterização dos ambientes, os filtros acabam sendo de ordens bem elevadas, a exemplo da estimativa que considera o T_{60} citada na seção 2.6.3. O efeito das reflexões do som no interior de uma sala, em frequências altas, é altamente dependente da posição do ouvinte, tendo em vista a ordem de grandeza do comprimento de ondas dessa faixa de frequências. Para as baixas frequências, observa-se por meio das reflexões, a formação de longas ressonâncias, que caracterizam seu comportamento modal. É reportado na literatura uma técnica denominada Equalização Modal, que busca contornar por meio do controle do *decay* (decaimento temporal) o efeito das ressonâncias que apresentam elevado Q (MÄKIVIRTA *et al.*, 2001). As ressonâncias modais de maior decaimento, ou seja, as mais significativas da sala, correspondem a pares de polos complexos conjugados próximos à circunferência unitária. Esses modos são identificados e corrigidos individualmente ao mover seus polos em direção à origem. Este procedimento de mover os polos é chamado de equalização modal (MÄKIVIRTA *et al.*, 2001).

Recentemente, uma maior atenção tem sido dada a equalização de salas utilizando algoritmos de inteligência artificial e de aprendizado de máquina, em especial redes neurais artificiais. Através de aprendizado de máquina é possível modelar as funções de transferência direta e inversa de sistemas acústicos não lineares (SANTOS; FALK, 2016) (PAVLOVIĆ *et al.*, 2018).

O problema básico da equalização geralmente consiste na escolha de uma estrutura de filtro e de um critério de aproximação de uma resposta alvo, na qual se deseja na maioria das vezes planicidade, e assim a correção é feita para o local de reprodução específico. Esta solução, além de ser válida apenas para um único ponto, supõe que um sistema acústico (composto por sistema de reprodução, amplificadores, alto-falantes) e sala apresentam propriedades imutáveis, o que é errado. Em específico a salas de reprodução, que são, geralmente, sistemas variantes no tempo, tendo em vista que o movimento de obstáculos como pessoas, objetos, portas, entre outros, são capazes de alterar a disposição dos campos sonoros. Há ainda a influência da temperatura e da umidade relativa do ar, já que as propriedades das ondas sonoras dependem do meio de propagação. Soluções adaptativas são empregadas em sistemas que variam no tempo e podem ser aplicadas na equalização de salas (ELLIOTT; NELSON, 1989).

3.4 Projeto dos filtros digitais inversos baseados na estrutura FIR e IIR

A implementação da equalização como descrita anteriormente é implementada na prática através de filtros digitais FIR e IIR. As estruturas típicas destes filtros são amplamente utilizadas, pois podem ser prototipadas com blocos especializados dedicados dentro de microprocessadores uma vez que fazem parte das bibliotecas dos principais DSPs. Para o STM32F7, microcontrolador utilizado neste trabalho, existem implementações das típicas estruturas destes filtros na biblioteca CMSIS (*Cortex Microcontroller Software Interface Standard*), o que permite uma otimização no processamento dos sinais e possibilidade de prototipagem rápida.

Na sua forma direta, os sistemas FIR causais possuem função de sistema somente com zeros, como pode ser visto na equação (3.11). Sua equação de diferenças é dada pela equação (3.12):

$$H[z] = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N} = \sum_{k=0}^N b_k z^{-k}, \quad (3.11)$$

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k] x[n-k], \quad (3.12)$$

Filtros FIR são sempre estáveis, já que sua função de transferência não possui polos que possam causar instabilidade. Além disso, estruturas FIR permitem o projeto de filtros com fase linear, o que é relevante em muitas aplicações, como por exemplo, processamento de sinais de áudio, já que eles evitam distorção de fase. Em termos de implementação, os filtros FIR possuem

memória finita e assim um número finito de operações; erros de precisão finita são menos severos quando comparados com filtros IIR.

A estrutura FIR mais simples e aplicada é a forma direta, na qual os coeficientes podem ser diretamente obtidos da equação de diferenças. A implementação em tempo real consiste de um *buffer* de amostras de entrada (linha de atraso), um bloco multiplicador dos coeficientes do filtro FIR, um acumulador e um mecanismo de atualização. Esta operação representa uma soma de convolução e os coeficientes do filtro à resposta impulsiva de um sistema linear.

Por outro lado, um filtro IIR é um filtro recursivo e é em geral representado pela equação de diferenças (3.13):

$$y[n] = -\sum_{k=0}^N a_k y[n-k] + \sum_{r=0}^M b_r x[n-r] \quad (3.13)$$

Aplicando a transformada z, o filtro tem a forma de uma função racional, segundo a equação (3.14),

$$H[z] = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_P z^{-P}} = \frac{\sum_{k=0}^N b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^P a_k z^{-k}}, \quad (3.14)$$

que pode ser fatorada em uma representação de polos e zeros. Com a presença de polos, há uma maior preocupação com a estabilidade.

Quanto à sua estrutura, os filtros IIR podem ser implementados em diferentes topologias, a exemplo das formas direta I e direta II apresentadas na Figura 3.6.

A topologia escolhida determina o número de operações aritméticas bem como a ordem na qual elas são feitas, estando diretamente ligada ao conjunto de instruções e à arquitetura de *hardware* utilizada. Pode assim influenciar o desempenho do filtro, além de estar relacionada aos erros de arredondamento em implementações de precisão finita.

É comum os filtros IIR serem implementados em seções de segunda ordem, *Second-Order Sections* (SOS), na qual, além de garantir a obtenção de polos e zeros reais, permite um maior controle quanto à estabilidade do filtro de maior ordem a ser projetado já que é possível ajustar o ganho entre as seções. Esta estratégia é utilizada nas plataformas DSP através da biblioteca CMSIS. A Figura 3.7 apresenta esquematicamente os métodos de cascata de seções biquadráticas de filtros IIR.

Figura 3.6 – Estruturas de implementação de um filtro IIR: forma direta I e forma direta II, respectivamente.

Fonte: adaptado de (SCHAFER, 2012)

Figura 3.7 – Estruturas de segunda ordem implementadas em cascata.

Fonte: adaptado de (SCHAFER, 2012).

4 MATERIAL E MÉTODOS

Neste capítulo são abordados os materiais e os métodos aplicadas para caracterização dos sistemas acústicos e implementação dos equalizadores utilizando o microprocessador de baixo custo.

4.1 PROJETO DE SISTEMAS DE EQUALIZAÇÃO: METODOLOGIAS E TESTES

A Figura 4.1 apresenta o diagrama em blocos do sistema de equalização em tempo real utilizando os componentes de processamento digital de sinais, além do amplificador de potência e os elementos eletroacústicos. Todos estes itens são detalhados ao longo deste capítulo.

Figura 4.1 – Diagrama em blocos do projeto de sistema de equalização: projeto e caracterização.

Fonte: o próprio autor.

A partir da resposta da sensibilidade do ouvido humano, verifica-se que variações de 1 dB até 3 dB são pouco perceptíveis. A resposta de amplitude medida deverá ser suavizada de modo que esta característica da audição humana seja explorada, além de ser necessária para que uma menor ordem do filtro possa ser adotada. Desta forma, um dos requisitos para projeto do sistema acústico é garantir resposta em frequência na faixa de 100 Hz até 20 kHz com no máximo ± 5 dB de variação na banda passante. Resultados semelhantes são encontrados na literatura como

apresentado na Figura 3.5 (CECCHI *et al.*, 2000). Para garantir reprodução fiel em uma faixa dinâmica ampla, usualmente encontrada no gênero música erudita, considera-se uma diferença entre os sons baixos e altos de aproximadamente 40 dB.

A equalização nas baixas frequências demanda maior atenção já que pode facilmente sobrecarregar o amplificador de potência, pois acréscimos de apenas 6 dB correspondem a uma potência 4 vezes maior. Além disso, a excursão excessiva do cone do alto-falante de graves pode introduzir distorções não-lineares. Assim, a resposta em frequência deverá ter sua faixa de equalização limitada de forma a evitar os problemas mencionados, mas também deve conter a região de *crossover*.

4.2 PROJETO DO SISTEMA ACÚSTICO

Na indústria nacional são encontradas poucas alternativas para alto-falantes de aplicação residencial. Usualmente são encontrados alto-falantes automotivos e para aplicações profissionais de sonorização, como é caso de teatros, auditórios, igrejas, entre outros. Como existe esta lacuna de caixas acústicas residenciais, optou-se por desenvolver uma caixa a partir de técnicas amplamente empregadas em engenharia acústica.

4.2.1 Eletrônica para Processamento Digital de Sinais

Os DSPs são microprocessadores que possuem arquitetura específica para aplicações de processamento digital de sinais. Sua utilização, porém, é onerosa no que tange o seu custo, uma vez que os produtos de fabricantes estabelecidos e comumente adotados em projetos do gênero não são de fácil aquisição para o usuário comum, além disso, demandam plataformas completas constituindo-se de *kits* de desenvolvimento (*hardware*), bem como ferramentas de *software* proprietárias, que exigem manutenção de licença.

Atualmente, existem microcontroladores de baixo custo que possuem arquitetura otimizada para aplicações de processamento digital de sinais. Os processadores ARM® possuem o que o fabricante chama de extensões DSP, um conjunto adicional de instruções que possibilitam a realização com maior eficiência de operações matemáticas características. Por exemplo, a instrução SIMD (*Single Instruction, Multiple Data*) permite o empacotamento de dados de 16 e 8 bits em registradores de 32 bits. Assim, é possível ter acesso, com uma única instrução, a 2 ou 4 dados de 8 ou 16 bits, simultaneamente. Dessa forma, é possível ainda realizar adições e subtrações paralelas.

Este conjunto de extensões DSP conta também com a instrução MAC (*Multiply–Accumulate operation*), que permite multiplicação e acumulação com apenas um ciclo de *clock*, operação bastante utilizada em filtros digitais. Há ainda a instrução SATURATE para implementar saturação, que evita erros de transbordamento, problema comum em operações que lidam com precisão finita.

Como exemplo, os microcontroladores ARM® Cortex®-M7 utilizam tecnologia que é capaz de prover recursos suficientes para tratar de sistemas mais simples de áudio em tempo real (REISS; MCPHERSON, 2014) (ZÖLZER, 2011). Esses microcontroladores possuem baixo custo em comparação com as ferramentas convencionais, sendo então eficientes para aplicações mais simples (MARTIN, 2013) (REAY, 2015) (YIU, 2013). Além disso, possuem bibliotecas otimizadas, tal como a CMSIS-DSP (*Cortex Microcontroller Software Interface Standard*), ambientes de desenvolvimento *open-source*, além de ferramentas que disponibilizam licenças gratuitas com limitações de tamanho de código, tal como é o caso do IDE (*Integrated Development Environment*) IAR Embedded Workbench - IAR Systems. Toda esta infraestrutura é utilizada para o projeto e desenvolvimento dos sistemas de equalização apresentados neste trabalho.

4.2.2 Sistema Sonoro: componentes e conexões

O sistema foi concebido de forma a utilizar componentes de fácil aquisição no mercado nacional e de custo reduzido. De posse desses requisitos, foram escolhidos os equipamentos do fabricante JBL Selenium, o woofer 12PW5 (ANEXO A), o *driver* de titânio D220ti (ANEXO B) e a corneta HL-1125. Além disso, foram utilizados os amplificadores de áudio Amplificador de Mesa Trinity Double 100W RMS de 2 canais com ajuste de ganho independente e Banda BD 250.2 (ANEXO C).

4.3 METODOLOGIA DE CARACTERIZAÇÃO E TESTES

4.3.1 Caracterização do alto-falantes

Para a caracterização do alto-falante foi utilizado o medidor RLC da Keysight (E363A) na faixa de frequências entre 20 Hz e 20 kHz. Utilizando o medidor RLC é possível levantar as curvas de módulo de impedância elétrica e fase do alto-falante. A partir destas curvas são extraídos os parâmetros necessários para projeto da caixa acústica, em especial a caixa de graves. Maiores detalhes da caracterização do alto-falante podem ser encontrados no Apêndice B.

4.3.2 Projeto da caixa acústica

Para o projeto da caixa foi utilizado o *software WinISD 0.70*. Além desse *software*, também foi amplamente utilizado o *BassBox 6 PRO*, contudo não há versão gratuita desse *software*. Ambos utilizam os parâmetros Thiele-Small para o projeto, sendo que o segundo *software* possibilita projetos mais elaborados e complexos em termos de formatos de caixas acústicas, projeto com absorvedores internos, formatos de duto, posicionamento dos falantes, além da possibilidade de simular a caixa em uma sala.

Estas ferramentas permitem realizar o projeto da caixa de graves, parte que demanda maior atenção. Para o projeto, são necessários os dados do modelo do alto-falante, os parâmetros Thiele-Small caracterizados e a frequência de sintonia inferior, f_b .

A análise dos parâmetros Thiele-Small fornecidos pelo fabricante e do EBP (*Efficiency Bandwidth Product*) estabelece uma caixa *bass reflex* como melhor opção para o *woofer* 12PW5.

4.3.3 Caracterização da resposta acústica

Para o procedimento de equalização, a medição da resposta da caixa acústica é essencial. A resposta do sistema deve ser imune ao efeito das reflexões do ambiente e por isso deve ser feita idealmente em uma câmara anecóica. É possível obter resultados semelhantes realizando medidas em espaço aberto, contudo tomando algumas precauções.

Denomina-se *free field* a região do espaço na qual uma fonte sonora pode irradiar livremente em todas as direções, sem interferências. Desta maneira, correspondendo à uma fonte com um padrão esférico de irradiação (4π). Em *free field*, verifica-se a lei do inverso do quadrado, na qual a pressão sonora decai com o quadrado da distância.

Quando um transdutor é colocado em um *baffle infinito*, diz-se que ele irradia em *half space*, ou em 2π . Uma caixa acústica irradia das duas formas, a depender do comprimento de onda da informação sonora transmitida, havendo então uma transição entre os dois tipos de irradiação estabelecida pelas dimensões da caixa.

Atrelado a essa relação entre o tamanho da fonte sonora e o comprimento de onda do som emitido, há ainda dois conceitos importantes: os de *near field* e *far field*. Considera-se *near field* a região compreendida de pontos muito próximos ao centro do cone do alto-falante. Esta região apresenta um comportamento irregular de pressão sonora em função da distância. Considerando o modelo de aproximação por um pistão, verifica-se que a pressão em *near field* é distribuída de forma dependente da frequência a qual a membrana vibra. Esta aproximação é válida para baixas frequências, tais que $ka < 1$, em que a é o raio do pistão e k o número de

onda. Para valores de frequências nas quais o raio a é múltiplo inteiro do comprimento de onda, há a formação de *notches* na distribuição de pressão ao longo do eixo da membrana em *near field*. A distância de medição pode ser aproximada por um valor de no máximo $0,11a$, e que corresponde à distância na qual há uma atenuação de 1 dB de pressão (KEELE, 1974).

Em *far field*, considera-se que a distância da fonte sonora é grande o suficiente para que as ondas emitidas sejam esféricas. Para baixas frequências, é possível considerar a região de *far field* como aquela na qual a distância é de 6 vezes o raio do diafragma (ARTA, 2019).

De fato, é possível observar na Figura 4.2, resultado do desenvolvimento da integral de Rayleigh para uma membrana circular, a região de transição entre *near field* e *far field*.

Para baixas frequências, Keele (1974) sugeriu que a pressão sonora em *near field* é diretamente proporcional à pressão sonora em *far field*. A aproximação estabelece a equação 4.1:

$$\left| \frac{p_{2\pi}(r)}{p_{NF}} \right| = \frac{a}{2r} \quad (4.1)$$

Figura 4.2 – Resposta normalizada em diferentes frequências na transição *near field* e *far field*.

Fonte: adaptado de (ARTA, 2019).

Esta é uma solução para *baffle* infinito e assim só é útil para *half space*. Em situações reais, o alto-falante é montado em caixas de *baffle* finito irradiando em *full space (free field)* e, por isso, a difração de *baffle* deve ser levada em consideração.

Mateljan (1993) comparou a resposta obtida por modelos de *baffle* infinito e de uma caixa esférica, que irradia em 4π , e chegou na expressão da equação 4.2:

$$\frac{p_{4\pi}}{p_{2\pi}} = \frac{1 + j \frac{f}{f_0}}{2 + j \frac{f}{f_0}}, \quad (4.2)$$

em que $f_0 = 42,70/d$, para uma caixa esférica de diâmetro d ou $f_0 = 34.16/d$ para uma caixa de *baffle* quadrado, em que d é o diâmetro do círculo equivalente em área correspondente ao do *baffle* retangular.

Por meio da equação 4.2 desenvolvida é possível estabelecer uma relação que explica o efeito da transição da irradiação do espaço 4π para o espaço 2π , traduzido pela difração de *baffle*, e que causa uma perda aparente de graves, em torno de 6 dB.

É possível ainda aproximar medidas quasi-anecóicas em salas comuns. Para isso é necessário utilizar de um artifício que consiste no janelamento da resposta impulsiva coletada em *far field* de forma a desconsiderá-la a partir da primeira reflexão e evitar a formação de *comb filters*, o que a torna semelhante à obtida em campo aberto. Uma resposta anecóica simulada pode ser obtida combinando a resposta em baixas frequências medida em *near field* com a resposta de altas frequências medida em *far field* (STRUCK; TEMME, 1992). A medição em *near field* não considera a difração de *baffle*, fenômeno que, como citado anteriormente, depende do formato da caixa acústica e, portanto, certamente estará presente em medições *far field* de caixas acústicas comuns. Então, é necessário compensar por meio da equação 4.2 a resposta obtida em *near field* a fim de incluir a difração de *baffle* e assim poder somá-la com a resposta obtida em *far field* para a obtenção da resposta anecóica simulada.

Portanto, a metodologia de medição a ser empregada consiste na medição da resposta em *far field*, em campo aberto, correspondente a resposta de altas frequências e, posteriormente, na medição da resposta em *near field* para baixas frequências. Em seguida, à resposta em *near field* é aplicada a transformação da equação 4.1 para que seja somada à resposta em *far field* e assim se obtenha a resposta em *half space*. Em seguida, é aplicada a transformação descrita pela equação 4.2 para que a difração de *baffle* seja considerada e com isso seja obtida a resposta em *free field*.

Para a caracterização experimental do sistema acústico é utilizado o REW (*Room Eq Wizard*), que é um *software* gratuito de análise acústica para medição de respostas de salas e caixas acústicas. Trata-se de uma ferramenta completa, com ferramentas como: geração de sinais de

teste, medição de SPL, impedância, resposta em frequência, resposta ao impulso, distorções harmônicas, além de ser capaz de gerar gráficos da resposta de fase, atraso de grupo, decaimento temporal do espectro, etc. Todos os itens de caracterização são apresentados esquematicamente na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Diagrama em blocos do sistema experimental para medição da resposta em frequência do sistema acústico.

Fonte: o próprio autor.

Um microfone de medição *Behringer*, modelo ECM8000 é o responsável pela captação dos sinais sonoros emitidos pela caixa acústica. O ECM8000 é um microfone omnidirecional e de resposta plana.

Uma interface de áudio da *Focusrite* modelo *Scarlett 2i2*, foi utilizada para aquisição dos sinais do microfone com o *software* REW. A interface possui resolução de 24 bits e taxa de amostragem de 96 kHz além de apresentar baixa latência no ambiente do sistema operacional Windows.

4.4 APROXIMAÇÃO DOS EQUALIZADORES INVERSOS NAS ESTRUTURAS FIR E IIR

São propostas duas estruturas de sistemas discretos para implementação do equalizador. A primeira utilizando estrutura de filtro digital FIR e a segunda utilizando estrutura de filtro digital IIR.

Um procedimento adotado para gerar o filtro de equalização (que será utilizando tanto para a estrutura FIR como para a estrutura IIR) é descrito na Figura 4.4. Este método consiste em:

medir a resposta em frequência da caixa acústica; em seguida, aplicar a transformada de Hilbert e assim obter a resposta de fase mínima do sistema; de posse da resposta de fase, inverter a função de transferência correspondente à resposta de amplitude medida; posteriormente, multiplicar a resposta invertida por um protótipo passa-faixa com cortes que limitam a região a equalizar e englobam a região de *crossover*, para assim gerar a curva de resposta alvo. Esta é a curva de resposta em amplitude do filtro de equalização que deverá ser sintetizada em um filtro FIR ou IIR.

Figura 4.4 – Diagrama em blocos da metodologia adotada para gerar a curva de equalização.

Fonte: adaptado de (BEHLER et al., 2007).

4.4.1 Equalizadores inversos utilizando a estrutura FIR

Como descrito na seção 3.4, um sistema linear invariante no tempo (SLIT) causal tem sua caracterização completa por meio da sua resposta impulsiva, que em sistemas de tempo discreto é representada por uma equação de diferenças. Desta forma, sistemas podem ser descritos usando os coeficientes de um filtro FIR que correspondem à representação direta da resposta impulsiva do sistema. Isto pode ser visto na equação 3.12, onde os coeficientes $h[k]$ podem representar a resposta impulsiva de um sistema.

Apesar da sua habilidade em modelar sistemas, para garantir a precisão necessária em alguns casos, os filtros FIR devem possuir ordem elevada. Esta situação corresponde ao trabalho em questão, bem como a sistemas de áudio em geral, já que o espectro audível é de banda relativamente ampla.

Obter resultados satisfatórios com a implementação em tempo real de um único filtro FIR é difícil mesmo com plataformas DSP sofisticadas e caras. Uma estratégia é dividir a tarefa para mais de um filtro que trabalhem em diferentes taxas de amostragem.

Sistemas em que são utilizadas diferentes taxas de amostragem são denominados de sistemas *multirate* (multi-taxa). As técnicas de *down-sampling* (subamostragem) e *up-sampling* (sobreamostragem) são as mais comuns e são as operações empregadas para alteração da taxa de amostragem do sistema neste trabalho.

A operação de subamostragem por um fator M , em que M é um número inteiro positivo, mantendo-se uma amostra a cada M a partir da primeira. Já a operação de sobreamostragem por um fator inteiro positivo L é implementada inserindo $L - 1$ zeros entre duas amostras consecutivas.

Os mecanismos apresentados são elementos utilizados para se alterar a frequência de amostragem de um sinal sem levar em conta suas características. Para que seja mantida a integridade do sinal, sem que seu espectro seja distorcido, tais mecanismos não são suficientes. Na redução da amostragem, há o aparecimento de *aliasing* em decorrência das frequências normalizadas acima de π/M (LJILJANA, 2008). Então é necessário, antes do *down-sampling*, que o sinal seja filtrado limitando a banda para frequências menores que π/M . O filtro que realiza esta tarefa é conhecido como filtro decimador e é o principal responsável pelo desempenho da operação.

Na sobreamostragem, o acréscimo de zeros provoca o aparecimento de imagens que distorcem o espectro do sinal. Na interpolação, há a necessidade de se remover as imagens formadas pelo *up-sampling*. Isso é feito com a ajuda de um filtro passa baixas, anti-imagem, com frequência de corte de π/L . Tal filtro é conhecido como filtro interpolador.

Ambas estratégias de subamostragem e sobreamostragem são utilizadas no desenvolvimento dos filtros FIR inversos para equalização do sistema acústico. Em especial, eles são utilizados nas baixas frequências (frequências menores que 1 kHz) para equalização do *woofer*. Primeiramente é feito a subamostragem, posteriormente os sinais passam pelo filtro de equalização e, finalmente, a saída do filtro é sobreamostrada para manter a mesma frequência de amostragem dos filtros de equalização das altas frequências.

Para gerar os coeficientes de um filtro FIR, conforme descrito na Figura 4.5, o próximo passo é aplicar a transformada inversa de Fourier para obter a resposta impulsiva; depois, pode-se obter os coeficientes do filtro FIR por meio do janelamento da resposta impulsiva obtida, truncando-a com uma janela de comprimento igual ao número de coeficientes (para a mesma frequência de amostragem).

Figura 4.5 – Diagrama em blocos da metodologia adotada para gerar o filtro FIR.

Fonte: adaptado de (BEHLER et al., 2007).

4.4.2 Equalizadores inversos utilizando a estrutura IIR

Os filtros recursivos IIR são capazes de realizar o processo de filtragem com maior eficiência, necessitando de ordens inferiores para executar a mesma tarefa e assim um menor esforço computacional. Esta habilidade deve-se à inserção de polos no modelo e é dada a custo de uma possível instabilidade. De modo geral, os modelos auto regressivos envolvem estratégias distintas para a alocação de polos, com as diferentes aproximações para a resposta em

frequência, que podem ser obtidas através de diversas técnicas. Neste trabalho são analisados os algoritmos *invfreqz*, Prony e Steiglitz Mcbridge, sendo que, ao final, o código *invfreqz* foi utilizado para realizar a síntese do filtro IIR com a função do equalizador.

Para se determinar o modelo paramétrico H_{mod} , de forma geral dada pela equação (3.14), minimiza-se o erro de modelamento, dado por:

$$E(z) = H(z) - \hat{H}_{\text{mod}}(z) = H(z) - \frac{B_q(z)}{A_p(z)}, \quad (4.3)$$

em que $H(z)$ é a função de transferência do sistema que se quer modelar e $\hat{H}_{\text{mod}}$ é a função de transferência do modelo, que é representado pelos polinômios B_q e A_p .

Na equação (4.3), o erro está representado na forma “erro de saída”. A minimização do erro nesta forma, por meio do critério dos mínimos quadrados, não gera uma função de erro linear em relação aos coeficientes. O método de Levy propõe a minimização do “erro de equação” como descrito na equação (4.4), obtido de forma a tornar o cálculo da minimização linear nos parâmetros do modelo.

$$E_{eq}(z) = A_p(z)E(z) = A_p(z)H(z) - B_q(z) \quad (4.4)$$

O método de Prony é um exemplo de aproximação que usa o erro de equação (HAYES, 1996), porém o faz no domínio do tempo, a partir da resposta impulsiva que se quer parametrizar, tal como (4.5):

$$e_{eq}(n) = a_p(n) * h(n) - b_q(n) \quad (4.5)$$

Nesta condição, existe um valor de $n > q$ de forma que $b_q = 0$ e, desta forma, pode-se escrever o erro como (4.6):

$$e_{eq}(n) = \begin{cases} h(n) + \sum_{l=1}^p a_p(l)h(n-l) - b_q(n), & n = 0, 1, \dots, q \\ h(n) + \sum_{l=1}^p a_p(l)h(n-l), & n > q \end{cases} \quad (4.6)$$

O método de Prony calcula os coeficientes a_p que minimizam o erro quadrático dado por:

$$\xi_{p,q} = \sum_{n=q+1}^{\infty} |e_{eq}(n)|^2 = \sum_{n=q+1}^{\infty} \left| h(n) + \sum_{l=1}^p a_p(l)h(n-l) \right|^2 \quad (4.7)$$

Nota-se que $\xi_{p,q}$ depende somente dos coeficientes $a_p(k)$ e não de $b_p(k)$. Pode-se resolver o sistema de equações que satisfazem a condição da equação (4.6) para $n > q$, em que:

$$e_{eq}(n) = h(n) + \sum_{l=1}^p a_p(l)h(n-l) = 0, \quad n > q \quad (4.8)$$

Ou seja,

$$\begin{pmatrix} h(q) & h(q-1) & \dots & h(q-p+1) \\ h(q+1) & h(q) & \dots & h(q-p+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h(q+p-1) & h(q) & \dots & h(q) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_p(1) \\ a_p(2) \\ \vdots \\ a_p(p) \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} h(q+1) \\ h(q+2) \\ \vdots \\ h(q+p) \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

Ou equivalentemente:

$$\mathbf{H}_q \bar{a}_p = -h_{q+1} \quad (4.10)$$

Em que $\mathbf{H}_q$ é a matriz de convolução, $\bar{a}_p$ é o vetor de coeficientes e h_{q+1} é o vetor com os coeficientes da resposta a modelar. Pode-se então minimizar o erro ao resolver o sistema:

$$(\mathbf{H}_q^H \mathbf{H}_q) \bar{a}_p = -\mathbf{H}_q^H h_{q+1} \quad (4.11)$$

Em que $\mathbf{H}_q^H$ é a matriz conjugada transposta de $\mathbf{H}_q$.

Tendo obtido os coeficientes do denominador $a_p(k)$, o passo seguinte é a obtenção dos coeficientes do numerador b_q , que podem ser calculados impondo a condição de que o erro representado pela equação (4.5) seja zero para $n = 0, 1, \dots, q$, isto é:

$$b_q(n) = h(n) + \sum_{k=1}^p a_p(k)h(n-k) \quad (4.12)$$

Assim, o método de Prony realiza o cálculo em duas etapas, primeiramente calculando os coeficientes do denominador que minimizam o erro para $n > q$ e, posteriormente, determinam os coeficientes do denominador que minimizam o erro para $n = 0, 1, \dots, q$.

Outro método bastante utilizado no modelamento paramétrico no domínio do tempo é o método de Steiglitz-McBride (HAYES, 1996). Quando se determina os coeficientes de $A_p(z)$ pelo método de Prony, os coeficientes de $B_q(z)$ são determinados com um critério de mínimo do erro de equação, conforme descrito pela equação 4.4. Todavia, conhecidos os coeficientes de $A_p(z)$, o “erro de saída” é dado por:

$$E(z) = H(z) - B_q(z)G(z) \quad (4.13)$$

com $G(z) = 1 / A_p(z)$, a equação 4.13 é linear nos parâmetros B_q .

É possível escrever a equação (4.13) na forma (4.14):

$$E(z) = [H(z)A_p(z) - B_q(z)]G(z), \quad (4.14)$$

em que partindo de um valor fixo $G^{(0)}(z) = 1 / A_p^{(0)}(z)$, para cada iteração, podendo atualizar o $G(z)$ com o resultado do passo anterior, o cálculo da minimização também é linear nos parâmetros de $A_p(z)$. Dessa forma, pode-se realizar a minimização do erro com relação a ambos os coeficientes a_p e b_q , refinando a estimativa de a_p a cada passo.

Então a minimização é da forma descrita na equação 4.15:

$$E^{(i+1)}(z) = \frac{H(z)A_p^{(i+1)}(z) - B_q^{(i+1)}(z)}{A_p^{(i+1)}(z)}, \quad (4.15)$$

em que dado uma estimativa $A_p^{(i+1)}(z)$, o erro $E^{(i+1)}(z)$ é atualizado e o processo se repete.

Reescrevendo a equação (4.14) na forma de um cálculo iterativo, tem-se:

$$E^{(i+1)}(z) = \left[H(z)A_p^{(i+1)}(z) - B_q^{(i+1)}(z) \right] G^{(i)}(z), \quad (4.16)$$

com $G^{(i)}(z) = 1 / A_p^{(i)}(z)$.

Definindo $F^{(i)}(z) = H(z)G^{(i)}(z)$ como o resultado da filtragem de $h(n)$ por $g(n)$, então o erro $E^{(i+1)}(z)$ pode ser escrito como:

$$E^{(i+1)}(z) = A_p^{(i+1)}(z)F^{(i)}(z) - B_q^{(i+1)}(z)G^{(i)}(z) \quad (4.17)$$

Ou de forma equivalente, no domínio do tempo:

$$e^{(i+1)}(n) = a_p^{(i+1)}(n) * f^{(i)}(n) - b_q^{(i+1)}(n) * g^{(i)}(n) \quad (4.18)$$

Notar que ambos $f^{(i)}(n)$ e $g^{(i)}(n)$ podem ser calculados recursivamente como:

$$g^{(i)}(n) = \delta(n) - \sum_{k=1}^p a_p^{(i)}(k) g^{(i)}(n-k) \quad n \geq 0, \quad (4.19)$$

$$f^{(i)}(n) = h(n) - \sum_{k=1}^p a_p^{(i)}(k) f^{(i)}(n-k) \quad n \geq 0, \quad (4.20)$$

em que $g^{(i)}(n) = f^{(i)}(n) = 0$ para $n < 0$ (HAYES, 1996).

Com $f^{(i)}(n)$ e $g^{(i)}(n)$ fixados, os coeficientes $a_p^{(i+1)}(k)$ e $b_q^{(i+1)}(k)$ podem ser determinados minimizando o erro:

$$\xi^{(i+1)} = \sum_{n=0}^{\infty} \left| e^{(i+1)}(n) \right|^2 \quad (4.21)$$

A minimização deste erro pode ser interpretada como a resolução de um sistema de equações sobredeterminado segundo um critério de mínimos quadrados. Vale notar que neste método se pretende determinar os coeficientes $a_p^{(i+1)}(k)$ e $b_q^{(i+1)}(k)$ que forçam o erro $e^{(i+1)}(n)$ a ser zero para $n \geq p$. Isto implica que a partir equação (4.18), obtenha-se:

$$f^{(i)}(n) + \sum_{k=1}^p a_p^{(i+1)}(k) f^{(i)}(n-k) - \sum_{k=1}^q b_q^{(i+1)}(k) g^{(i)}(n-k) = 0 \quad n \geq p \quad (4.22)$$

Reescrevendo na forma matricial, tem-se que:

$$\begin{pmatrix} F^{(i)} & \vdots & G^{(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_p^{-(i+1)} \\ \dots \\ -b_p^{-(i+1)} \end{pmatrix} = -f^{(i)}, \quad (4.23)$$

em que:

$$F^{(i)} = \begin{pmatrix} f^{(i)}(p-1) & f^{(i)}(p-2) & \dots & f^{(i)}(0) \\ f^{(i)}(p) & f^{(i)}(p-1) & \dots & f^{(i)}(1) \\ f^{(i)}(p+1) & f^{(i)}(p) & \dots & f^{(i)}(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \end{pmatrix} \quad (4.24)$$

$$G^{(i)} = \begin{pmatrix} g^{(i)}(p) & g^{(i)}(p-1) & \dots & g^{(i)}(p-q) \\ g^{(i)}(p+1) & g^{(i)}(p) & \dots & g^{(i)}(p-q+1) \\ g^{(i)}(p+2) & g^{(i)}(p+1) & \dots & g^{(i)}(p-q+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

$$f^{(i)} = (f^{(i)}(p), f^{(i)}(p+1), f^{(i)}(p+2), \dots)^T \quad (4.26)$$

A solução do sistema de equações sobredeterminado da equação (4.23) pode ser obtida resolvendo (HAYES, 1996):

$$\begin{pmatrix} F^{(i)} & \vdots & G^{(i)} \end{pmatrix}^H \begin{pmatrix} F^{(i)} & \vdots & G^{(i)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_p^{-(i+1)} \\ \dots \\ -b_p^{-(i+1)} \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} F^{(i)} & \vdots & G^{(i)} \end{pmatrix}^H f^{(i)} \quad (4.27)$$

As condições de convergência são relevantes já que se trata de um algoritmo iterativo, apesar de não haver regras estabelecidas, verifica-se que normalmente em poucas iterações (valores menores do que 10) é possível atingir o resultado (HAYES, 1996). Outro fator importante para a rapidez de convergência é a solução inicial, sendo esta tanto mais rápida quanto a solução inicial é próxima da solução ótima. Por isso, é útil inicializar os coeficientes $a_p^{(0)}(k)$ com

valores próximos da solução final, podendo utilizar como solução inicial a dada por outro método, como por exemplo, pelo método de Prony.

O *invfreqz* implementa um método de erro de equação baseado em FFT para identificar modelos de filtros recursivos a partir da resposta em frequência desejada, considerando amplitude e fase. Tal método consiste em, criando um sistema linear de equações, encontrar os parâmetros que definem o modelo através da minimização dada pela equação (4.28):

$$\min_{b,a} \sum_{k=1}^n w_t[k] |H[k] A(\omega[k]) - B(\omega[k])|^2, \quad (4.28)$$

em que $w_t[k]$ é um vetor que corresponde a um fator de ponderação, $H[k]$ é a resposta em frequência desejada, $A(\omega[k])$ e $B(\omega[k])$ representam a transformada de Fourier dos polinômios a e b (conforme equação 3.14), na frequência $\omega[k]$, e n é o número de pontos na frequência (comprimento de h). Este algoritmo é baseado no método de Levy.

Tendo em vista que esta é uma aproximação numérica de coeficientes de polinômios, a aproximação não leva em consideração características e propriedades necessárias aos sistemas, como, por exemplo, gerar soluções estáveis garantindo que os polos estejam dentro do círculo unitário.

Para solucionar o problema de soluções instáveis, pode-se utilizar um algoritmo mais robusto (baseado no “erro de saída”) através do método de Gauss-Newton Amortecido numa minimização iterativa, utilizando a saída do algoritmo anterior como condição inicial. Este algoritmo resolve o problema diretamente, ponto a ponto, ao minimizar a soma ponderada dos quadrados dos erros entre as repostas em frequência calculada e desejada, conforme (4.29).

$$\min_{b,a} \sum_{k=1}^n w_t[k] \left| H[k] - \frac{B(\omega[k])}{A(\omega[k])} \right|^2 \quad (4.29)$$

Para gerar os coeficientes de um filtro IIR, conforme Figura 4.6, são utilizadas duas abordagens: através do algoritmo *invfreqz* que realiza a síntese da função de transferência a partir da resposta em frequência da curva de equalização, ou através da síntese da função de transferência utilizando a resposta impulsiva do equalizador, sendo que este caso se aplica para os algoritmos de Prony e de Steiglitz Mcbridge.

Figura 4.6 – Diagrama em blocos da metodologia adotada para gerar o filtro IIR.

Fonte: adaptado de (BEHLER et al., 2007).

A avaliação do resultado da equalização é feita por meio de uma análise comparativa de dois tipos de resultados distintos: os resultados de caracterização da resposta em frequência e o desempenho dos filtros analisando os tempos de execução de cada código.

O desempenho dos filtros equalizadores está diretamente associado à estrutura adotada e também ao poder de processamento da plataforma utilizada. Para este trabalho, é pressuposto um cenário de restrição de recursos de processamento, já que propõe a utilização de plataformas de baixo custo. Portanto, a ordem dos filtros será a menor possível.

5 RESULTADOS

Este capítulo apresenta os resultados da caracterização do alto-falante, o projeto da caixa acústica, a caracterização da resposta em frequência do sistema sonoro e os resultados das diferentes estratégias de equalização utilizando filtros FIR e IIR.

5.1 CARACTERIZAÇÃO DO ALTO-FALANTE

Este trabalho propõe a avaliação de estruturas de filtros digitais aplicados na equalização de sistemas sonoros. Optou-se na construção de uma caixa acústica para realizar os testes e para a aferição dos resultados. A caracterização do alto-falante foi realizada utilizando um VI (*Virtual Instrument*) desenvolvidos no *software* LabVIEW 2014 e um medidor RLC da Keysight (E363A). Utilizando o medidor RLC foi possível realizar o levantamento das curvas de módulo de impedância e fase do alto-falante. A interface do medidor RLC com o computador foi realizada utilizando um conversor GPIB-USB. A Figura 5.1 apresenta a interface do VI desenvolvido para medição automática dos valores de impedância elétrica para uma faixa de frequências entre 20 Hz e 20 kHz.

De posse desse aparato de instrumentação, apresentado na Figura 5.2, foi possível medir e comparar alguns parâmetros com aqueles fornecidos no *datasheet* do *woofer* 12PW5 (JBL, 2019).

Figura 5.1 – Interface do VI desenvolvido em LabVIEW para caracterização da impedância elétrica do alto-falante em função da frequência.

Fonte: o próprio autor.

Figura 5.2 – Aparato para caracterização do alto-falante: medidor LCR e interface de caracterização.

Fonte: o próprio autor.

Inicialmente, a curva da resposta em frequência do alto-falante foi levantada (Figura 5.3) e foi possível verificar que o valor da frequência de ressonância foi encontrado com um valor ligeiramente diferente do que o fabricante fornece. Isso se deve ao fato de o experimento ter sido realizado antes do *break-in* (DICKASON, 2005) do sistema de suspensão do alto-falante.

Figura 5.3 – Curva de impedância elétrica em função da frequência do woofer 12PW5.

Fonte: o próprio autor.

Posteriormente, os parâmetros mais importantes necessários para a construção da caixa acústica foram medidos. De início foi estabelecido um procedimento para a medida da frequência de ressonância, f_s . O alto-falante foi testado em diferentes posições para avaliar o quanto isso influenciaria na medida. Foram quatro: horizontal sobre a mesa, horizontal sobre um suporte vazado, vertical sobre a mesa e por fim vertical sobre um suporte amortecido. Foi possível notar, de acordo com a Figura 5.4, que embora valores diferentes da impedância de pico na ressonância tenham sido encontrados, a frequência de ressonância manteve-se, aproximadamente, inalterada. O valor de f_s medido foi de, aproximadamente, 50 Hz.

Figura 5.4 – Medida da frequência de ressonância do alto-falante em diferentes posições.

Fonte: o próprio autor.

Foi possível analisar também a influência das diferentes posições na resposta de fase do alto-falante, conforme apresentado na Figura 5.5. Nota-se, novamente, que o valor da frequência de ressonância que corresponde a fase 0° apresenta valores similares, em torno de 50 Hz.

Para a determinação do parâmetro V_{as} (compliância equivalente) foi adotado o método da massa adicionada. Esse é um método de medida indireta, no qual ao se adicionar massa ao cone do alto-falante, o decorrente deslocamento da frequência de ressonância permite a estimativa da massa móvel do cone, possibilitando assim o cálculo do V_{as} . Foi adicionada uma massa de 65,41 gramas ao cone, o que permitiu traçar os gráficos de módulo de impedância e fase e verificar tal deslocamento nas respostas aferidas, conforme apresentando na Figura 5.6.

Figura 5.5 – Medida de fase do alto-falante para diferentes posições.

Fonte: o próprio autor.

Figura 5.6 – Experimento auxiliar para obtenção de V_{as} utilizando o método da massa adicionada.

Fonte: o próprio autor.

5.2 PROJETO DA CAIXA ACÚSTICA

O projeto da caixa de graves foi feito no WinISD, conforme descrito no Apêndice C. Após os parâmetros do alto-falante serem carregados, foi escolhido o alinhamento QB3 e o volume foi estabelecido em 42,91 litros para a sintonia com f_3 em 53,04 Hz.

Após o cálculo no WinISD, foi possível obter os parâmetros de projeto necessários para que fosse feito o modelo da caixa acústica no *software* de modelagem 3D *Siemens Nx 10*, que pode ser observada na Figura 5.7.

Figura 5.7 – Modelo 3D da caixa acústica projetada.

Fonte: o próprio autor.

Foi possível estabelecer as dimensões que correspondem ao resultado do projeto da caixa acústica. Essas dimensões e a construção da caixa são detalhadas no APÊNDICE C.

5.3 CARACTERIZAÇÃO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DA CAIXA ACÚSTICA

Foram realizadas as caracterizações elétrica e acústica da resposta em frequência da caixa acústica. A caracterização elétrica consistiu na obtenção da curva de impedância da caixa de

graves e foi feita com os mesmos equipamentos e recursos de *software* utilizados na seção 5.1. Assim, foi possível aferir o resultado da construção da caixa de graves e verificar a aproximação entre o projeto realizado e o protótipo da caixa desenvolvido. A Figura 5.8 ilustra a curva obtida, de onde é possível observar que a frequência de ressonância f_b é igual a 53 Hz, e assim corresponde ao valor esperado pelo projeto. O *software* WinISD forneceu, para secção S_P com 7,5 cm de diâmetro, o comprimento longitudinal do duto $L_P = 20$ cm, que foi implementado com dois dutos de 10 cm.

Figura 5.8 – Curva de impedância elétrica da caixa de graves para a condição de comprimento de duto igual a 20 cm.

Fonte: o próprio autor.

Além disso, foi realizado um experimento adicional para verificar o efeito de se estender o comprimento L_P para aproximadamente 38 cm. O resultado pode ser observado na Figura 5.9, notando-se que houve um deslocamento da frequência de ressonância em aproximadamente 9 Hz para baixo, porém a custo da diminuição do primeiro pico de amplitude. Nestas condições de operação a caixa não possui o alinhamento QB3 projetado.

A caracterização acústica foi feita em uma sala pequena e com mobiliário, típico cenário encontrado em salas de apresentação e pequenos auditórios. Todo equipamento descrito no diagrama em blocos do sistema de medição (Figura 4.3) pode ser observado na Figura 5.10.

Figura 5.9 – Curva de impedância elétrica da caixa de graves para a condição do comprimento de dutos igual a 38 cm.

Fonte: o próprio autor.

Figura 5.10 – Aparato de caracterização em uso: detalhe para o microfone para caracterização e a caixa projetada.

Fonte: o próprio autor.

O microfone ECM8000 foi colocado a um metro de distância e alinhado com o eixo horizontal que passa pelo centro do conjunto *driver*/corneta. Através do REW foi possível obter as curvas das respostas em frequência em *far field* do *driver*/corneta, conforme Figura 5.11, do *woofer*, Figura 5.12, bem como a resposta em *near field* do *woofer*, Figura 5.13. Para a medição, foi utilizado como sinal de teste o sinal de varredura logarítmica em frequência (*log sweep*²).

Para a metodologia utilizada, a resposta em *near field* para o conjunto *driver*/corneta na faixa de frequência de operação não apresenta ressonâncias para as dimensões da sala. Além disso, para obtenção dos algoritmos de equalização serão utilizadas as medidas em *far field*. A Figura 5.14 apresenta a resposta em *far field* para o conjunto *driver*/corneta e *woofer*. Esse gráfico permite verificar o comportamento do em toda a faixa de frequências da caixa acústica. Ao sistema *driver*/corneta foi adicionado em série um resistor e um capacitor de $8,2\ \Omega$ e $3,3\ \mu\text{F}$ respectivamente, como sugerido no manual do fabricante, para proteção de eventual sobrecarga por excessiva energização do *driver* em baixas frequências.

Figura 5.11 – Resposta em frequência em *far field* do conjunto *driver*/corneta.

Fonte: o próprio autor.

$$^2 x(t) = \sin \left[\frac{\omega_1 \cdot T}{\ln \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)} \cdot \left(e^{\frac{t}{T} \ln \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)} - 1 \right) \right], \text{ sendo } \omega_1 \text{ e } \omega_2 \text{ as frequências inicial e final e } T \text{ a duração}$$

Figura 5.12 – Resposta em frequência em *far field* do woofer.

Fonte: o próprio autor.

Figura 5.13 – Resposta em frequência em *near field* do woofer.

Fonte: o próprio autor.

Figura 5.14 – Resposta em frequência do conjunto *driver/corneta* e *woofer* medidas em *far field*.

Fonte: o próprio autor.

As respostas em frequência são apresentadas utilizando filtros de suavização (*smoothing filter*). O REW apresenta diferentes tipos de filtros de suavização. Neste trabalho, utiliza-se a suavização psicoacústica (*psychoacoustic smoothing*) que aplica 1/3 de oitava abaixo da frequência de 100 Hz, 1/6 de oitava acima de 1 kHz e varia de 1/3 de oitava a 1/6 de oitava entre 100 Hz e 1 kHz. Este filtro ressalta os picos através de uma média cúbica (raiz cúbica da média dos valores elevados ao cubo) para produzir um gráfico que corresponda à resposta em frequência percebida por um ser humano.

Verifica-se na Figura 5.11 que a resposta em frequência do conjunto *driver/corneta* apresenta maior planicidade na faixa de frequência entre 1 kHz a 10 kHz ($\pm 6,19$ dB). Contudo o conjunto *driver/corneta* não responde para frequências inferiores a 1 kHz, isto se deve tanto ao filtro passa-altas inserido como a própria resposta do *driver*. Desta forma, a combinação *driver/corneta* com o *woofer* é fundamental para garantir uma maior faixa de frequências do sistema acústico.

O *woofer*, tanto medido em *far field* como em *near field*, Figuras 5.12 e 5.13, apresenta maior ondulação na faixa de resposta ($\pm 5,54$ dB e $\pm 7,55$ dB, respectivamente). Desta forma, nota-se que, de fato, é fundamental que a própria caixa acústica possua equalização para mitigar os

efeitos construtivos e inerentes aos elementos acústicos. O que demonstra que o presente trabalho possui importância no barateamento de sistemas de equalização.

5.4 PROJETO E CARACTERIZAÇÃO DE EQUALIZADORES BASEADOS EM ESTRUTURAS FIR

5.4.1 Caracterização da resposta em frequência dos equalizadores baseados em filtro FIR

O *software* REW dá como saídas, após a caracterização do sistema acústico, tanto a resposta impulsiva como a magnitude da resposta em frequência do sistema. Para o projeto dos filtros FIR, somente foi utilizada a resposta impulsiva.

A partir da obtenção das respostas em frequência e resposta impulsiva tanto do *woofer* como do *driver*, foi possível implementar um equalizador baseado em filtro digital inverso. Para o projeto foi utilizado o procedimento descrito na metodologia e detalhado a seguir.

A equalização do conjunto *driver*/corneta foi obtida a partir da resposta impulsiva. Neste sinal foi aplicado uma FFT (*Fast Fourier Transform*) e logo após a transformada de Hilbert para obtenção da função de transferência. Esta função foi invertida e posteriormente foi calculado a transformada inversa IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), no qual foi obtida a resposta impulsiva do filtro inverso. Esta resposta corresponde aos coeficientes do filtro FIR a ser implementado na plataforma DSP.

A resposta impulsiva obtida no MATLAB® possuía mais do que 10^6 coeficientes. Como não é possível implementar todos estes coeficientes para operação em tempo real, foi necessário truncar a resposta impulsiva para os primeiros N elementos, onde N corresponde a valores de ordens dos filtros FIR. No caso específico deste trabalho, foram analisados os valores de N igual a 128, 256, 512 e 1024.

É possível observar da Figura 5.15 que, de fato, o comprimento da resposta impulsiva é fator determinante para descrever o limite em que o filtro consegue operar em baixas frequências, de forma a se aproximar do filtro obtido sem o truncamento, dito ideal, mas limitado apenas pela dupla precisão em ponto flutuante do MATLAB®. Nota-se que para frequências acima de 1 kHz, que é a região de interesse para o conjunto *driver*/corneta, a ordem de 256 é suficiente. Desta forma, utilizar ordens maiores não apresenta ganho significativo ao projeto, pois além de aumentar a latência do processador, o ganho de resolução espectral está fora das frequências de interesse, maiores que 1 kHz.

Figura 5.15 – Comparação da resposta em frequência simulada do filtro FIR de equalização do conjunto *driver*/corneta.

Fonte: o próprio autor.

Esta mesma análise foi realizada para o *woofer*, que teve o ajuste de sua resposta em frequência avaliado, com um fator de decimação de 16, para comprimentos de 128, 256 e 512. Da Figura 5.16 conclui-se que para a faixa de operação do *woofer*, que é de 80 Hz a 1 kHz, a quantidade de coeficientes que melhor ajusta a resposta inserindo menor latência também é de 256. Com 128 coeficientes a resposta possui bom ajuste a partir de 200 Hz e com 512 coeficientes, o ganho de resolução espectral está fora das frequências de interesse, menores que 100 Hz. Convém observar que o trecho que compreende as frequências acima de 1 kHz corresponde ao *aliasing* associado à mudança da frequência de amostragem e que o mesmo deve ser desconsiderado nesta análise, já que na implementação da função fornecida na biblioteca CMSIS DSP o sinal será duplamente filtrado por um passa-baixas, um *anti-aliasing* e um de filtro de reconstrução, ambos com frequência de corte em 1 kHz.

Em geral, verificou-se que para valores maiores do que 256 não havia melhoria significativa na resposta em frequência do equalizador. Entretanto, com um maior número de coeficientes o tempo de execução do algoritmo tende a aumentar, diminuindo assim o desempenho do DSP. Além disso, ressalta-se que a maior parte da energia da resposta impulsiva é apresentada nos

primeiros coeficientes, o que permite truncar esta resposta para apenas os 256 elementos apresentados.

Figura 5.16 – Comparação da resposta em frequência simulada do filtro FIR de equalização do *woofer*.

Fonte: o próprio autor.

Uma comparação para os fatores de decimação de 16 e 8 está representada na Figura 5.17. Nota-se que para se obter o ajuste na faixa de frequências estabelecida para o *woofer*, é preciso o dobro de coeficientes quando se utiliza o fator de decimação igual a 8 para se equiparar ao ajuste com o fator de 16. Embora haja uma menor perda de amplitude com a decimação, o que pode ser corrigido com um ganho, a diferença de resolução espectral não se mostrou relevante, porém há uma grande diferença no custo de implementação, já que é necessário realizar o dobro das operações.

Após a obtenção dos coeficientes do filtro FIR, foi projetado um filtro de *crossover* FIR passa altas na frequência de 1 kHz. Este filtro foi cascadeado com o anterior, e os coeficientes da saída foram implementados na placa DSP na entrada do canal *Left*.

O procedimento para a equalização do *woofer* é semelhante ao implementado anteriormente. A diferença fundamental está na necessidade de se realizar um subamostragem (procedimento de

downsampling) para se obter um filtro FIR implementável na faixa de frequências menores do que 1 kHz. Esta prática impõe restrições às ressonâncias em baixas frequências capazes de serem corrigidas, pois há, na verdade, uma diminuição na resolução frequencial. Desta forma, foi realizada uma equalização *multirate*, subamostrando a frequência de 44,1 kHz por um fator de M igual a 16, e com isso obtendo uma frequência de aproximadamente 2,75 kHz.

Figura 5.17 – Comparação do fator de decimação do filtro FIR de equalização do *woofer*.

Fonte: o próprio autor.

Para obter os coeficientes do filtro inverso, também foi realizada a subamostragem no MATLAB®. Aplicou-se o mesmo procedimento do conjunto *driver/corneta*. Ao final, os coeficientes do equalizador foram cascadeados em um filtro digital *crossover* FIR passa-faixas nas frequências de corte inferior de 80 Hz e superior de 1 kHz e implementados na placa DSP na entrada do canal *Right*. Na placa após realizar a subamostragem e os cálculos com os coeficientes do equalizador, foi implementado um algoritmo de interpolação (*upsampling*) para garantir que na saída do CODEC houvesse sinal com frequência de amostragem de 44,1 kHz.

5.4.2 Caracterização da resposta em frequência dos equalizadores FIR em tempo real utilizando a plataforma DSP

Os coeficientes do filtro equalizador FIR foram embarcados no DSP. Após isso foi realizado novamente a caracterização da resposta em frequência do sistema acústico. A Figura 5.18 apresenta a comparação da resposta em frequência do sistema acústico antes e depois da equalização. Verifica-se uma maior ondulação na frequência de *crossover*. Este resultado é esperado, como é possível verificar na literatura (HÄRMÄ *et al.*, 2000) (KARJALAINEN *et al.*, 1999). Na faixa de 100 Hz a 1 kHz, obteve-se variação na banda passante de aproximadamente ± 3.73 dB, já na faixa de 1 kHz a 20 kHz verifica-se variação de ± 2 dB.

Figura 5.18 – Comparação da resposta em frequência do conjunto *driver/corneta* e *woofer* medidas em *far field* antes e depois da equalização utilizando filtro FIR.

Fonte: o próprio autor.

5.4.3 Caracterização em tempo de execução do equalizador baseado em filtro FIR

Para verificar o desempenho do DSP para diferentes ordens do filtro FIR (valores de N igual a 128, 256, 512 e 1024), fez-se medidas do número de ciclos de *clock* necessários para realizar

as operações de: conversão de *q15* para *float*, algoritmo CMSIS FIR, *downsampling*, *upsampling* e conversão *float* para *q15*. As medidas consideram o processamento de ambos os canais, *Left* e *Right*. A Tabela 5.1 apresenta o número de ciclos de *clock* utilizados e o tempo de execução que corresponde a um valor proporcional ao número de ciclos de *clock* multiplicados pela frequência do microprocessador que é igual a 200 MHz. Para todos os casos analisados somente foi modificado a ordem do filtro equalizador do *driver*. Para o filtro equalizador do *woofer*, manteve-se sempre o valor de *N* igual a 256 e o fator de decimação igual a 16.

Tabela 5.1 – Comparação de desempenho do processador para execução dos algoritmos de equalização baseados em filtro inverso FIR.

Número de coeficientes do filtro FIR (<i>N</i>)	Ciclos de <i>clock</i>	Tempo de Execução (ms)
128	620016	3,10008
256	1213664	6,06832
512	1694696	8,47348
1024	2658072	13,29036

É possível observar que o tempo de execução cresce à medida em que se aumenta a ordem do filtro empregado, evidenciando a principal desvantagem dos filtros FIR, que é a latência introduzida. Para a ordem de 1024, embora a simulação mostrasse que um melhor ajuste, a latência é o dobro da ordem de 256, que foi escolhida. Fez-se necessário então optar por uma ordem que fornecesse o melhor ajuste com o menor tempo de execução possível.

5.5 PROJETO E CARACTERIZAÇÃO DE EQUALIZADORES BASEADOS EM ESTRUTURAS IIR

5.5.1 Análise dos algoritmos de síntese de filtros IIR para obtenção dos equalizadores

De forma semelhante ao método aplicado aos filtros FIR, foi possível implementar um equalizador baseado em filtro digital inverso com estrutura IIR. Os filtros IIR foram projetados a partir da obtenção das respostas em frequência e resposta impulsiva tanto do *woofer* quanto do *driver*. Ou seja, para os métodos de obtenção dos coeficientes do filtro IIR foram utilizadas duas estratégias: a partir da resposta em frequência a qual se quer aproximar, utilizando o

algoritmo *invfreqz*, ou a partir da resposta impulsiva, utilizando os algoritmos de Prony e de Steiglitz Mcbridge.

Com a obtenção da função de transferência do sistema caracterizado, esta função foi invertida e multiplicada por um protótipo passa faixa, e assim foi calculada a função de transferência do filtro inverso. Isso permitiu que também fosse obtida a resposta impulsiva do filtro inverso com o cálculo da transformada inversa, IFFT, aplicada à sua função de transferência.

Para que os métodos de obtenção do filtro IIR pudessem ser empregados, foi necessário escolher a ordem da aproximação, correspondentes às ordens dos polinômios do numerador e denominador. O método de avaliação da aproximação do filtro IIR em relação à resposta frequência e à resposta impulsiva, foi feito a partir do parâmetro de erro médio quadrático, *Root-Mean-Square Error* (RMSE)³, baseado no cálculo da norma correspondente à distância euclidiana. Foi calculado o valor de RMSE dos desvios das respostas de magnitude e fase do sistema caracterizado em relação às respostas em frequência obtidas pelos filtros ajustados em diferentes ordens de numerador e denominador. Este método quantitativo foi capaz de fornecer métricas que comprovassem que as ordens de numerador e denominador escolhidas seriam as mais adequadas. Foi possível também verificar que nem sempre um maior número de coeficientes tanto no numerador como no denominador fornece uma melhor aproximação, observando-se inclusive que pode piorar em algumas condições. Além disso, ainda que ordens elevadas garantam menor RMSE, há ainda um problema não considerado por este método, que é o de gerar soluções instáveis. Portanto, fez-se necessário o compromisso entre o ajuste alcançado e a ordem escolhida.

A partir da Figura 5.19 é possível observar que o *invfreqz* apresentou o melhor ajuste em toda faixa de frequências. As ordens de 23 para o numerador e 27 para o denominador foram utilizadas para este método. O método de Prony não conseguiu um bom ajuste para frequências abaixo de 1 kHz, embora tenha fornecido bom ajuste para as altas frequências. Por último, o método de Steiglitz McBridge não apresentou bom ajuste para altas frequências, principalmente acima de 10 kHz, embora para frequências abaixo de 5 kHz tenha conseguido bom ajuste.

Outro ponto importante para verificar a operacionalidade dos filtros sintetizados é a análise da alocação de polos e zeros gerados pelos algoritmos. Ao se verificar o comportamento de polos e zeros das implementações, descrito na Figura 5.20, é possível perceber que o método de

³ O valor de RMSE é obtido através da equação: $RMSE = \left[\sum_{i=1}^N \frac{(\hat{y}_i - y_i)^2}{N} \right]^{1/2}$, no qual $\hat{y}_i$ representa os valores calculados, y_i representa os valores de referência e N o número total de pontos.

Steiglitz McBride gerou uma solução estável, porém apresenta polos muito próximos do limite de estabilidade. Verifica-se que há zeros que tentam cancelar estes polos. O método de Prony também apresenta, só que em menor quantidade, polos próximos do limite do círculo unitário. Vale ressaltar que nas implementações do filtro IIR biquadráticos, pode ocorrer uma condição em que estes polos e zeros não estejam na mesma seção, desta forma, causando instabilidade.

Figura 5.19 – Comparação da resposta em frequência simulada do filtro IIR de equalização do conjunto *driver*/corneta.

Fonte: o próprio autor.

O método *invfreqz* apresentou todos os polos dentro do círculo unitário do plano z . Além disso, este método também havia apresentado bom ajuste na resposta em frequência apresentado na Figura 5.19. Desta forma, foi escolhido como método para obtenção do filtro IIR para equalização do conjunto *driver*/corneta. Ressalta-se que, como apresentado na descrição de sistemas de fase mínima, discutidos no capítulo 3, tanto os polos como os zeros dos sistemas devem estar dentro do círculo unitário. Embora o método *invfreqz* não tenha sido capaz de ajustar todos os zeros dentro círculo unitário, isto não representa um problema já que este trabalho propõe a equalização da resposta de amplitude apenas.

Figura 5.20 – Plano z dos filtros IIR obtidos pelos métodos de Prony, Steiglitz McBride e *invfreqz* para o sistema *driver/corneta*.

Fonte: o próprio autor.

Uma mesma análise dos algoritmos de síntese de filtros foi realizada para a equalização do *woofer*. A partir da Figura 5.21 é possível notar que todos os métodos apresentam dificuldades em aproximar os trechos abaixo de 1 kHz da resposta em frequência. Tal região engloba trechos abaixo da frequência de Schroeder, que corresponde ao comportamento modal da resposta e está associado às reflexões presentes na sala de reprodução. Este é um problema conhecido e reportado na literatura (MÄKIVIRTA, A. et al., 2001). A despeito desse comportamento em todos os métodos, é possível observar que o *invfreqz* apresentou o melhor ajuste em toda faixa de frequências. As ordens de 50 para o numerador e 56 para o denominador foram obtidas através da análise do valor de RMSE para ordens variando de 50 a 80, tanto para o numerador como para o denominador. O método de Prony embora tenha fornecido bom ajuste para as frequências altas, nas frequências baixas não conseguiu acompanhar e incorporar a tendência da resposta. O método de Steiglitz McBride se mostrou adequado para o ajuste desta curva de resposta em frequência de forma equivalente ao *invfreqz*.

Como esperado, há uma limitação na equalização das frequências abaixo de 100 Hz. Diversos trabalhos apontaram para este mesmo resultado Munshi (1992) demonstrou matematicamente e experimentalmente esta limitação de equalização abaixo de frequências de 300 Hz em pequenas salas. Sullivan e Allen (2016) também demonstraram as limitações do desenvolvimento de filtros inversos para frequências inferiores a 1 kHz. Neste mesmo trabalho, os autores demonstraram que a função *invfreqz* possui o melhor ajuste para esta faixa frequências.

O *invfreqz*, em sua forma de erro de saída, sempre gera soluções (mais) estáveis. É possível observar que sua aproximação gerou polos mais estáveis do que os outros métodos, pois os polos mais próximos da região limítrofe do círculo unitário foram cancelados por zeros, tal como apresentado na Figura 5.22.

Embora o método utilizado proponha a aproximação de uma função de transferência de fase mínima, todas as aproximações geraram zeros fora do círculo unitário, o que indica que o ajuste da resposta de fase não foi suficiente para garantir este comportamento ao sistema.

Figura 5.21 – Comparação da resposta em frequência simulada do filtro IIR de equalização do *woofer*.

Fonte: o próprio autor.

Figura 5.22 – Plano z dos filtros IIR obtidos pelos métodos de Prony, Steiglitz McBridge e *invfreqz* para o *woofer*.

Fonte: o próprio autor.

5.5.2 Caracterização da resposta em frequência dos equalizadores IIR em tempo real utilizando a plataforma DSP

Baseado nas simulações, foram implementados os equalizadores IIR baseados na aproximação obtida com o algoritmo *invfreqz*. Após a prototipação do algoritmo de equalização baseado no filtro IIR, foi realizada a caracterização da resposta em frequência do sistema acústico. A Figura 5.23 apresenta a comparação da resposta em frequência do sistema caracterizado antes e depois da equalização. Verifica-se uma maior ondulação na região de frequências abaixo de 1 kHz. Como discutido na seção anterior, este resultado é esperado, tendo em vista a dificuldade dos métodos empregados em ajustar as ondulações em baixas frequências das respostas alvo. Em toda a faixa de frequências, obteve-se variação na banda passante de aproximadamente $\pm 5,06$ dB, em contraste com a resposta do sistema antes da equalização, na qual se verifica variação de $\pm 7,38$ dB. Esta maior variação no sistema já equalizado ocorre principalmente devido à maior variação na faixa de frequências entre 100 Hz e 1 kHz. Para frequências maiores

do que 1 kHz, o sistema foi capaz de manter uma variação de no máximo ± 2 dB, valor próximo ao obtido com a modelagem feita a partir da implementação dos equalizadores através de filtros FIR.

Figura 5.23 – Comparação da resposta em frequência do conjunto *driver*/corneta e *woofer* medidas em *far field* antes e depois da equalização utilizando filtro IIR.

Fonte: o próprio autor.

5.5.3 Caracterização em tempo de execução dos equalizadores baseados em filtro IIR

Foram implementados dois filtros IIR em cascata de seções de segunda ordem, sendo um para o *driver* e outro para o *woofer* e foram utilizadas, respectivamente, 14 e 28 seções. A execução de ambos os códigos apresentou em média 322280 ciclos de *clock*, o que corresponde a 1,6114 ms para a operação do microprocessador na frequência de 200 MHz, conforme Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Comparação de desempenho do processador para execução dos algoritmos de equalização baseados em filtro inverso IIR.

Número de seções biquadráticas	Ciclos de <i>clock</i>	Tempo de Execução (ms)
14 seções o <i>driver</i> e 28 para o <i>woofer</i>	322280	1,6114

Nota-se que o tempo de execução obtido para o filtro IIR é menor do que os tempos encontrados para os filtros FIR implementados. Para o filtro FIR com N igual 256 foi obtido um tempo de execução de 6,06832 ms. Este resultado demonstra a maior viabilidade de implementação de equalizadores baseados em filtro IIR em detrimento dos equalizadores baseados em filtro FIR, pois como já mencionado estes filtros possuem maior latência introduzida.

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este capítulo apresenta as principais conclusões e discussões do trabalho. Além disso, também se descreve algumas possibilidades de trabalhos futuros que podem ter como base o presente trabalho.

6.1 CONCLUSÕES E DISCUSSÕES

O presente trabalho apresentou uma contribuição para o desenvolvimento de equalizadores de baixo custo utilizando plataformas embarcadas versáteis, baseados no microcontrolador ARM Cortex M7.

Além disso, o trabalho descreveu e estabeleceu detalhadamente todos os conceitos necessários para o projeto de equalizadores, dado que, embora seja um tema de pesquisa estabelecido na área de áudio, existem poucos trabalhos que descrevem passo-a-passo a caracterização e projeto de equalizadores para sistemas acústicos.

O texto apresentou uma revisão da literatura acerca dos métodos de equalização de sistemas acústicos, também descreveu os principais algoritmos para equalização de caixas acústicas em pequenas salas, bem como temas ligados à acústica de salas, conceitos de audição e um detalhamento dos dispositivos (caixas acústicas, dutos, *drivers*, *tweeters*, *woofers*, amplificadores, entre outros) que compõem o trabalho, bem como a interação entre eles. Esses conceitos teóricos serviram de base para o desenvolvimento do trabalho.

Uma metodologia de caracterização e uma instrumentação eletrônica foi desenvolvida para a caracterização do alto-falante Selenium 12PW5 utilizando um medidor RLC e um instrumento virtual personalizado, desenvolvido para este projeto. Através do *software* desenvolvido foi possível obter os mesmos resultados que outros dispositivos comerciais apresentam, como, por exemplo, o DATS V2 *Dayton Audio Test System*, ou o *Audiomatica CLIO Pocket Version 2 Personal Acoustic Measurement System*.

Depois do projeto e montagem da caixa, o VI desenvolvido permitiu a caracterização da caixa acústica em relação a impedância elétrica em função da frequência. Esta caracterização permitiu validar o projeto realizado, pois demonstrou experimentalmente que a frequência de sintonia f_b igual a 53 Hz ficou de acordo com o valor projetado.

O projeto da caixa acústica foi realizado utilizando um *software* WinISD que além de ser gratuito, permite a partir das medidas realizadas, obter o melhor dimensionamento para a caixa

de graves. Além disso, foi possível dimensionar os dutos, o volume da caixa e o compartimento do *driver* e corneta.

Também foram apresentados os componentes eletrônicos que foram utilizados para a caracterização e tratamento dos sinais obtidos durante o levantamento da resposta em frequência dos sistemas eletroacústicos. Dentre eles, a placa de aquisição Focusrite Scarlett 2i2, o microfone omnidirecional Behringer ECM8000 e os *softwares* de tratamento.

Toda a metodologia de caracterização e projeto de equalizadores digitais está detalhada ao longo do texto. Embora a caixa tenha sido projetada com a sintonia em 53 Hz, optou-se por delimitar a região de equalização com início a partir dos 100 Hz para evitar sobrecarga do amplificador e também proteger o alto-falante. Os métodos de obtenção de coeficientes dos equalizadores baseados em filtro FIR e IIR foram detalhados, bem como foi realizada uma discussão dos resultados de ajuste entre a curva de equalização alvo em relação às curvas obtidas pelos algoritmos de síntese.

Para equalização com filtros FIR, foi estabelecido um critério para escolha do filtro baseado no truncamento da resposta impulsiva levando em consideração o atraso inserido e o ajuste obtido em relação à curva de equalização alvo. A aproximação FIR para equalizadores embora possua melhor ajuste para a resposta em frequência, decorre em dois problemas: maior tempo de processamento, que no caso apresentado para N igual a 128 (condição com menor tempo de execução do código, 3,10008 ms) foi aproximadamente 2 vezes maior do que a implementação realizada com o filtro IIR (1,6114 ms); além disso, filtros FIR com ordens elevadas possuem maior atraso de grupo, o que pode ser oneroso para implementações de equalizadores de baixa frequência (abaixo de 1 kHz). O uso de filtros *anti-aliasing* e de reconstrução, necessários para o processamento *multirate*, também inseriram atraso de grupo, que alteraram a resposta de fase, e resultaram na pequena ondulação observada no ponto de *crossover*, no qual o equalizador não conseguiu corrigir. Seria possível adicionar um atraso de grupo semelhante no filtro equalizador do sistema *driver*/corneta por meio de um filtro *all pass* em cascata para reduzir ainda mais esta ondulação na frequência de *crossover*. Todavia, é possível observar que esta ondulação não é perceptível à audição humana, já que é de aproximadamente ± 2 dB.

Para a equalização utilizando a estrutura de filtros IIR, foi realizada a análise dos principais algoritmos de obtenção de funções de transferência IIR baseado nos métodos de resposta impulsiva (Prony e Steiglitz McBride) e resposta em frequência (*invfreqz*) que foi feita estabelecendo um critério de ajuste baseado em RMSE. A análise dos ajustes também foi feita levando em consideração a curva de resposta em frequência e os mapas de polos e zeros. A aproximação IIR para os equalizadores mostrou-se vantajosa ao implementar os filtros com

tempo de processamento consideravelmente menor, porém, o problema principal consistiu na escolha do método de obtenção de coeficientes que gerasse uma função de transferência que fosse implementável, já que as aproximações são baseadas em métodos de otimização com critérios que não levam em consideração todos os requisitos necessários ao sistema demandados por este trabalho. Foi possível notar a dificuldade encontrada na equalização das frequências na faixa de 100 a 300 Hz, correspondentes a comprimentos de onda entre 1 e 3,3 m, o que sugere a dificuldade de se equalizar os modos ressonantes da sala. Também, é provável que os filtros IIR tenham introduzido distorção de fase considerável nessa região inicial de frequências.

Fez parte deste trabalho ainda a implementação em tempo real do equalizador em plataforma DSP dedicada. Este desenvolvimento é um diferencial do trabalho, pois além das simulações foram realizadas caracterizações na prática. A placa DSP baseada no microcontrolador STM32F7 foi detalhada ao longo do texto. Todos os códigos e operações para projeto de filtros IIR e FIR, utilizados como equalizadores, foram implementados. Além disso, um método objetivo para apresentar os resultados de desempenho de algoritmo baseado em tempo de execução do código implementado foi descrito. Para isso foram desenvolvidos códigos que são utilizados para medida de tempo de execução de trechos do programa proposto.

Ao final do trabalho, pode-se alcançar os critérios de equalização de magnitude (amplitude) da resposta em frequência para ± 5 dB em ambos os equalizadores implementados (baseados em estruturas FIR e IIR). Contudo, foi verificado que a equalização das baixas frequências é mais difícil de ser implementada em comparação com o equalizador das altas frequências, não só do ponto de vista da contribuição do ambiente, no qual neste trabalho foi restringido a uma sala com mobiliário e que exerceu influência nas baixas frequências, sendo capaz de alterar a medição da resposta em frequência emitida pela caixa, mas também do projeto de filtros digitais que sejam ao mesmo tempo eficientes e estáveis.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

Como possibilidades de trabalhos futuros, podem ser citados:

- Implementação de equalizadores baseados em *warped filters*.
- Implementação de equalizadores baseados no algoritmo *Vector Fitting*, ou ajustes vetoriais.
- Implementação de equalizadores baseados em filtro FIR utilizando outros métodos de obtenção de coeficientes.
- Implementação de emuladores de caixas acústicas, que tanto realizam a equalização, como implementam as características típicas de caixas estabelecidas no mercado, como é o caso das caixas Fender, Marshall, etc.
- Implementação de equalizadores multiponto e multivias.
- Implementação de um sistema adaptativo que seja capaz de corrigir automaticamente a equalização tanto da caixa como de uma sala, a partir de medidas em tempo real.
- Utilização de algoritmos de inteligência computacional para obtenção da curva de equalização, como também para correção automática e em tempo real.
- Explorar imersão sonora e ambiências simuladas em tempo real

REFERÊNCIAS

- ARTA. **Loudspeaker Free-Field Response - Application Note (n.d.): 3.** ARTA. Disponível em: < http://www.artalabs.hr/AppNotes/AP4_FreeField-Rev03eng.pdf> Acesso em: 11 de fevereiro de 2019.
- BEHLER, G. et al. **A Loudspeaker Management System with FIR/IIR Filtering.** Audio Engineering Society Conference: 32nd International Conference: DSP for Loudspeakers. Anais set. 2007
- BEHRINGER. **Ultra-High Precision Digital 24-Bit/96 kHz Loudspeaker Management System.** Disponível em: < <https://m.musictribe.com/Categories/Behringer/Signal-Processors/Loudspeaker-Management/DCX2496/p/P0B6H>> Acesso em: 11 de fevereiro de 2019.
- BHARITKAR, S.; KYRIAKAKIS, C. **A comparison between multi-channel audio equalization filters using warping.** 2003 IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics (IEEE Cat. No.03TH8684). out. 2003
- BHARITKAR, S.; KYRIAKAKIS, C. **Optimization of the Bass Management Filter Parameters for Multichannel Audio Applications.** Conference Record of the Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2005. Anais... In: CONFERENCE RECORD OF THE THIRTY-NINTH ASILOMAR CONFERENCE ONSIGNALS, SYSTEMS AND COMPUTERS, 2005. out. 2005
- BOHN, D. **Linkwitz-Riley Crossovers: A Primer.** Disponível em < <https://www.rane.com/notes160.html>>. Acesso em: 12 fev. 2019.>
- CECCHI, S.; CARINI, A.; SPORS, S. Room Response Equalization—A Review. **Applied Sciences**, v. 8, n. 1, p. 16, jan. 2018.
- DAVIS, D.; PATRONIS, E. **Sound System Engineering** 4.ed. Burlington, MA: Focal Press, 2013.
- DICKASON, V. **Loudspeaker Design Cookbook** 7.ed. Audio Amateur Pubns, 2005
- EVEREST, F. Alton; POHLMANN, Ken C. **Master Handbook of Acoustics.** 5.ed. New York: McGraw Hill, 2009.
- EARGLE, J. **Loudspeaker Handbook.** 2.ed. Boston: Springer, 2003.
- ELLIOTT, S. J.; NELSON, P. A. Multiple-Point Equalization in a Room Using Adaptive Digital Filters. **Journal of the Audio Engineering Society**, v. 37, n. 11, p. 899–907, 1 nov. 1989.
- FASTL, H.; ZWICKER, E. **Psychoacoustics: Facts and Models.** 3. ed. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2007.
- FLETCHER, H. Auditory Patterns. **Reviews of Modern Physics**, v. 12, n. 1, p. 47–65, 1 jan. 1940.

FLETCHER, H.; MUNSON, W. A. **Loudness, Its Definition, Measurement and Calculation***. Bell System Technical Journal, v. 12, n. 4, p. 377–430, 1933.

GREENWOOD, D. D., A Cochlear Frequency-Position Function for Several Species- 29 Years Later. **Journal of the Audio Engineering Society**, v. 87, p. 2592–2605, 1 jun. 1990.

HÄRMÄ, Aki; KARJALAINEN, Matti; SAVIOJA, Lauri; VÄLIMÄKI, Vesa; LAINE, Unto K; HUOPANIEMI, Jyri, Frequency-warped signal processing for audio applications, **Journal of the audio engineering society**, v. 48, n. 11, p. 1011-1031, 2000.

HARTMANN, W. M. **Signals, sound and sensation**. 1.ed.Springer Science & Business Media, 1998.

HANEDA, Y.; MAKINO, S.; KANEDA, Y. Common acoustical pole and zero modeling of room transfer functions. **IEEE Transactions on Speech and Audio Processing**, v. 2, n. 2, p. 320–328, abr. 1994

HAWKSFORD, M. J. Digital Signal Processing Tools for Loudspeaker Evaluation and Discrete-Time Crossover Design. **Journal of the Audio Engineering Society**, v. 45, n. 1/2, p. 37–62, 1 fev. 1997.

HAYES, M. H. **Statistical Signal Processing and Modeling**. 1 ed. Chichester; John Wiley & Sons, 1996.

HERZOG, S.; HILSAMER, M. Low Frequency Group Delay Equalization of Vented Boxes Using Digital Correction Filters. **Proc. Of the 17th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-14), Erlangen, German, September 1-5, 2014**

JBL, **Alto-Falantes JBL by Harman**. Disponível em: <<https://www.jbl.com.br/alto-falantes/>>. Acesso em: 14 de março de 2019.

KRK, **The new ROKIT G4 Professional Monitor Family - KRK Systems**. Disponível em: < www.krksys.com/ROKIT-Powered-G4-Studio-Monitors>. Acesso em: 14 de maio de 2019.

KADAM, Geeta S.; SHINDE, Ashwini S. REVIEW OF LOUDSPEAKER EQUALIZATION. In: **INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTING, COMMUNICATION AND ENERGY SYSTEMS**, 2016, Disponível em: <http://www.ijiert.org/admin/papers/1454326588_ICCES-16.pdf>. Acesso em: 18 ago. 2017.

KARJALAINEN, Matti et al. Comparison of Loudspeaker Equalization Methods Based on DSP Techniques. **Journal of the Audio Engineering Society**, v. 47, n. 1/2, p. 14-31, jan. 1999.

KEELE, J. Low-Frequency Loudspeaker Assessment by Nearfield Sound-Pressure Measurement. **Journal of the Audio Engineering Society**, v. 22, n. 3, p. 154–162, 1 abr. 1974.

LINKWITZ-RILEY CROSSOVERS: A Primer. **Rane Comercial Audio Products** Disponível em: <<https://www.rane.com/note160.html>>. Acesso em: 12 fev. 2019.

LINKWITZ, S. H. Active Crossover Networks for Noncoincident Drivers. **Journal of the Audio Engineering Society**, v. 24, n. 1, p. 2–8, 1 fev. 1976.

LJILJANA, MILIC, **Multirate Filtering for Digital Signal Processing: MATLAB Applications**, Information Science Reference - Imprint of: IGI Publishing, Hershey, PA, 2008

MÄKIVIRTA, A. V., ANTSALO, P., KARJALAINEN, M., and VÄLIMÄKI, V., “Low-Frequency Modal Equalization of Loudspeaker–Room Responses,” presented at the 111th Convention of the Audio Engineering Society, **Journal of the Audio Engineering Society.**, vol. 49, p. 1232 (2001 Dec.), preprint 5480.

MATELJAN I., “Models for the Estimation of the Loudspeaker In-Room Response”, **Int. Journal for Engineering Modeling**, vol. 6., No.1-4, 1993, ISSN 1330-1365

McINTOSH F.; GOW G.J. Description and analysis of a New 50-Watt amplifier circuit, **Audio Engineering**, December, 1949.

MINIDSP. **miniDSP**. Disponível em: <<https://www.minidsp.com/>> Acesso em: 11 de fevereiro de 2019.

MOORE, B. C. J; PETERS, R. W.; GLASBERG, B. R. Auditory Filter Shapes at Low Center Frequencies. **The Journal of the Acoustical Society of America**, v. 88, p. 132-140, 1 jul. 1990

MOURJOPOULOS, J. N. Digital Equalization of Room Acoustics. **Journal of the Audio Engineering Society**, v. 42, n. 11, p. 884–900, 1 nov. 1994.

NEELY, S. T.; ALLEN, J. B. Invertibility of a room impulse response. **The Journal of the Acoustical Society of America**, v. 66, n. 1, p. 165–169, 1 jul. 1979

OLSON, H. F. Direct Radiator Loudspeaker Enclosures. **Journal of the Audio Engineering Society**, v. 0, n. 1, p. 34–64, 1 nov. 1951.

ORR W. I. **The Radio Handbook**, Summerland, California, U.S.A.: Editors and Engineers, Ltd, 1959.

PAATERO, T.; KARJALAINEN, M. **New Digital Filter Techniques for Room Response Modeling**. In: AUDIO ENGINEERING SOCIETY CONFERENCE: 21ST INTERNATIONAL CONFERENCE: ARCHITECTURAL ACOUSTICS AND SOUND REINFORCEMENT. Audio Engineering Society, 1 jun. 2002

PAVLOVIĆ, M., ZAJIĆ, G.; ZAJEGANOVIĆ, M.; RISTIĆ, D.; RELJIN, I.; M. MIJIĆ, Classification of Room Impulse Responses using Kohonen Neural Network, **2018 14th Symposium on Neural Networks and Applications (NEUREL)**, Belgrade, 2018, pp. 1-5.

PULKKI, V.; KARJALAINEN, M. **Communication Acoustics: An Introduction to Speech, Audio and Psychoacoustics**. 1.ed. The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex, United Kingdom: Wiley, 2015.

RAMOS, G.; LÓPEZ, J. J.; PUEO, B. Cascaded warped-FIR and FIR filter structure for loudspeaker equalization with low computational cost requirements. **Digital Signal Processing**, v. 19, n. 3, p. 393–409, 1 maio 2009.

SANTOS, J. F., FALK, T. H. Blind Room Acoustics Characterization Using Recurrent Neural Networks and Modulation Spectrum Dynamics. **AES 60th International Conference**, Leuven, Belgium, 2016 February 3–5.

SELF, D. **Audio Engineering Explained**. 1 ed. Waltham, MA: Focal Press, 2010.

SELF, D. **The Design of Active Crossovers**. 1 ed. Waltham, MA: Focal Press, 2011.

SCHAFER, A. V. O. E R. W. **Processamento em tempo discreto de sinais**. Edição: 3 ed. [s.l.] Pearson, 2012.

SILCLAIR I. R. **Audio and Hi-fi handbook**, Great Britain: Clays Ltd., 1998.

SIMONSON, P.; PECK, J.; CRAIG, R. T., JACKSON J. P (eds). **The Handbook of Communication History**, Routledge: New York and London, 2013.

SMALL, R. H. **Constant-Voltage Crossover Network Design**. Journal of the Audio Engineering Society, v. 19, n. 1, p. 12–19, 1 jan. 1971.

SMALL, R. H., **Direct-Radiator Loudspeaker System Analysis**, JAES, vol. 20, no. 5, June 1972.

SNOWBIRD **Snowbird Audio Home**. Disponível em: < <http://www.snowbirdaudio.com/>> Acesso em: 11 de fevereiro de 2019.

STRUCK, C. J.; TEMME, S. F. **Simulated Free Field Measurements**. Audio Engineering Society Convention 93. Anais...out. 1992

THIELE, A. N., **Loudspeakers in Vented Boxes**, Part I e II, JAES, vol. 19, no. 5 e 6, June/July 1971.

TOOLE, F. **Sound Reproduction: The Acoustics and Psychoacoustics of Loudspeakers and Rooms**. 1.ed. Amsterdam; Boston: Focal Press, 2008.

WILLIAMSON D. T. N.; WALKER P. J. Amplifiers and Superlatives: An Examination of American Claims for Improving Linearity and Efficiency. **Wireless World**, September, 1952.

ZWICKER, E. Subdivision of the Audible Frequency Range into Critical Bands (Frequenzgruppen). **The Journal of the Acoustical Society of America**, v. 33, n. 2, p. 248–248, 1 fev. 1961.

APÊNDICE A – CÓDIGO EM MATLAB® PARA OBTENÇÃO DA RESPOSTA DE FASE DE UM SISTEMA COM FASE MÍNIMA

```

clear all
clc;

fs = 44.1e3;
fgrid = -22.05e3:22.05e3/2^12:22.05e3';
fgrid = 0:22.05e3/2^12:22.05e3';

num = [1,0.5];
den = [1, 0, 0.5];
zplane(num, den);

magnitude=freqz(num,den,fgrid,fs);
min_phase = unwrap(-imag(hilbert(log(abs(magnitude)))));

figure;
subplot(2,1,1)
magnitude_db = 20*log10(abs(magnitude));
plot(fgrid,magnitude_db);
ylabel('Magnitude (dB)', 'FontSize', 10);
legend('Resposta da magnitude'); grid on;

subplot(2,1,2)
angle_tf = unwrap(angle(magnitude));
plot(fgrid,angle_tf, 'o');
hold all
angle_calculated = unwrap(min_phase);
plot(fgrid,angle_calculated, 'LineWidth', 2);
grid on;
xlabel('Frequência', 'FontSize', 10);
ylabel('Fase (rad)', 'FontSize', 10);
legend('Resposta da fase', 'Resposta da fase calculada')

```

APÊNDICE B – DIAGRAMA EM BLOCOS DO VI DE CARACTERIZAÇÃO DA CAIXA ACÚSTICA

O diagrama em blocos do VI de caracterização da caixa acústica é apresentado na Figura B.1.

Figura B.1 – Diagrama em blocos do VI desenvolvido no *Labview* para este projeto.

Fonte: o próprio autor.

APÊNDICE C – CONSTRUÇÃO DA CAIXA ACÚSTICA: ETAPAS

A caixa acústica *Bass Reflex* foi projetada no *software* WinISD a partir dos parâmetros Thiele Small do alto-falante. A Figura C.1 apresenta a interface do programa, que exibe a simulação da curva de *SPL* da resposta em frequência para o alinhamento escolhido, QB3. Apresenta também o volume calculado de 42,91 litros e a frequência de sintonia em 53 Hz.

Figura C.1 – Projeto da caixa acústica no WinISD: parâmetros de entrada e saída.

Fonte: o próprio autor.

As dimensões da caixa acústica projetada são apresentadas na Figura C.2. A caixa acústica foi feita de *MDF* com 18 mm de espessura. O material foi adquirido já cortado, nas medidas especificadas pelo projeto realizado para este trabalho.

Figura C.2 – Dimensões da caixa acústica projetada.

Fonte: o próprio autor.

A montagem das peças foi feita com cola de madeira e parafusos. Os parafusos auxiliam a colagem ao fazerem pressão quando atarraxados e embora não sejam a única opção para isso, representaram a solução mais simples para a construção deste protótipo.

A estrutura interna foi complementada por sarrafos, auxiliando a fixação das partes frontal e traseira e fornecendo ainda reforço interno para a estrutura, conforme apresentado na Figura C.3 e C.4.

Figura C.3 – Caixa em aberto apresentando o material absorvedor e os compartimentos da caixa acústica.

Fonte: o próprio autor.

Figura C.4 – Caixa acústica montada: detalhamento do material absorvedor e da estrutura de suporte utilizando sarrafos.

Fonte: o próprio autor.

O compartimento de graves foi revestido com material absorvedor para que ressonâncias internas fossem amortecidas. Foi utilizado feltro automotivo nas laterais, nas partes superior e inferior e na parte traseira deste compartimento.

A construção da caixa foi realizada nas dependências da marcenaria da Poli, onde foi possível contar com a destreza dos funcionários Ricardo e Walter.

APÊNDICE D –OBTENÇÃO DO PARÂMETRO VAS POR MEIO DO MÉTODO DA MASSA ADICIONADA

O método da massa adicionada é um método de medida indireta, no qual ao se adicionar massa ao cone do alto-falante, o decorrente deslocamento da frequência de ressonância permite a estimativa da massa móvel do cone, possibilitando assim o cálculo da compliância do *driver* C_{ms} e por fim o cálculo do V_{as} .

A massa total do cone é dada pela equação D.1:

$$M_{ms} = M_{md} + M_{mr} \quad (D.1)$$

Em que M_{mr} representa a massa de ar que o *driver* movimenta (tem como carga) e é calculada pela equação D.2:

$$M_{mr} = 0.575 \cdot S_d^{1.5} \quad (D.2)$$

M_{md} representa a massa de montagem do cone e é aproximada segundo a expressão D.3:

$$M_{md} = \frac{M_a}{\left(\frac{f_s}{f_{sa}}\right)^2 - 1} \quad (D.3)$$

Em gramas, no qual M_a é a massa adicionada e f_{sa} é a nova frequência de ressonância, além da frequência de ressonância f_s .

A compliância do *driver* pode ser calculada em (m/N), com M_{ms} em (kg), segundo D.4:

$$C_{ms} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_s)^2 \cdot M_{ms}} \quad (D.4)$$

De posse do valor de C_{ms} (m/N) calculado e também da área do cone S_d (m²) é possível se obter o valor de V_{as} através da expressão D.5:

$$V_{as} = d \cdot c^2 \cdot S_d^2 \cdot C_{ms} \quad (D.5)$$

Em que d é a densidade do ar e c a velocidade do som no ar

Este método, comparado aos que usam uma caixa de testes, tem a vantagem de ser independente de perdas de vazamento, porém, assim como os outros está sujeito ao efeito de não linearidades do sistema de suspensão do *driver*. (DICKASON, 2005)

ANEXO A – FOLHA COM CARACTERÍSTICAS DO ALTO-FALANTE JBL 12PW5

SELENIUM
ALTO-FALANTES

LINHA PROFISSIONAL - Woofer
12PW5 / 12PW5-SLF*

Woofer de 12" profissional desenvolvido para atender as mais diversas necessidades de sonorização de médios e pequenos ambientes, apresentando excelente desempenho na reprodução de médias e baixas frequências.

Indicado para reforço de som em boates, clubes, salões, auditórios, conjuntos musicais e também para caixas monitoras.

A sua grande eficiência na reprodução sonora deve-se à excelente combinação de seus componentes:

- O cone leve fabricado com fibras longas e a suspensão em tecido impregnado proporcionam ao conjunto móvel grande estabilidade, alto rendimento e baixa distorção.
- A bobina móvel é fabricada com fio resistente a altas temperaturas e enrolada em forma de Kapton[®].
- A carcaça em chapa de aço reforçada, com pintura epoxi, confere ao conjunto elevada resistência mecânica.
- A calota em alumínio garante uma perfeita dissipação do calor proveniente da bobina móvel.
- O uso de adesivos de alta resistência garante aos componentes uma ótima colagem e durabilidade.

*12PW5-SLF: Produto sem logotipo frontal Selenium impresso na calota.

A exposição à níveis de ruído além dos limites de tolerância especificados pela Norma Brasileira NR 15 - Anexo 1¹, pode causar perdas ou danos auditivos. A Selenium não responsabiliza-se pelo uso indevido de seus produtos. (*Portaria 3214/78).

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

Diâmetro nominal	305 (12)	mm (in)
Impedância nominal	8	Ω
Impedância mínima @ 212 Hz	7,2	Ω
Potência		
Programa Musical ¹	600	W
RMS (NBR 10.303) ²	300	W
AES ³	300	W
Sensibilidade (2,83V@1m) média entre 100 e 1.000 Hz	96	dB SPL
Compressão de potência @ 0 dB (pot. nom.)	2,8	dB
Compressão de potência @ -3 dB (pot. nom.) / 2	1,5	dB
Compressão de potência @ -10 dB (pot. nom.) / 10	0,5	dB
Resposta de frequência @ -10 dB	50 a 4.000	Hz

¹ Especificações para uso de programa musical e de voz, permitindo distorção harmônica máxima no amplificador de 5%, sendo a potência calculada em função da tensão na saída do amplificador e da impedância nominal do transdutor.

² Norma Brasileira NBR 10.303, com a aplicação de ruído rosa durante 2 horas ininterruptas.

³ Norma AES (80 - 8000Hz).

PARÂMETROS DE THIELE-SMALL

Fs (frequência de ressonância)	42	Hz
Vas (volume equivalente do falante)	108	l
Qts (fator de qualidade total)	0,31	
Qes (fator de qualidade elétrico)	0,32	
Qms (fator de qualidade mecânico)	16,33	
ηo (eficiência de referência em meio espaço)	2,40	%
Sd (área efetiva do cone)	0,0510	m ²
Vd (volume deslocado)	188,7	cm ³
Xmáx (deslocamento máx. (pico) @ 10% distorção)	3,7	mm
Xlim (deslocamento máx. (pico) antes do dano)	19,0	mm

Condições atmosféricas no local de medição dos parâmetros TS:

Temperatura	25	°C
Pressão atmosférica	1.016	mb
Umidade relativa do ar	51	%

Parâmetros de Thiele-Small medidos após amaciamento de 2 horas com metade da potência NBR.
É admitida uma tolerância de $\pm 15\%$ nos valores especificados.

PARÂMETROS ADICIONAIS

βL	15,5	Tm
Densidade de fluxo no gap	1,07	T
Diâmetro da bobina	75	mm
Comprimento do fio da bobina	23,0	m
Coefficiente de temperatura do fio (α25)	0,00368	1/°C
Temperatura máxima da bobina	230	°C
θvc (temperatura máx. da bobina/potência máx.)	0,77	°C/W
Hvc (altura do enrolamento da bobina)	15,5	mm
Hag (altura do gap)	8,0	mm
Re (resistência da bobina)	6,0	Ω
Mms (massa móvel)	49,4	g
Cms (compliance mecânica)	297,8	μm/N
Rms (resistência mecânica da suspensão)	0,8	kg/s

PARÂMETROS NÃO-LINEARES

Le @ Fs (indutância da bobina na ressonância)	4,449	mH
Le @ 1 kHz (indutância da bobina em 1 kHz)	1,332	mH
Le @ 20 kHz (indutância da bobina em 20 kHz)	0,433	mH
Red @ Fs (resistência de perdas na ressonância)	0,28	Ω
Red @ 1 kHz (resistência de perdas em 1 kHz)	4,15	Ω
Red @ 20 kHz (resistência de perdas em 20 kHz)	51,08	Ω
Krm (coeficiente da resistência de perdas)	2,726	mΩ
Kxm (coeficiente da indutância da bobina)	35,461	mH
Erm (expoente da resistência de perdas da bobina)	0,838	
Exm (expoente da indutância da bobina)	0,625

INFORMAÇÕES ADICIONAIS

Material do ímã	Ferite de bário
Peso do ímã	2.000 g
Diâmetro x altura do ímã	169 x 24 mm
Peso do conjunto magnético	4.880 g
Material da carcaça	Chapa de aço
Acabamento da carcaça	Pintura epoxi, cor preta
Acabamento das arruelas	Cromatização azul
Material do fio da bobina	Cobre
Material da forma da bobina	Polimida (Kapton [®])
Material do cone	Celulose fibra longa
Volume ocupado pelo falante	2,1 l
Peso líquido do falante	5.600 g
Peso total (incluindo embalagem)	6.200 g
Dimensões da embalagem (C x L x A)	34,5 x 33 x 18 cm

INFORMAÇÕES PARA MONTAGEM

Número de furos de fixação	8
Diâmetro dos furos de fixação	5,5 mm
Diâmetro do círculo dos furos de fixação	292 mm
Diâmetro do corte para montagem frontal	280 mm
Diâmetro do corte para montagem traseira	275 mm
Tipo do conector	Soldável
Polaridade	Tensão + no (+): deslocamento p/ frente
Distância mín. entre parede da caixa e a traseira do falante	75 mm

Dimensões em mm.

SELENIUM

ALTO-FALANTES

LINHA PROFISSIONAL - Woofer

12PW5 / 12PW5-SLF*

CURVAS DE RESPOSTA (0° e 45°) NACAIXA DE TESTE EM CÂMARA ANECÓICA, 1 W / 1 m

CURVAS DE IMPEDÂNCIA E FASE AOAR LIVRE

CURVAS DE DISTORÇÃO HARMÔNICA A 10% DA POTÊNCIA NBR, A 1 m

CAIXA DE TESTE UTILIZADA

Caixa bass reflex c/ 1 duto ø 10 cm e 2 cm de comprimento, volume interno de 65 litros.

Kapton®: Marca Registrada da Du Pont.

Devido aos avanços tecnológicos, reservamos-nos o direito de inserir modificações sem prévio aviso.
Página: 2/2 Rev.: 01 - 05/03

CURVAS DE RESPOSTA POLAR

COMO ESCOLHER O AMPLIFICADOR

O amplificador deve ser capaz de fornecer o dobro da potência RMS do alto-falante. Este headroom de 3 dB deve-se à necessidade de acomodar os picos que caracterizam o sinal musical.

CALCULANDO A TEMPERATURA DA BOBINA

Evitar que a temperatura da bobina ultrapasse seu valor máximo é extremamente importante para a durabilidade do produto. A temperatura da bobina pode ser calculada através da equação:

$$T_b = T_a + \left(\frac{R_b}{R_a} - 1 \right) \left(T_a - 25 + \frac{1}{\alpha_{25}} \right)$$

T_a , T_b = temperaturas da bobina em °C.

R_a , R_b = resistência da bobina nas temperaturas T_a e T_b , respectivamente.

α_{25} = coeficiente de temperatura do condutor, a 25 °C.

COMPRESSÃO DE POTÊNCIA

A elevação da resistência da bobina com a temperatura provoca uma redução na eficiência do alto-falante. Por esse motivo, se ao dobrarmos a potência elétrica aplicada obtivermos um acréscimo de 2 dB no SPL ao invés dos 3 dB esperados, podemos dizer que houve uma compressão de potência de 1 dB.

COMPONENTES NÃO-LINEARES DA BOBINA

Devido ao acoplamento com a ferragem do conjunto magnético, a bobina dos alto-falantes eletrodinâmicos exibe um comportamento não-linear que pode ser modelado através de diversos parâmetros. Os parâmetros K_{rm} , K_{xm} , E_{rm} , E_{xm} , por exemplo, permitem calcular o valor da resistência e da indutância da bobina em função da frequência.

PROJETO(S) DE CAIXA(S) ACÚSTICA(S) SUGERIDA(S)

Para outros projetos de caixas acústicas, consulte nossa home-page.

SELENIUM EUROPE
Germany
www.seleniumloudspeakers.com

SELENIUM USA
USA
www.seleniumloudspeakers.com

ELETRÔNICA SELENIUM S.A.
BR 386 Km 435 - CEP: 92.480-000
Nova Santa Rita - RS - Brasil
Tel.: (51) 479-4000 - Fax: (51) 479-1150
Atendimento Técnico 0800 51 4161
Atendimento Comercial 0800 51 4114
www.selenium.com.br

ANEXO B – FOLHA COM CARACTERÍSTICAS DO DRIVER JBL D220Ti

DRIVER TITANIUM D220Ti

Driver de compressão com qualidade profissional. Possui diafragma de domo em puro titânio, dando-lhe características de alta sensibilidade e baixa distorção, cobrindo uma faixa de frequências médias e altas.

Pode ser usado em caixas monitoras, caixas de retorno, surround de cinemas ou ainda onde se requer um alto desempenho.

Esta performance é resultado da combinação dos componentes.

Diafragma tipo domo em puro titânio rígido, leve e extremamente fino (0,025 mm). Para evitar stress e distorção, a suspensão possui nervuras especiais.

Transformador acústico (phase plug) injetado em plástico de última geração, com várias aberturas otimizadas que eliminam indesejáveis cancelamentos de fase.

Conjunto magnético de fluxo concentrado na bobina, otimizado utilizando cálculos de elementos finitos.

Bobina móvel fabricada com fio de CCAW (Copper Clad Aluminium Wire), camada simples, enrolada em forma de Kapton*, obtendo-se grande estabilidade e resistência térmica.

Em caso de eventual defeito, o reparo pode ser trocado facilmente, pois possui sistema de auto-centralização.

O modelo D220Ti possui rosca padrão de 1/8" - 18 fios por polegadas para melhor encaixe com cornetas.

OBS.: Para garantir a troca do reparo de maneira facilitada, qualquer tipo de conexão feita nos terminais não poderá ser soldada, sob pena de perda da garantia do produto. Os engenheiros da Selenium sugerem utilizar os conectores Faston fornecidos.

A exposição a níveis de ruído além dos limites de tolerância especificados pela Norma Brasileira NR 15 - Anexo 1*, pode causar perdas ou danos auditivos. A Selenium não se responsabiliza pelo uso indevido de seus produtos. (*Portaria 3214/78).

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

Impedância nominal	8 Ω
Impedância mínima @ 4.806 Hz	6,9 Ω
Potência	
Programa Musical (c/ xover 1.500 Hz 12 dB /oit) ¹	120 W
Programa Musical (c/ xover 2.000 Hz 12 dB /oit) ¹	160 W
RMS (NBR 10.303) (c/ xover 1.500 Hz 12 dB /oit) ²	60 W
RMS (NBR 10.303) (c/ xover 2.000 Hz 12 dB /oit) ²	80 W
Sensibilidade	
Em corneta, 2,83V@1m, no eixo ³	109 dB SPL
Em tubo, 0,0894V ⁴	116 dB SPL
Resposta de frequência @ -6 dB	1.000 to 21.000 Hz
Diâmetro da garganta	25 mm
Material do diafragma	Titânio
Diâmetro da bobina	44 mm
Re (resistência da bobina)	6,0 Ω
Densidade de fluxo no gap	1,60 T
Frequência de corte mínima recomendada (12 dB /oit)	1.500 Hz

¹ Especificações para uso de programa musical e de voz, permitindo distorção harmônica máxima no amplificador de 5%, com o crossover passivo recomendado, sendo a potência calculada em função da tensão na saída do amplificador e da impedância nominal do transdutor.

² Norma Brasileira NBR 10.303, com a aplicação de ruído rosa durante 2 horas ininterruptas.

³ Medida com corneta HL14-25, média entre 1.200 e 15.000 Hz.

⁴ A sensibilidade representa o SPL em um tubo de ondas planas de 25 mm de diâmetro, média entre 800 e 2.000 Hz.

INFORMAÇÕES ADICIONAIS

Material do ímã	Ferrite de bário
Peso do ímã	675 g
Diâmetro x altura do ímã	115 x 15 mm
Peso do conjunto magnético	1.700 g
Material da tampa	Plástico
Acabamento da tampa	Cor preta
Material do fio da bobina	CCAW
Material da forma da bobina	Políimida (Kapton*)
Comprimento do fio da bobina	2,6 m
Altura do enrolamento da bobina	2,7 mm
Coefficiente de temperatura do fio (a25)	0,00435 1/°C
Volume ocupado pelo falante	0,5 l
Peso líquido do falante	1.760 g
Peso total (incluindo embalagem)	1.810 g
Dimensões da embalagem (C x L x A)	12 x 13,6 x 9 cm

INFORMAÇÕES PARA MONTAGEM

Conexão com a corneta	Rosqueado 1/8" - 18 FPP
Tipo do conector	Faston
Polaridade	Tensão + no borne vermelho: deslocamento do diafragma na direção da garganta

CONEXÃO DRIVER x CORNETA

CROSSOVERS RECOMENDADOS

HP1B8 1.500 Hz 12 dB/oit
RC 2.000 Hz 6 dB/oit. (60W RMS Máx.)
 $R = 8,8 \text{ ohms} / 30W$
 $C = 3,3 \mu F / 250V$

Dimensões em mm.

CURVAS DE RESPOSTA E IMPEDÂNCIA C/ CORNETA HL14-25 EM CÂMARA ANECÓICA, 1 W / 1 m

CURVAS DE RESPOSTA E IMPEDÂNCIA C/ TUBO DE ONDAS PLANAS, 1 mW

Curvas de resposta e impedância medidas com o driver acoplado a um tubo de ondas planas de 25 mm de diâmetro.

CURVAS DE DISTORÇÃO HARMÔNICA C/ CORNETA HL14-25, 1 W / 1 m.

Kapton®: Marca Registrada da DuPont.
FerroSound®: Marca Registrada da Ferrofluidics Corporation.

Devido aos avanços tecnológicos, reservamos-nos o direito de inserir modificações sem prévio aviso.

Cód.: N/A Rev.: 02- 10/08

DRIVER TITANIUM D220Ti

CURVAS DE DISTORÇÃO HARMÔNICA C/ CORNETA HL14-25, 5 W / 1 m.

CURVAS DE RESPOSTA POLAR

Driver D220Ti
acoplado à
corneta HL14-25

COMO ESCOLHER O AMPLIFICADOR

O amplificador deve ser capaz de fornecer o dobro da potência RMS do alto-falante. Este headroom de 3 dB deve-se à necessidade de acomodar os picos que caracterizam o sinal musical.

CALCULANDO A TEMPERATURA DA BOBINA

Evitar que a temperatura da bobina ultrapasse seu valor máximo é extremamente importante para a durabilidade do produto. A temperatura da bobina pode ser calculada através da equação:

$$T_b = T_a + \left(\frac{R_a}{R_{25}} - 1 \right) \left(T_a - 25 + \frac{1}{\alpha_{cu}} \right)$$

T_a , T_b = temperaturas da bobina em °C.

R_a , R_{25} = resistência da bobina nas temperaturas T_a e T_{25} , respectivamente.

α_{cu} = coeficiente de temperatura do condutor, a 25 °C.

www.selenium.com.br

www.seleniumloudspeakers.com

ANEXO C – FOLHA COM CARACTERÍSTICAS DO AMPLIFICADOR

INDEX

02 Technical specification
03 Input, power supply and output
04 Input examples
05 Connection examples BD-250.1
06 Connection examples BD-250.2
07 Important notes and troubleshooting
08 Warranty

TECHNICAL SPECIFICATION BD-250.1 / BD-250.2

BD-250.1	BD-250.2
1 Channel (250Wrms 4 ohms @ 14.4Vdc).	2 Channel (125Wrms 2 ohms @14.4Vdc) or 1 Channel (250Wrms 4 ohms @ 14.4Vdc).
Frequency response: 10Hz - 120Hz	Frequency response: 10Hz - 32kHz
Thd : 0.01%	Thd: 0.01%
SNR: >86dB	SNR: >86dB
Damping factor: 85	Damping factor: 85
Input sensitivity	Input sensitivity
Input High: 160mV	Input High: 160mV
Input Low: 1.8V	Input Low: 1.8V
Input impedance:	Input impedance:
Input High: 22kohms	Input High: 22kohms
Input Low: 1kohms	Input Low: 1kohms

LOW IMPEDANCE INPUT WITH AUTOMATIC TURN ON SYSTEM
Current draw at full power (average music program): 9.8A*

Dimensions :
BD-250.1 / BD-250.2
Length 4.9" / Height 1.5" / Width 3.7"
Peso: 0.8 lbs

*Equivalent to current measured with resistive load and sinusoidal signal at half power.
**These values are typical and may present some minor variation.

08

CUSTOMER SERVICE:
55 (19) 3844-7173 - (19) 3844-7465 - (19) 3844-4923 •
BANDA@BANDAAUDIOPARTS.COM

Shop: _____
Phone: _____

Address: _____
Phone: _____

Invoice: _____
Date: _____

Name: _____

REGISTRATION DATA

Warning: Continuous exposure to sound pressure levels over 85dB may cause permanent hearing loss.

After the warranty expires, Banda Audio Parts will continue to provide extensive technical assistance directly or through its network of authorized service, charging, however, the repair services and replacement of components

Note: Permanent Technical Support

Banda Audio Parts reserves the right to change the product and its specifications at any time without prior notice.

Rua Hum, 168 - Jardim Santa Terezinha II - Paulínia - SP - Brazil - CEP: 13148-133

The defective equipment must be shipped to the factory or to an authorized service center.

This warranty does not cover shipping costs.

1. Damage resulting from misuse, abuse, accident, alterations or improper installation;
2. Damage resulting from installation in surfaces subjected to high levels of vibration;
3. Connective work necessitated by repairs made by anyone other than a Banda Audio Parts authorized service technician.

Warranty Exclusions:

proving defective in material or workmanship. Banda Audio Parts will repair or replace, free of charge, any part within the period of this warranty.

Banda Audio Parts warrants this equipment to be free of all defects in material and workmanship for a period of 12 months from the date of purchase

WARRANTY

www.bandaaudioparts.com

Made in Brazil

INPUT, POWER SUPPLY AND OUTPUT

- 1- Remote input (+): connect to the player antenna output.
 - 2- Positive power input (+ 12Vdc): connect to positive battery pole.
 - 3- Negative power input: connect to vehicle chassis ground.
 - 4- Protection fuse: 20A
 - 5- Output terminals.
 - 6- Blue led: amp on
- Low impedance input (wire): can be wired directly to cd / dvd players power outputs. This input has an automatic turn on system that detects if the player is on, turning the amplifier without using a remote signal. 1kohms impedance.
- High impedance input (RCA): used with RCA outputs. 22kohms impedance. Needs remote signal.

BD-250.1 is a mono amplifier so the two inputs are shortened and there is only one output (BRIDGE) capable of driving 250Wrms@4 ohms.

BD-250.2 is a stereo amplifier capable of driving 2 x 125Wrms @ 2 ohms or 1 x 250Wrms @ 4 ohms (BRIDGE). To use the amplifier in bridge mode is necessary to apply the same signal to both inputs using a Y cable for RCA (high impedance) input or jumper for wire input (low impedance).

GLOSSÁRIO

<i>alinhamento</i>	<i>Refere-se ao tipo de função de transferência e consequentemente à resposta em frequência no qual o sistema a ser projetado apresentará. Alguns tipos de alinhamento bass reflex são: QB3, SBB4, EBS3, etc.</i>
<i>aliasing</i>	<i>Fenômeno decorrente da amostragem de um sinal, consiste no rebatimento de frequências acima da frequência de Nyquist.</i>
<i>baffle</i>	<i>Termo utilizado para se referir à tampa frontal da caixa acústica.</i>
<i>baffle infinito</i>	<i>Termo utilizado quando a tampa frontal tem dimensões muito grandes comparadas com as do alto-falante, considerando-se assim que a irradiação sonora é somente para frente.</i>
<i>break-in</i>	<i>Procedimento de teste inicial que consiste em manter uma pré-excitação ao sistema do alto-falante por um determinado período de tempo, suficiente para se estabilizar o sistema de suspensão, bem como avaliar o devido funcionamento dos demais componentes.</i>
<i>coloração</i>	<i>Alteração na resposta em frequência, enfatizando algumas frequências e inibindo outras.</i>
<i>comb filters</i>	<i>Também conhecidos como filtros pente, apresentam em sua resposta picos e vales regularmente espaçados e neste trabalho estão associados às interferências causadas por múltiplas reflexões (reforços e cancelamentos).</i>
<i>half space</i>	<i>Irradiação na região do espaço separada pelo plano frontal.</i>
<i>vibração por simpatia</i>	<i>Quando um elemento vibra em ressonância, induzido pela vibração de outro.</i>