

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO MARANHÃO  
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIAS – CCET  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA – DEEE  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

JOÃO PEDRO MOURA MENDES LOPES

**MODELAGEM E SIMULAÇÃO DAS PRINCIPAIS  
FUNCIONALIDADES DE UM MIXER DE ÁUDIO EM  
MATLAB/SIMULINK**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

São Luís – MA  
2026

**JOÃO PEDRO MOURA MENDES LOPES**

**MODELAGEM E SIMULAÇÃO DAS PRINCIPAIS  
FUNCIONALIDADES DE UM MIXER DE ÁUDIO EM  
MATLAB/SIMULINK**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Maranhão, como pré-requisito para a obtenção do título de bacharel em Engenharia Elétrica no período letivo 2025.2.

Orientador: Prof. Dr. Caio Magno Aguiar de Carvalho

Coorientadora: Prof<sup>a</sup>. Dr<sup>a</sup>. Maria de Fátima Santos

São Luís – MA  
2026

Ficha gerada por meio do SIGAA/Biblioteca com dados fornecidos pelo(a) autor(a).  
Diretoria Integrada de Bibliotecas/UFMA

Moura Mendes Lopes, João Pedro.

Modelagem e Simulação das Principais Funcionalidades de um Mixer de Áudio em MATLAB/SIMULINK / João Pedro Moura Mendes Lopes. - 2026.

83 f.

Coorientador(a) 1: Maria de Fatima Santos.

Orientador(a): Caio Magno Aguiar de Carvalho.

Monografia (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Maranhão, São Luís - Ma, 2026.

1. Processamento Digital de Sinais. 2. Mixers de Áudio. 3. Simscape. 4. Sistemas Híbridos. 5. Prototipagem Virtual. I. Aguiar de Carvalho, Caio Magno. II. Santos, Maria de Fatima. III. Título.

**JOÃO PEDRO MOURA MENDES LOPES**

**MODELAGEM E SIMULAÇÃO DAS PRINCIPAIS  
FUNCIONALIDADES DE UM MIXER DE ÁUDIO EM  
MATLAB/SIMULINK**

**Banca Examinadora**

Prof. Dr. Caio Magno Aguiar de Carvalho (Orientador)

Prof<sup>ª</sup>. Dr<sup>ª</sup>. Maria de Fátima Santos (Coorientadora)

Prof. MSc. Marcos Tadeu Rezende de Araújo (Membro)

Prof. Dr. Francisco das Chagas de Souza (Membro)

São Luís – MA  
2026

## AGRADECIMENTOS

Eu gostaria de, primeiramente, agradecer à Universidade Federal do Maranhão e ao departamento de Engenharia Elétrica e ao seu corpo docente por todas as instruções e trocas de conhecimento valiosíssimas que eu pude usufruir ao longo dessa longa jornada como aluno da graduação. Foi durante esse período que eu tive a oportunidade de me descobrir e de redescobrir que rumos pretendo seguir na minha vida, tanto no âmbito profissional quanto pessoal. Em especial ao meu orientador, Prof. Dr. Caio Magno Aguiar de Carvalho e à minha coorientadora, Prof<sup>a</sup>. Dr<sup>a</sup>. Maria de Fatima Santos, pelo auxílio e confiança que me foram depositados muito antes até mesmo do início do desenvolvimento deste trabalho.

Sou também infinitamente grato à minha mãe, Edicléia, e ao meu pai, Gilmar, que sempre me apoiaram incondicionalmente apesar de todas as dificuldades que se mostraram e se mostram pelo caminho. À minha avó Terezinha e minha tia Mariluce, que foram exemplos de criação e incentivo, sempre com todo o carinho do mundo; embora infelizmente não estejam mais aqui para presenciar essa conquista, para sempre serão inspiração. E à Kiara, minha cadela e maior companheira desde o ensino fundamental.

Por fim, não posso esquecer dos meus queridos amigos mais próximos e colegas da cena de música eletrônica pela confiança e pelo apoio de sempre em meu trabalho como DJ. Isso é só o começo.

Muito obrigado!

*Algebra is like sheet of music. The important thing  
isn't can you read music, it's can you hear it.  
Can you hear the music, Robert?*

*Niels Bohr (OPPENHEIMER, 2023)*

## RESUMO

Este trabalho investiga o desenvolvimento de uma arquitetura híbrida de mixer de áudio em ambiente computacional, integrando algoritmos clássicos de Processamento Digital de Sinais (DSP) com a modelagem analógica de componentes elétricos (Simscape). O objetivo geral consiste em aplicar conceitos de DSP no contexto de áudio, através da modelagem, simulação e análise comparativa entre domínios discreto e contínuo. A metodologia adotada envolveu a implementação de dois cenários de simulação distintos no MATLAB/Simulink para fins de *benchmarking*: um modelo de referência puramente digital (*Full DSP*) e a arquitetura híbrida proposta. Nesta última, efeitos temporais (*Eco*, *Reverb*, *Flanger*) operam no domínio discreto, enquanto os estágios de equalização e ganho são simulados como redes físicas acausais, respeitando as leis de Kirchhoff. Os resultados demonstraram a eficácia da abordagem híbrida na reprodução fiel de comportamentos analógicos, como o Fator Q Proporcional na topologia *Bridged-T* e a resposta natural de filtros *Shelving*, mitigando artefatos típicos de discretização sem a necessidade de algoritmos de aproximação complexos. A validação do sistema evidenciou que a resolução de sistemas rígidos (*stiff systems*) impõe um custo computacional elevado, caracterizando a arquitetura proposta como uma ferramenta robusta para a prototipagem virtual de hardware (offline) e análise de engenharia.

**Palavras-chave:** Processamento Digital de Sinais. Simscape. Mixers de Áudio. Prototipagem Virtual. Sistemas Híbridos.

## ABSTRACT

This work investigates the development of a hybrid audio mixer architecture within a computational environment, integrating classic Digital Signal Processing (DSP) algorithms with the analog modeling of electrical components (Simscape). The general objective consists of applying DSP concepts in the audio context through modeling, simulation, and comparative analysis between discrete and continuous domains. The adopted methodology involved the implementation of two distinct simulation scenarios in MATLAB/Simulink for benchmarking purposes: a purely digital reference model (Full DSP) and the proposed hybrid architecture. In the latter, temporal effects (Echo, Reverb, Flanger) operate in the discrete domain, while equalization and gain stages are simulated as acausal physical networks, respecting Kirchhoff's laws. Results demonstrated the efficacy of the hybrid approach in faithfully reproducing analog behaviors, such as the Proportional Q Factor in the Bridged-T topology and the natural response of Shelving filters, mitigating typical discretization artifacts without the need for complex approximation algorithms. System validation evidenced that resolving stiff systems imposes a high computational cost, characterizing the proposed architecture as a robust tool for virtual hardware prototyping (offline) and engineering analysis.

**Keywords:** Digital Signal Processing. Simscape. Audio Mixers. Virtual Prototyping. Hybrid Systems.

## SUMÁRIO

<b>CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO</b> .....	<b>16</b>
1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO E PROBLEMÁTICA.....	16
1.2. ESTADO DA ARTE .....	17
1.3. JUSTIFICATIVA .....	18
1.4. OBJETIVOS.....	18
<b>1.4.1. Objetivo Geral</b> .....	<b>18</b>
<b>1.4.2. Objetivos Específicos</b> .....	<b>19</b>
1.5. ESTRUTURA DO TRABALHO .....	19
<b>CAPÍTULO 2: FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b> .....	<b>20</b>
2.1. A DUALIDADE ANALÓGICO-DIGITAL NO CONTEXTO DO ÁUDIO .....	20
2.2. FUNDAMENTOS DO PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS .....	22
<b>2.2.1. O Processo de Amostragem e o Critério de Nyquist</b> .....	<b>22</b>
<b>2.2.2. Quantização, Faixa Dinâmica e Relação Sinal-Ruído</b> .....	<b>23</b>
<b>2.2.3. Estabilidade no Plano-Z</b> .....	<b>24</b>
2.3. FILTRAGEM DIGITAL: FUNDAMENTOS MATEMÁTICOS .....	24
<b>2.3.1. Comparativo de Eficiência: IIR vs FIR</b> .....	<b>25</b>
<b>2.3.2. A Estrutura Biquad e o Efeito de “Frequency Warping”</b> .....	<b>26</b>
2.4. ALGORITMOS DE EFEITOS TEMPORAIS E DE MODULAÇÃO .....	29
<b>2.4.1. Ecos, Atrasos e a Malha de Realimentação</b> .....	<b>29</b>
<b>2.4.2. Reverberação Artificial (Topologia de Schroeder)</b> .....	<b>30</b>
<b>2.4.3. Efeitos de Modulação: Vibrato, Flanger e Chorus</b> .....	<b>31</b>
2.5. ELETRÔNICA ANALÓGICA APLICADA AO ÁUDIO .....	32
<b>2.5.1. O Amplificador Operacional e a Técnica de Terra Virtual</b> .....	<b>32</b>
<b>2.5.2. A Lei de Weber-Fechner e a Técnica de Law-Faking</b> .....	<b>33</b>
2.6. MODELAGEM ANALÓGICA E SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL.....	34
<b>2.6.1. Diagrama de Blocos vs. Rede Analógica Acausal</b> .....	<b>34</b>
<b>2.6.2. O Desafio dos Sistemas Rígidos (Stiff Systems)</b> .....	<b>34</b>
<b>CAPÍTULO 3: METODOLOGIA E DESENVOLVIMENTO</b> .....	<b>36</b>
3.1. ARQUITETURA DE PROCESSAMENTO DIGITAL (DSP).....	36
<b>3.1.1. Topologia de Entrada e Controle de Ganho (Input/Trim)</b> .....	<b>38</b>
<b>3.1.2. Equalização Digital (Filtros IIR Paramétricos)</b> .....	<b>39</b>

3.1.3. Controle de Dinâmica e Soma ( <i>Fader</i> e Barramento) .....	40
3.1.4. Arquitetura de Roteamento de Efeitos e Gerenciamento de Fluxo .....	41
3.1.5. Processadores de Efeitos Temporais.....	41
3.1.6. Estágio de Saída e Monitoramento ( <i>Master Output</i> ) .....	46
3.2. MODELAGEM DE CIRCUITOS ANALÓGICOS (SIMSCAPE).....	47
3.2.1. Topologia de Entrada e Controle de Ganho ( <i>Input/Trim</i> ) .....	50
3.2.2. Filtro <i>Low Shelf</i> (Graves) - Topologia Baxandall Simétrica .....	52
3.2.3. Filtro <i>Mid</i> (Médios) – Topologia Active <i>Bridged-T</i> .....	54
3.2.4. Filtro <i>High Shelf</i> (Agudos) - Baxandall Dual com Estabilização .....	56
3.2.5. Controle de Dinâmica ( <i>Fader</i> Analógico com <i>Law-Faking</i> ) .....	57
3.2.6. Somador de Canais Analógico.....	59
3.2.7. Módulo de Efeitos e Integração Híbrida .....	60
3.2.8. Somador de Retorno de Efeitos ( <i>Wet/Dry</i> ) .....	61
3.2.9. Controle Master e Restauração de Fase .....	62
<b>CAPÍTULO 4: RESULTADOS E DISCUSSÃO .....</b>	<b>64</b>
4.1. ANÁLISE DAS LEIS DE CONTROLE E DINÂMICA .....	64
4.1.1. Validação Comparativa: <i>Trim</i> (DSP vs. Simscape) .....	64
4.1.2. Lei de Controle do <i>Fader</i> (Master) .....	65
4.2. ANÁLISE COMPARATIVA DE EQUALIZAÇÃO .....	66
4.2.1. Região de Graves ( <i>Low Shelf</i> ).....	67
4.2.2. Região de Médios ( <i>Peaking/Bell</i> ) .....	68
4.2.3. Região de Agudos ( <i>High Shelf</i> ).....	70
4.3. VALIDAÇÃO DOS PROCESSADORES DE EFEITOS .....	72
4.3.1. Eco ( <i>Delay Digital</i> ) .....	72
4.3.2. <i>Reverb</i> (Topologia de Schroeder) .....	73
4.3.3. <i>Flanger</i> (Modulação Espectral).....	74
4.4. DISCUSSÃO GERAL E ANÁLISE DE DESEMPENHO COMPUTACIONAL .....	75
<b>CAPÍTULO 5: CONCLUSÃO .....</b>	<b>77</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>79</b>
A.1. Controle de Ganho de Entrada ( <i>Trim</i> ).....	80
A.2. Implementação dos Filtros Digitais (DSP Toolbox) .....	81
A.3. Conversão de Tempo Musical (BPM) para Amostras.....	83

<b>A.4. Oscilador de Baixa Frequência (LFO).....</b>	<b>83</b>
<b>A.5. Controle de Saída (Master).....</b>	<b>84</b>

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2-1: À esquerda, o Pioneer DJM-450 representando a topologia puramente digital (DSP); à direita, o AlphaTheta Euphonia, que adota uma abordagem híbrida integrando processamento digital com transformadores analógicos de saída. ....	21
Figura 2-2: Representação espectral do fenômeno de <i>aliasing</i> , demonstrando o espelhamento de frequências superiores ao limite de Nyquist para dentro da faixa audível. ....	23
Figura 2-3: Diagrama de blocos da estrutura Biquadrática. ....	26
Figura 2-4: Comparativo entre a magnitude de resposta de um filtro analógico ideal e um filtro digital discretizado (linha tracejada), evidenciando a compressão da largura de banda em altas frequências ( <i>Frequency Warping</i> ). ....	29
Figura 2-5: Diagrama esquemático simplificado de uma célula de equalização ativa com topologia Baxandall. ....	33
Figura 3-1: Esquemático completo da arquitetura DSP. ....	37
Figura 3-2: Painel de Instrumentação Virtual da arquitetura DSP. ....	38
Figura 3-3: Circuito lógico interno do subsistema Eco. ....	42
Figura 3-4: Circuito lógico interno do subsistema <i>Reverb</i> . ....	44
Figura 3-5: Circuito lógico interno do subsistema <i>Flanger</i> . ....	46
Figura 3-6: Visão geral da implementação híbrida, demonstrando a topologia modular e a integração dos subsistemas. ....	48
Figura 3-7: Painel de Instrumentação Virtual (implementação híbrida). ....	49
Figura 3-8: Topologia analógica do controle de ganho. ....	51
Figura 3-9: Filtro <i>Low Shelf</i> analógico com arquitetura Baxandall. ....	52
Figura 3-10: Filtro <i>Mid</i> com topologia <i>Active Bridged-T</i> . ....	55
Figura 3-11: Filtro <i>High Shelf</i> com implementação Baxandall Dual com estabilização. ....	57
Figura 3-12: Implementação do <i>Fader</i> analógico com o resistor de 1,5 k $\Omega$ ( <i>Law-Faking</i> ). ....	58
Figura 3-13: Implementação do Somador Inversor de canais com o conceito de “terra virtual”. ....	59
Figura 3-14: Interior do subsistema de efeitos dentro da simulação híbrida. ....	61
Figura 3-15: Circuito analógico somador <i>Wet/Dry</i> no final da cadeia de efeitos da implementação híbrida. ....	62

Figura 3-16: Implementação analógica do circuito Ganho Master seguido do amplificador inversor para correção de fase. ....	63
Figura 4-1: Validação cruzada do <i>Trim</i> : Algoritmo digital e circuito analógico calibrado via <i>Lookup Table</i> . ....	65
Figura 4-2: Comparativo de implementações do <i>fader</i> : Digital Quadrático vs. Analógico <i>Law-Faking</i> . ....	66
Figura 4-3: Curvas de magnitude e fase dos filtros <i>Low Shelf: Digital Biquad (RBJ)</i> e Analógico (Baxandall). ....	67
Figura 4-4: Resposta em frequência do filtro <i>Mid/Peaking</i> (Digital DSP e Analógico Simscape). ....	69
Figura 4-5: Comparação das particularidades dos filtros <i>High Shelf (Digital DSP e Analógico Simscape)</i> . ....	71
Figura 4-6: Visualização no domínio temporal dos sinais de entrada e saída do efeito <i>Eco</i> . ....	73
Figura 4-7: Comparação no domínio temporal dos sinais de entrada e saída do efeito <i>Reverb</i> . ....	74
Figura 4-8: Respostas em frequência do efeito <i>Flanger</i> a uma entrada de ruído branco ( <i>white noise</i> ), comparando a magnitude pura com o espectrograma no tempo. ....	75

## **LISTA DE TABELAS**

Tabela 3-1: Relação entre os valores mais utilizados de BPM e o número do atraso em amostras correspondente para os parâmetros de Eco definidos em projeto. ....	43
--	----

## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

**BBD** — *Bucket Brigade Device*

**BPM** — *Beats Per Minute* (Batidas Por Minuto)

**dB** — Decibel

**DC** — *Direct Current* (Corrente Contínua)

**DSP** — *Digital Signal Processing* (Processamento Digital de Sinais)

**EDA** — Equações Diferenciais Algébricas

**FIR** — *Finite Impulse Response* (Resposta ao Impulso Finita)

**FPGA** — *Field Programmable Gate Array* (Arranjo de Portas Programáveis em Campo)

**Hz** — Hertz

**IIR** — *Infinite Impulse Response* (Resposta ao Impulso Infinita)

**LC** — Indutor-Capacitor

**LFO** — *Low Frequency Oscillator* (Oscilador de Baixa Frequência)

**LTl** — Linear e Invariante no Tempo

**Op-Amp** — *Operational Amplifier* (Amplificador Operacional)

**RAM** — *Random Access Memory* (Memória de Acesso Aleatório)

**RBJ** — Robert Bristow-Johnson (Referência aos coeficientes do *Audio EQ Cookbook*)

**RLC** — Resistor-Indutor-Capacitor

**SNR** — *Signal-to-Noise Ratio* (Relação Sinal-Ruído)

**SSD** — *Solid State Drive* (Disco de Estado Sólido)

**THD** — *Total Harmonic Distortion* (Distorção Harmônica Total)

**VST** — *Virtual Studio Technology* (Tecnologia de Estúdio Virtual)

## CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO

A engenharia de áudio moderna situa-se na interseção entre a produção musical e as ciências exatas. Historicamente, os consoles de mixagem operavam exclusivamente no domínio analógico e dependiam de redes de componentes físicos para o processamento de sinais. Com a digitalização da indústria, essas funções foram traduzidas para algoritmos matemáticos, o que trouxe precisão e repetibilidade, mas também impôs desafios relacionados à fidelidade tímbrica e à reprodução precisa de curvas de resposta de topologias complexas.

Nesse contexto, a simulação computacional emerge como uma ferramenta fundamental para analisar essas duas abordagens. Este trabalho propõe o desenvolvimento de modelos computacionais que representem esses dois universos, utilizando a plataforma MATLAB/Simulink para implementar, de forma independente e comparável, algoritmos de Processamento Digital de Sinais (DSP) e a modelagem analógica de circuitos elétricos.

### 1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO E PROBLEMÁTICA

A migração dos consoles de mixagem do domínio analógico para o digital (DSP) trouxe precisão e repetibilidade, mas gerou desafios na fidelidade tímbrica. O problema central reside na tradução de funções de transferência contínuas para o domínio discreto: enquanto circuitos analógicos respondem suavemente, implementações digitais padrão (como filtros Biquadráticos) tendem a cortes abruptos e comportamentos de fase distintos.

Adicionalmente, fenômenos de discretização, como o *Frequency Warping*, deformam a resposta em altas frequências. Somado a isso, topologias analógicas complexas, como o equalizador *Bridged-T*, possuem dinâmicas adaptativas ( $Q$  proporcional) que algoritmos genéricos falham em reproduzir.

Diante disso, o trabalho investiga a seguinte questão: quais são as divergências de comportamento e resposta espectral observadas entre implementações algorítmicas tradicionais e a modelagem analógica de componentes, quando ambas buscam solucionar os mesmos objetivos funcionais de um mixer de áudio?

## 1.2. ESTADO DA ARTE

No cenário atual da indústria de áudio e da pesquisa acadêmica, o estado da arte apresenta uma dicotomia tecnológica clara, com arquiteturas que priorizam ou a precisão matemática ou a musicalidade orgânica.

No domínio puramente digital, consoles de ponta (como a linha Pioneer DJM-V10 e Allen & Heath dLive) estabeleceram o padrão de mercado utilizando processamento em FPGAs com arquitetura de 64 bits em ponto flutuante e taxas de amostragem de 96 kHz. O ponto forte dessa abordagem é o *headroom* virtualmente infinito e a relação sinal-ruído inaudível. Contudo, a principal crítica apontada por engenheiros e músicos refere-se à ausência de coloração harmônica e à resposta estritamente linear do sinal, resultante de filtros que ignoram as saturações e não-linearidades típicas dos componentes eletrônicos.

Em resposta a essa limitação, observa-se o surgimento de uma nova classe de equipamentos híbridos (*Hybrid Digital-Analog*). O exemplo mais notável no estado da arte recente é o console AlphaTheta Euphonia, que integra transformadores analógicos (desenvolvidos em parceria com a Rupert Neve Designs) na saída de um sistema DSP. O objetivo é reintroduzir propositalmente a Distorção Harmônica Total (THD) e a histerese magnética para resgatar a textura sonora perdida na conversão digital.

Já no âmbito da simulação e modelagem, ferramentas baseadas em SPICE (como LTSpice e Multisim) dominam o design de circuitos devido à sua fidelidade às leis de Kirchhoff. Entretanto, sua fragilidade reside na incapacidade de processar fluxos de áudio longos em tempo real, tornando-os ferramentas de análise, e não de performance. Essa limitação computacional e a busca por fidelidade são temas centrais na literatura de *Virtual Analog* (VA).

As bases da modelagem de sistemas de áudio no domínio discreto destacam a complexidade de preservar a energia e a fase em sistemas digitais sem incorrer em custos computacionais proibitivos (Välimäki, Pakarinen, Erkut, & Karjalainen, 2006). De forma complementar, são detalhados os desafios numéricos específicos da simulação de sistemas rígidos (*stiff systems*) em circuitos de processamento sonoro com constantes de tempo extremamente desiguais, o que corrobora a dificuldade de transpor topologias analógicas complexas para algoritmos de tempo real sem recorrer a simplificações drásticas (Yeh & Smith, 2008).

Existe, portanto, uma lacuna tecnológica entre o design de circuitos precisos e a aplicação musical prática (geralmente feita via plugins VST aproximados), espaço onde este trabalho se insere ao propor uma modelagem analógica executável em ambiente MATLAB/Simulink.

### 1.3. JUSTIFICATIVA

A realização deste trabalho justifica-se pela crescente convergência entre tecnologias digitais e analógicas no desenvolvimento de equipamentos de áudio modernos. A compreensão profunda das nuances entre o processamento discreto (DSP) e a resposta de redes analógicas contínuas é fundamental para a engenharia de sistemas híbridos, permitindo explorar a complementaridade entre a precisão algorítmica e a musicalidade intrínseca às topologias elétricas clássicas.

Do ponto de vista industrial, o projeto alinha-se às práticas contemporâneas de Prototipagem Virtual e *Digital Twins*. A capacidade de simular fielmente o comportamento de um circuito elétrico em ambiente computacional permite validar topologias complexas e realizar análises comparativas (*benchmarking*) antes da manufatura física. Esta abordagem reduz significativamente os custos e riscos de desenvolvimento, possibilitando a investigação das divergências entre topologias de filtragem (1ª vs 2ª ordem) e comportamentos dinâmicos de topologia que seriam dificilmente reproduzíveis apenas através de funções de transferência discretas ideais.

### 1.4. OBJETIVOS

Conforme estabelecido no Plano de Monografia, este trabalho foca na investigação e aplicação de conceitos de DSP e Eletrônica no contexto de sistemas de áudio.

#### 1.4.1. Objetivo Geral

Investigar e aplicar conceitos de Processamento Digital de Sinais no contexto de mixers de áudio, através da modelagem, simulação e análise em MATLAB/Simulink,

bem como da implementação de circuitos elétricos equivalentes para validação comparativa.

Nesse sentido, busca-se desenvolver uma metodologia de modelagem comparativa, construindo arquiteturas distintas para a implementação algorítmica (DSP) e para a simulação de circuitos (Simscape). O intuito é confrontar os resultados gerados por ambas as abordagens, verificando as particularidades, vantagens e limitações de cada domínio na reprodução de processamentos de áudio.

#### **1.4.2. Objetivos Específicos**

Para cumprir o objetivo geral, definem-se as seguintes metas:

- Compilar a teoria fundamentadora sobre amostragem, transformadas (Laplace e Z) e topologias clássicas de circuitos de áudio.
- Implementar, no ambiente MATLAB, os algoritmos de efeitos temporais e filtros digitais de equalização baseados em equações características.
- Projetar e simular, de forma isolada, os circuitos analógicos equivalentes a esses filtros utilizando a ferramenta Simscape, respeitando as leis de Kirchhoff.
- Estabelecer critérios de equivalência funcional entre os modelos que representam os domínios digital e analógico, ajustando parâmetros para que ambos cumpram as metas de design dentro das limitações de seus respectivos domínios.
- Validar os resultados através de uma análise comparativa dos sinais de saída, identificando as divergências na resposta de magnitude em frequência e no comportamento temporal entre o modelo lógico (DSP) e o modelo analógico.

#### **1.5. ESTRUTURA DO TRABALHO**

Esta monografia está organizada em cinco capítulos. O Capítulo 2 apresenta a Fundamentação Teórica necessária para compreender os dois domínios. O Capítulo 3 detalha a Metodologia e o Desenvolvimento das arquiteturas de simulação. O Capítulo 4 expõe os Resultados e a Discussão Comparativa entre os modelos. O Capítulo 5 apresenta as Conclusões finais e sugestões para trabalhos futuros.

## CAPÍTULO 2: FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O desenvolvimento de sistemas modernos de processamento de áudio situa-se na complexa interseção entre a precisão determinística dos algoritmos digitais e a variabilidade física dos circuitos elétricos. Para modelar um sistema híbrido que combine a flexibilidade do software com a assinatura sônica característica do hardware analógico, é imprescindível compreender profundamente os princípios fundamentais que regem ambos os domínios. Este capítulo estabelece as bases teóricas necessárias para o projeto, abordando desde os fundamentos matemáticos do Processamento Digital de Sinais (DSP) e a teoria de filtros discretos, até os algoritmos de efeitos temporais e a modelagem analógica de circuitos eletrônicos.

### 2.1. A DUALIDADE ANALÓGICO-DIGITAL NO CONTEXTO DO ÁUDIO

A evolução tecnológica dos estúdios de gravação e mixagem, desde meados do século XX até a atualidade, resultou em um cenário híbrido onde engenheiros e produtores buscam integrar as vantagens operacionais do domínio digital com as qualidades estéticas do domínio analógico. Historicamente, a cadeia de produção de áudio dependia exclusivamente de fenômenos físicos contínuos e de componentes discretos, como válvulas termiônicas, transistores de junção bipolar, transformadores de acoplamento e fitas magnéticas (Sedra & Smith, 2014). Estes meios de armazenamento e processamento introduziam, de forma inevitável, uma série de artefatos não-lineares no sinal de áudio. A saturação magnética da fita e a histerese dos transformadores, por exemplo, geram componentes harmônicos pares e ímpares que, embora tecnicamente constituam distorções da forma de onda original, enriquecem a percepção psicoacústica do timbre. Essa densidade espectral adicional, somada a pequenas flutuações de fase e a um piso de ruído térmico constante, definiu a estética sonora das gravações comerciais por décadas, estabelecendo um padrão auditivo culturalmente aceito.

Em contrapartida, o advento e a democratização do áudio digital trouxeram características técnicas opostas, marcadas pela linearidade absoluta na resposta de frequência, ausência virtual de ruído de fundo e uma repetibilidade perfeita, onde o sinal não se degrada com sucessivas cópias ou execuções. No entanto, essa perfeição matemática trouxe consigo, paradoxalmente, uma percepção subjetiva de neutralidade

excessiva ou esterilidade sonora (Zölzer, 2011). O grande desafio da engenharia de áudio contemporânea, portanto, transcende a simples reprodução fiel do som. O objetivo deslocou-se para a modelagem precisa das não-linearidades, das curvas de transferência e das peculiaridades temporais dos equipamentos clássicos, buscando replicar esse comportamento complexo dentro do ambiente controlado do domínio digital (Reiss & McPherson, 2014).

Essa tensão entre a precisão matemática e o caráter sonoro manifesta-se claramente no nicho de equipamentos para performance (*DJ Mixers*). Por mais de uma década, a hegemonia de arquiteturas puramente digitais, exemplificadas pelo mixer Pioneer DJM-450, priorizou a consistência absoluta através de processadores DSP de 64 bits. Embora tecnicamente impecáveis quanto à relação sinal-ruído e resposta de frequência, esses sistemas ilustram a crítica à sonoridade 'clínica' resultante da linearidade extrema.

Em resposta a essa demanda tímbrica, a indústria observa o surgimento recente de topologias híbridas, cujo um dos maiores destaque atuais é o AlphaTheta Euphonia. Este equipamento exemplifica a convergência discutida, mantendo a precisão digital para o processamento de efeitos e roteamento, mas integrando transformadores analógicos (Rupert Neve Designs) no estágio de saída final. O objetivo técnico desta abordagem é reintroduzir propositalmente as não-linearidades, como a distorção harmônica e a saturação magnética, para devolver o 'calor' ao sinal, validando a relevância da pesquisa em arquiteturas mistas. A Figura 2-1 ilustra a distinção visual e conceitual entre estas duas filosofias de engenharia.

Figura 2-1: À esquerda, o Pioneer DJM-450 representando a topologia puramente digital (DSP); à direita, o AlphaTheta Euphonia, que adota uma abordagem híbrida integrando processamento digital com transformadores analógicos de saída.



Fonte: Adaptado de Pioneer DJ (PIONEER DJ, 2026) e AlphaTheta (ALPHATHETA, 2026).

## 2.2. FUNDAMENTOS DO PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS

O áudio digital consiste na representação numérica de ondas sonoras contínuas através de uma sequência de amostras discretas no tempo e quantizadas em amplitude (Proakis & Manolakis, 2006). A fidelidade e a qualidade dinâmica desta representação são delimitadas por dois pilares fundamentais: a taxa de amostragem, que define a largura de banda de frequência, e a resolução de bits, que define a faixa dinâmica e a relação sinal-ruído.

### 2.2.1. O Processo de Amostragem e o Critério de Nyquist

A discretização do eixo temporal é regida matematicamente pelo Teorema da Amostragem de Nyquist-Shannon. Este teorema postula uma condição fundamental para a digitalização sem perdas, afirmando que um sinal contínuo limitado em banda pode ser reconstruído perfeitamente se, e somente se, a taxa de amostragem ( $F_s$ ) for estritamente superior ao dobro da maior frequência contida no sinal ( $F_{max}$ ). Matematicamente, esta relação é expressa pela inequação fundamental:

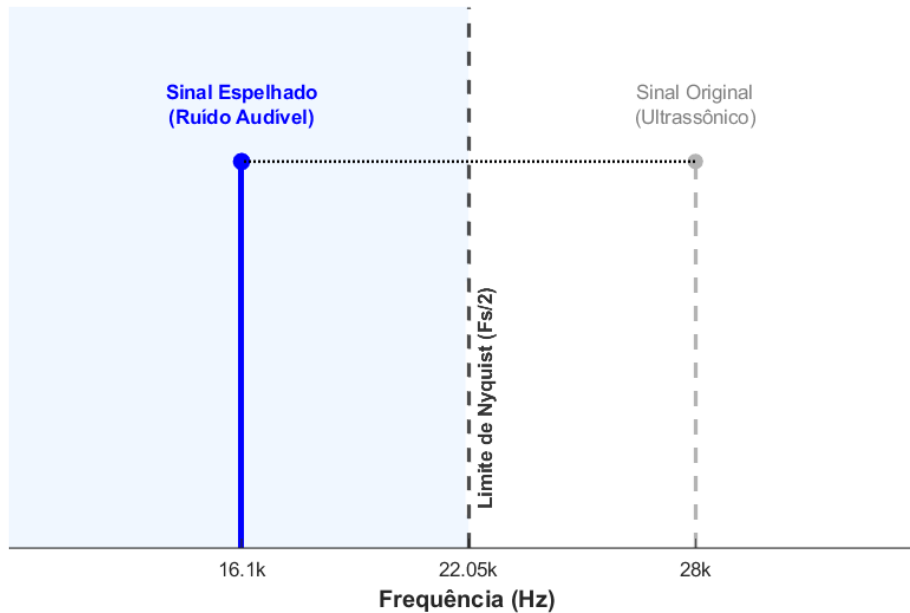
$$F_s > 2B \quad (2.1)$$

Onde  $B$  representa a largura de banda do sinal. Se essa condição não for atendida, ocorre a sobreposição espectral irreversível.

O cumprimento rigoroso deste critério é vital para evitar o fenômeno de *aliasing*. Caso o sinal de entrada contenha componentes espectrais acima do limite de Nyquist, que corresponde à metade da taxa de amostragem, essas frequências não são simplesmente descartadas, mas sim espelhadas de volta para a faixa audível. Esse espelhamento resulta em frequências inarmônicas que não possuem relação musical com o sinal original, sendo percebidas como ruído digital ou distorção metálica. No contexto de sistemas de emulação analógica, o controle do *aliasing* torna-se ainda mais crítico, pois processos que envolvem saturação ou distorção não-linear expandem a largura de banda do sinal, gerando novos harmônicos de alta frequência. Se esses novos harmônicos ultrapassarem o limite de Nyquist, eles retornarão como artefatos digitais destrutivos, comprometendo

a integridade da emulação. A mecânica desse espelhamento espectral é exemplificada na Figura 2-2.

Figura 2-2: Representação espectral do fenômeno de *aliasing*, demonstrando o espelhamento de frequências superiores ao limite de Nyquist para dentro da faixa audível.



Fonte: O Autor (2026).

### 2.2.2. Quantização, Faixa Dinâmica e Relação Sinal-Ruído

Enquanto a amostragem discretiza o tempo, a quantização é responsável pela aproximação da amplitude do sinal. Como o sinal analógico possui variação de tensão contínua e infinita, o sistema digital necessita fixar um valor numérico discreto para cada amostra, selecionado a partir de uma grade de valores possíveis determinada pela resolução de bits. A discrepância entre a tensão real de entrada e o valor digital armazenado é denominada Erro de Quantização. Auditivamente, esse erro manifesta-se como um ruído de fundo de banda larga, muitas vezes correlacionado com o sinal.

A Relação Sinal-Ruído (*SNR*) teórica de um sistema digital quantifica a margem dinâmica disponível entre o nível máximo do sinal antes da distorção digital e o piso de ruído de quantização. Para contextualizar, um sistema convencional de 16 bits oferece uma *SNR* de aproximadamente 96 *dB*, enquanto sistemas profissionais de 24 bits expandem essa margem para cerca de 144 *dB*. Na implementação deste trabalho, é utilizado processamento interno de ponto flutuante de precisão dupla (64 bits), proporcionando uma margem dinâmica (*headroom*) virtualmente infinita, muito superior aos 144 *dB* teóricos dos conversores de 24 bits, eliminando qualquer risco de distorção

por *clipping* matemático interno. Isso implica que, dentro da arquitetura do processador digital, o ruído de quantização é matematicamente desprezível. Conclui-se, portanto, que qualquer ruído ou textura granulada presente na saída do sistema proposto é intencional, sendo fruto direto da modelagem dos componentes analógicos ruidosos e não uma limitação da resolução digital (Reiss & McPherson, 2014).

### 2.2.3. Estabilidade no Plano-Z

Para o projeto e análise de sistemas digitais lineares e invariantes no tempo (LTI), utiliza-se a Transformada Z. Esta ferramenta matemática generaliza a Transformada de Fourier para sequências discretas, permitindo visualizar o comportamento do sistema no domínio da frequência complexa, conhecido como Plano-Z.

O conceito primordial nesta análise é a Estabilidade do sistema. Um filtro digital é considerado estável quando sua resposta a um impulso decai progressivamente com o tempo, retornando ao equilíbrio. No gráfico do Plano-Z, a condição necessária e suficiente para a estabilidade é que todos os Polos, que são as raízes do denominador da função de transferência, estejam localizados estritamente dentro do círculo unitário. Se um único polo se posicionar sobre a circunferência ou fora dela, a amplitude do sinal na saída do filtro crescerá exponencialmente a cada amostra, levando rapidamente à saturação numérica do sistema. O projeto de equalizadores paramétricos com alto Fator de Qualidade ( $Q$ ) exige atenção redobrada a este aspecto, pois, para obter ressonâncias agudas, os polos devem ser posicionados muito próximos da fronteira de instabilidade (Proakis & Manolakis, 2006). Por esta razão, a metodologia deste trabalho adotou as formulações de coeficientes do Audio EQ Cookbook (Bristow-Johnson, 2005), as quais derivam da Transformada Bilinear para garantir que, matematicamente, os polos permaneçam contidos na região de estabilidade para quaisquer valores de frequência e  $Q$  aplicados durante a simulação.

## 2.3. FILTRAGEM DIGITAL: FUNDAMENTOS MATEMÁTICOS

Os filtros digitais constituem a base dos algoritmos de equalização, sendo responsáveis por modificar seletivamente a amplitude e a fase do espectro de frequência

do sinal de áudio. Antes de discutir as arquiteturas específicas, é fundamental compreender como o processamento ocorre no domínio do tempo discreto.

A fundamentação matemática da filtragem digital em sistemas discretos baseia-se na teoria de sistemas Lineares e Invariantes no Tempo (LTI). O processamento é definido pela operação de convolução ou, em implementações recursivas eficientes, pela aplicação de equações de diferenças de coeficientes constantes (Oppenheim & Schaffer, 2010). Esta fórmula generaliza a relação entre o sinal de entrada  $x[n]$  e o sinal de saída  $y[n]$  através de somas ponderadas de amostras passadas e presentes:

$$y[n] = \sum_{k=0}^M (b_k \cdot x[n - k]) - \sum_{k=1}^N (a_k \cdot y[n - k]) \quad (2.2)$$

Onde os coeficientes “ $b$ ” definem a parte *feed-forward* (zeros) e os coeficientes “ $a$ ” definem a realimentação (polos). Existem duas arquiteturas predominantes para a implementação de filtros digitais: FIR e IIR.

### 2.3.1. Comparativo de Eficiência: IIR vs FIR

Existem duas arquiteturas predominantes para a implementação de filtros digitais: FIR e IIR. Os filtros FIR (Resposta ao Impulso Finita) operam baseados exclusivamente em valores passados da entrada. Eles garantem estabilidade incondicional e oferecem a possibilidade de fase linear, o que preserva a forma de onda dos transientes. No entanto, para atuar eficazmente em baixas frequências, os filtros FIR demandam uma ordem muito elevada, exigindo milhares de coeficientes e operações matemáticas por amostra, o que resulta em maior latência e consumo de processamento.

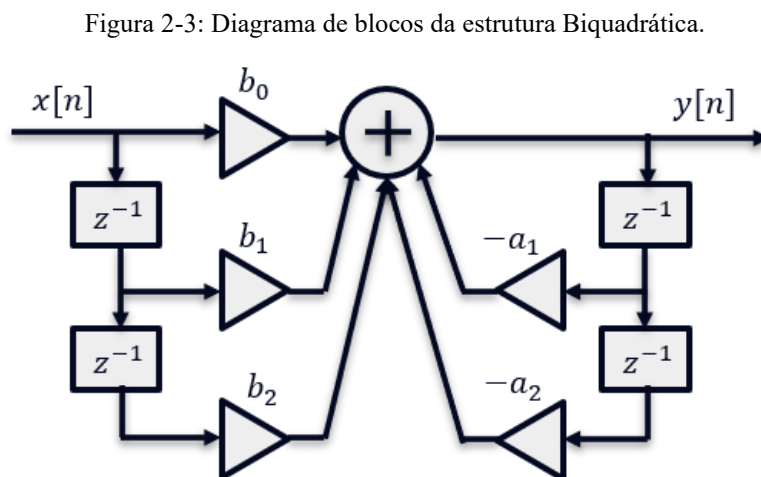
Em contrapartida, os filtros IIR (Resposta ao Impulso Infinita) empregam a técnica de realimentação, utilizando frações da saída anterior para calcular a nova amostra. De maneira análoga aos circuitos elétricos ressonantes que armazenam energia em capacitores e indutores, os filtros IIR são capazes de gerar curvas de equalização acentuadas e complexas utilizando uma ordem muito baixa. Devido à sua alta eficiência computacional e ao comportamento de fase mínima, que mimetiza naturalmente a resposta de fase dos componentes analógicos, os filtros IIR consolidaram-se como a escolha padrão da indústria para equalizadores em tempo real (Zölzer, 2011).

### 2.3.2. A Estrutura *Biquad* e o Efeito de “*Frequency Warping*”

A implementação mais versátil e comum para filtros IIR em aplicações de áudio é a estrutura conhecida como *Biquad* (Bi-quadrático). Trata-se de um conjunto de equações de diferenças de segunda ordem que utilizam cinco coeficientes para sintetizar uma vasta gama de filtros, incluindo passa-baixa, passa-alta, passa-banda e equalizadores paramétricos. O cálculo desses coeficientes digitais a partir de parâmetros musicais analógicos é realizado através da Transformada Bilinear. A forma canônica da função de transferência de um filtro Biquad no domínio digital é expressa pela razão de dois polinômios de segunda ordem:

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}} \quad (2.3)$$

A representação visual desta equação em diagrama de blocos, utilizando a estrutura que confere todos os coeficientes normalizados em termos de  $a_0$ , pode ser observada na Figura 2-3.



Fonte: O Autor (2026).

Para o cálculo dos coeficientes  $(a_n, b_n)$ , a literatura estabelecida por Robert Bristow-Johnson (Bristow-Johnson, 2005) define um conjunto de variáveis intermediárias comuns a todas as topologias, baseadas na frequência angular  $(\omega_0)$ , frequência de referência  $(f_0)$ , frequência de amostragem  $(F_s)$ , fator de qualidade  $(Q)$  e no fator de ganho linear  $(A)$ :

$$A = 10^{\left(\frac{G_{dB}}{40}\right)} \quad (2.4)$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi \cdot f_0}{F_s} \quad (2.5)$$

$$\alpha = \frac{\sin(\omega_0)}{(2Q)} \quad (\text{Para Peaking}) \quad (2.6)$$

$$\alpha = \left(\frac{\sin(\omega_0)}{2}\right) \cdot \sqrt{\left(A + \frac{1}{A}\right) \cdot \left(\frac{1}{Slope} - 1\right) + 2} \quad (\text{Para Shelving}) \quad (2.7)$$

Onde  $G_{dB}$  representa o ganho desejado em decibéis e  $Slope$  (ou  $S$ ) define a declividade da prateleira (*shelf*), controlando a transição entre a banda passante e a de atenuação. A partir destas variáveis, derivam-se os coeficientes específicos para as topologias de equalização utilizadas neste trabalho. Elas se apresentam nas seguintes equações analíticas:

Equações para o Filtro *Low Shelf* (conjunto 2.8):

$$b_0 = A \cdot \left( (A + 1) - (A - 1) \cdot \cos(\omega_0) + 2 \cdot \sqrt{A} \cdot \alpha \right) \quad (2.8)$$

$$b_1 = 2A \cdot \left( (A - 1) - (A + 1) \cdot \cos(\omega_0) \right)$$

$$b_2 = A \cdot \left( (A + 1) - (A - 1) \cdot \cos(\omega_0) - 2\sqrt{A} \cdot \alpha \right)$$

$$a_0 = \left( (A + 1) + (A - 1) \cdot \cos(\omega_0) + 2\sqrt{A} \cdot \alpha \right)$$

$$a_1 = -2 \cdot \left( (A - 1) + (A + 1) \cdot \cos(\omega_0) \right)$$

$$a_2 = \left( (A + 1) + (A - 1) \cdot \cos(\omega_0) - 2\sqrt{A} \cdot \alpha \right)$$

Equações para o Filtro *Peaking/Bell* (conjunto 2.9):

$$b_0 = 1 + \alpha \cdot A \quad (2.9)$$

$$b_1 = -2 \cdot \cos(\omega_0)$$

$$b_2 = 1 - \alpha \cdot A$$

$$a_0 = 1 + \frac{\alpha}{A}$$

$$a_1 = -2 \cdot \cos(\omega_0)$$

$$a_2 = 1 - \frac{\alpha}{A}$$

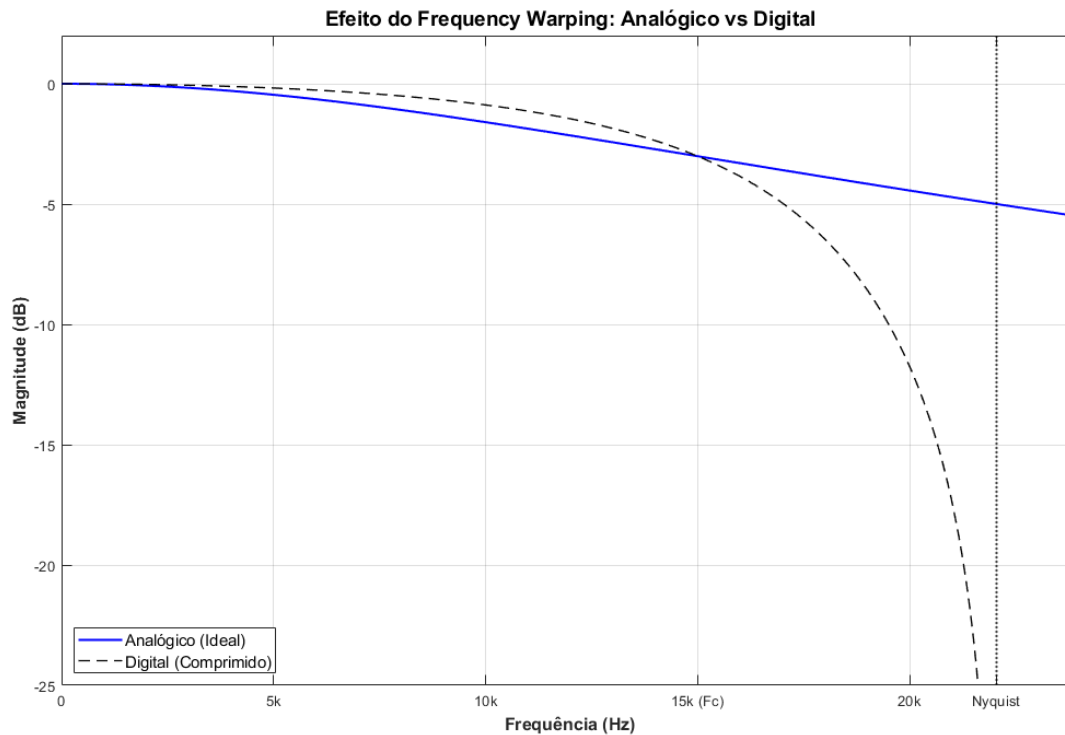
Equações para o Filtro *High Shelf* (conjunto 2.10):

$$\begin{aligned}
 b_0 &= A \cdot \left( (A + 1) + (A - 1) \cdot \cos(\omega_0) + 2\sqrt{A} \cdot \alpha \right) & (2.10) \\
 b_1 &= -2A \cdot \left( (A - 1) + (A + 1) \cdot \cos(\omega_0) \right) \\
 b_2 &= A \cdot \left( (A + 1) + (A - 1) \cdot \cos(\omega_0) - 2\sqrt{A} \cdot \alpha \right) \\
 a_0 &= \left( (A + 1) - (A - 1) \cdot \cos(\omega_0) + 2\sqrt{A} \cdot \alpha \right) \\
 a_1 &= 2 \cdot \left( (A - 1) - (A + 1) \cdot \cos(\omega_0) \right) \\
 a_2 &= \left( (A + 1) - (A - 1) \cdot \cos(\omega_0) - 2\sqrt{A} \cdot \alpha \right)
 \end{aligned}$$

Com a determinação destes coeficientes ( $b_0 \dots b_2, a_0 \dots a_2$ ), a estrutura Biquad torna-se apta a processar o sinal de áudio, replicando teoricamente a curva de resposta definida pelos parâmetros musicais. Este procedimento encerra a etapa de discretização, convertendo a intenção do projeto analógico em instruções matemáticas executáveis pelo processador digital.

Contudo, este método matemático introduz uma distorção não-linear no mapeamento das frequências, fenômeno conhecido como *Frequency Warping*, ou Deformação de Frequência. Nas regiões próximas à frequência de Nyquist, tipicamente acima de 15 kHz em sistemas de 44,1 kHz, a curva de resposta do filtro digital sofre uma compressão significativa em relação à curva analógica ideal. Este fenômeno tem implicações sonoras diretas e explica a razão pela qual muitos equalizadores digitais básicos apresentam uma sonoridade considerada fechada ou áspera nos agudos. Diferente dos filtros analógicos, que mantêm a simetria da curva de sino até frequências ultrassônicas, os filtros digitais têm sua largura de banda efetiva estreitada pela matemática da conversão, alterando a interação do filtro com os harmônicos superiores do sinal (Reiss & McPherson, 2014). A Figura 2-4 apresenta um comparativo visual entre a curva analógica ideal e a resposta digital comprimida pelo *warping*.

Figura 2-4: Comparativo entre a magnitude de resposta de um filtro analógico ideal e um filtro digital discretizado (linha tracejada), evidenciando a compressão da largura de banda em altas frequências (*Frequency Warping*).



Fonte: O Autor (2026).

## 2.4. ALGORITMOS DE EFEITOS TEMPORAIS E DE MODULAÇÃO

Os efeitos de processamento temporal, que incluem ecos, reverberações e modulações, baseiam-se fundamentalmente na manipulação de amostras armazenadas na memória RAM. A estrutura de dados essencial para essas operações é a Linha de Atraso (*Delay Line*), geralmente implementada como um buffer circular.

### 2.4.1. Ecos, Atrasos e a Malha de Realimentação

O efeito mais elementar nesta categoria é o Eco, que consiste em gravar o sinal de entrada na memória e reproduzi-lo após um intervalo de tempo determinado pelo usuário. Para gerar repetições múltiplas e decaimento natural, aplica-se a técnica de realimentação (*feedback*), onde uma fração da saída do atraso é reinjetada na entrada do sistema. A representação matemática deste atraso com realimentação é dada pela equação 2.11:

$$y[n] = x[n - D] + g \cdot y[n - D] \quad (2.11)$$

Onde  $D$  é o atraso em amostras e  $g$  é o ganho do loop ( $0 < g < 1$ ).

A estabilidade sonora e matemática deste processo depende de um ganho de realimentação estritamente menor que a unidade. Se o ganho do loop for ajustado para valores iguais ou superiores a 1, o sinal será amplificado sucessivamente a cada ciclo de repetição, levando o sistema a um estado de auto-oscilação e saturação. Este comportamento, embora indesejado em sistemas lineares, é frequentemente explorado criativamente em unidades de eco analógicas para gerar texturas de ruído e oscilação controlada (Zölzer, 2011).

#### 2.4.2. Reverberação Artificial (Topologia de Schroeder)

A simulação acústica convincente de um ambiente real, como uma sala de concerto, é uma tarefa complexa devido à existência de milhares de reflexões sonoras por segundo que chegam ao ouvinte de todas as direções. Simular cada reflexão individualmente seria computacionalmente proibitivo. Para solucionar isso, Manfred Schroeder desenvolveu, na década de 1960, uma topologia algorítmica eficiente que combina dois blocos funcionais em cascata.

Primeiramente, utilizam-se múltiplos Filtros Pente em paralelo, com tempos de atraso primos entre si, para criar a densidade estatística inicial de ecos. Em seguida, o sinal processado passa por uma série de Filtros *All-Pass* (Passa-Tudo). Estes filtros possuem a propriedade única de alterar a fase do sinal em função da frequência sem modificar sua amplitude global. A função de transferência  $H(z)$  típica de um filtro *All-Pass* de primeira ordem é definida como:

$$H(z) = \frac{(-a + z^{-D})}{(1 - a \cdot z^{-D})} \quad (2.12)$$

Esta estrutura é essencial para criar a difusão temporal densa sem colorir o timbre. No contexto da reverberação, eles atuam como difusores acústicos, borrando os ecos discretos e transformando as repetições rítmicas em uma cauda de reverberação densa,

suave e contínua, desprovida de periodicidade óbvia ou coloração metálica excessiva (Zölzer, 2011).

### 2.4.3. Efeitos de Modulação: *Vibrato*, *Flanger* e *Chorus*

Uma classe distinta de efeitos surge quando o tempo de leitura da linha de atraso não é fixo, mas sim variado ciclicamente por um Oscilador de Baixa Frequência (LFO). A distinção sonora entre os efeitos de modulação reside na faixa de tempo utilizada e na arquitetura de mixagem.

O *Vibrato* atua variando periodicamente a taxa de leitura do *buffer*, o que altera a afinação do sinal sem misturá-lo com a entrada original, emulando a técnica de *vibrato* de um instrumentista de cordas ou cantor. O *Flanger* utiliza atrasos extremamente curtos, tipicamente inferiores a 15 milissegundos, misturados ao sinal original. A soma desses sinais cria um filtro pente móvel, com cancelamentos de frequência profundos que varrem o espectro, resultando no som característico de jato ou tunelamento. Este comportamento de Filtro Pente *Feed-Forward* é descrito pela equação 2.13:

$$y[n] = x[n] + x[n - M[n]] \quad (2.13)$$

Onde  $M[n]$  é o atraso que varia ciclicamente no tempo, modulado pelo LFO. Já o *Chorus* emprega tempos de atraso médios, entre 15 e 30 milissegundos, também somados ao original. Nessa faixa de tempo, o ouvido humano percebe o sinal atrasado não como uma filtragem, mas como uma duplicata distinta da fonte sonora. As pequenas variações de afinação e tempo criam a ilusão psicoacústica de múltiplos instrumentos tocando em uníssono, enriquecendo a textura estéreo.

A implementação digital de alta fidelidade destes efeitos impõe o uso de algoritmos de Interpolação. Como a modulação contínua do atraso frequentemente requisita valores de amostras em posições fracionárias, a interpolação é necessária para calcular matematicamente o valor intermediário correto. A ausência deste cálculo resultaria em descontinuidades abruptas na forma de onda, percebidas como ruídos digitais (Zölzer, 2011).

## 2.5. ELETRÔNICA ANALÓGICA APLICADA AO ÁUDIO

Enquanto o processamento digital opera no domínio abstrato da matemática discreta, a simulação analógica exige a compreensão das leis da física e das restrições reais dos componentes eletrônicos. A modelagem fiel de um mixer analógico depende da correta representação de seus blocos construtivos.

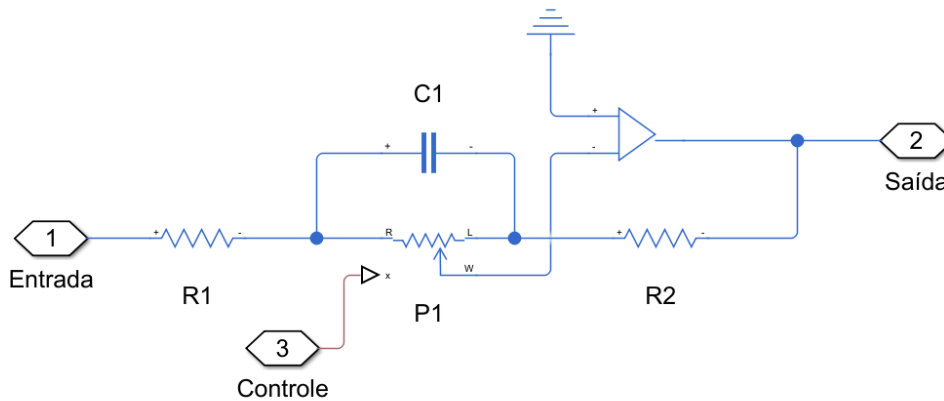
### 2.5.1. O Amplificador Operacional e a Técnica de Terra Virtual

O Amplificador Operacional (Op-Amp) é o componente ativo fundamental na arquitetura de consoles de mixagem. Para fins de modelagem funcional neste trabalho, adota-se o modelo ideal do Amplificador Operacional. Este modelo pressupõe ganho de malha aberta infinito ( $A_{OL} \rightarrow \infty$ ), impedância de entrada infinita ( $Z_{in} \rightarrow \infty$ ) e impedância de saída nula ( $Z_{out} = 0$ ). Tais simplificações permitem focar na análise das topologias de realimentação sem a interferência, nesta etapa de projeto, de não-linearidades parasitas do componente ativo (Franco, 2015).

Sendo assim, a aplicação mais crítica do Op-Amp em consoles é a configuração de amplificador inversor, que cria um ponto de Terra Virtual na entrada. Esta técnica é essencial para a arquitetura de mixagem, pois permite que dezenas de canais de áudio sejam somados eletricamente em um único nó ideal com total isolamento de impedância. Graças ao terra virtual, o ajuste de volume ou equalização de um canal não afeta o nível ou o timbre dos canais adjacentes, garantindo a independência necessária para a operação do mixer (Franco, 2015).

Uma vez estabelecida a estrutura de ganho e soma, a assinatura sônica ou resposta tímbrica do console é definida pela topologia do equalizador. Para o controle das extremidades do espectro de frequência (Graves e Agudos), a Topologia Baxandall consagrou-se como o padrão industrial. Operando com curvas do tipo *Shelving* (Prateleira), ela utiliza redes de realimentação negativa na malha do Op-Amp para gerar atuações extremamente largas e suaves. É reconhecida por sua musicalidade e baixa distorção de fase, permitindo grandes correções tonais sem introduzir a aspereza típica de filtros digitais abruptos (Self, 2014). O esquema elétrico simplificado desta topologia pode ser observado na Figura 2-5.

Figura 2-5: Diagrama esquemático simplificado de uma célula de equalização ativa com topologia Baxandall.



Fonte: O Autor (2026).

Em contrapartida, para a equalização da faixa de médios, frequentemente emprega-se a Topologia *Bridged-T*. Diferente do Baxandall, este circuito incorpora elementos indutivos, ou simuladores de indutores via *gyrators*, para criar ressonâncias. Sua característica mais distinta é a interação proporcional entre ganho e largura de banda, ou Fator  $Q$ . Em circuitos *Bridged-T* clássicos, o filtro atua de forma larga quando o ganho é baixo, mas torna-se progressivamente mais estreito e seletivo à medida que o ganho é aumentado. Esse comportamento dinâmico e adaptativo é natural no domínio analógico, mas difícil de replicar em filtros digitais genéricos de  $Q$  constante (Self, 2014).

### 2.5.2. A Lei de Weber-Fechner e a Técnica de *Law-Faking*

Um aspecto crucial da interface homem-máquina no áudio é a resposta dos controles de volume. A sensibilidade auditiva humana segue uma escala logarítmica, conforme descrito pela Lei de Weber-Fechner: para percebermos um aumento linear no volume, a potência sonora precisa aumentar exponencialmente. No entanto, potenciômetros lineares são preferidos na fabricação de equipamentos devido ao seu menor custo e maior precisão mecânica em comparação aos logarítmicos. Para reconciliar a linearidade do componente com a natureza logarítmica da audição, utiliza-se a técnica de *Law-Faking*, ou Simulação de Lei. Esta técnica consiste na adição de um resistor fixo em paralelo ao cursor do potenciômetro linear. A interação das impedâncias entorta a curva de transferência de tensão do circuito, aproximando-a de uma resposta logarítmica

ideal. Sem essa modelagem analógica detalhada, os *faders* da simulação teriam uma atuação abrupta e pouco musical, concentrando toda a faixa útil de volume em uma pequena região do curso (Self, 2014).

## 2.6. MODELAGEM ANALÓGICA E SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

A metodologia empregada neste trabalho distingue-se por utilizar duas abordagens complementares de simulação computacional, cada uma adequada a um nível de abstração diferente.

### 2.6.1. Diagrama de Blocos vs. Rede Analógica Acausal

Os ambientes de DSP tradicionais, como o núcleo padrão do Simulink, operam baseados em diagramas de blocos causais. Neste paradigma, o sinal é tratado como um fluxo de dados unidirecional: entra em um bloco, sofre uma operação matemática e sai para o próximo estágio. Só há retroação lógica. Em contraste, a Modelagem Analógica, implementada através do ambiente Simscape, interpreta o sistema como uma rede acausal de componentes reais. Neste modelo, não existem entradas e saídas fixas no sentido computacional; existem terminais simulados onde as grandezas de tensão e corrente são compartilhadas bidirecionalmente. O sistema respeita integralmente as Leis de Kirchhoff e o princípio da conservação de energia, permitindo simular interações complexas de impedância que seriam invisíveis em um modelo puramente matemático [9].

### 2.6.2. O Desafio dos Sistemas Rígidos (*Stiff Systems*)

A simulação conjunta de circuitos eletrônicos e processamento de áudio apresenta um desafio numérico considerável devido às diferentes escalas temporais envolvidas. Em um circuito de áudio real, certos fenômenos ocorrem em velocidades extremas, como a descarga de capacitores parasitas na ordem de nanossegundos, enquanto o sinal de áudio evolui de forma relativamente lenta, na ordem de milissegundos.

Matematicamente, essa disparidade caracteriza o que se denomina de Sistema Rígido, ou *Stiff System*. Tentar resolver as equações de diferenças de um sistema rígido utilizando métodos numéricos convencionais frequentemente resulta em instabilidade

numérica ou tempos de simulação proibitivos, pois o computador é forçado a calcular passos de tempo infinitesimalmente pequenos. Para viabilizar a simulação do console híbrido, é necessário utilizar *Solvers* Implícitos especializados disponíveis no MATLAB. Estes algoritmos são capazes de adaptar dinamicamente o passo de integração, mantendo a estabilidade e a precisão necessárias sem comprometer o desempenho global do modelo [8].

## CAPÍTULO 3: METODOLOGIA E DESENVOLVIMENTO

Este capítulo detalha a arquitetura do Mixer de Áudio desenvolvido, caracterizada por uma abordagem híbrida que integra o Processamento Digital de Sinais (DSP) no domínio do tempo discreto e a modelagem analógica de circuitos elétricos (Simscape) no domínio contínuo. Para fins de clareza e precisão técnica ao longo deste trabalho, estabelece-se a seguinte distinção terminológica: o termo “DSP” será utilizado para referir-se aos algoritmos digitais convencionais baseados em fluxo de sinal (*Signal Flow*) e funções de transferência diretas. Em contrapartida, o termo “Analógico”, como é de se esperar, designará os blocos de modelagem de redes elétricas (*Analog Network*), regidos pelas leis de Kirchhoff e pelo princípio da conservação de energia. A validação comparativa entre esses domínios será pautada em três métricas técnicas principais: precisão da magnitude espectral, comportamento dinâmico do Fator  $Q$  (na topologia analógica *Bridged-T*) e extensão de largura de banda.

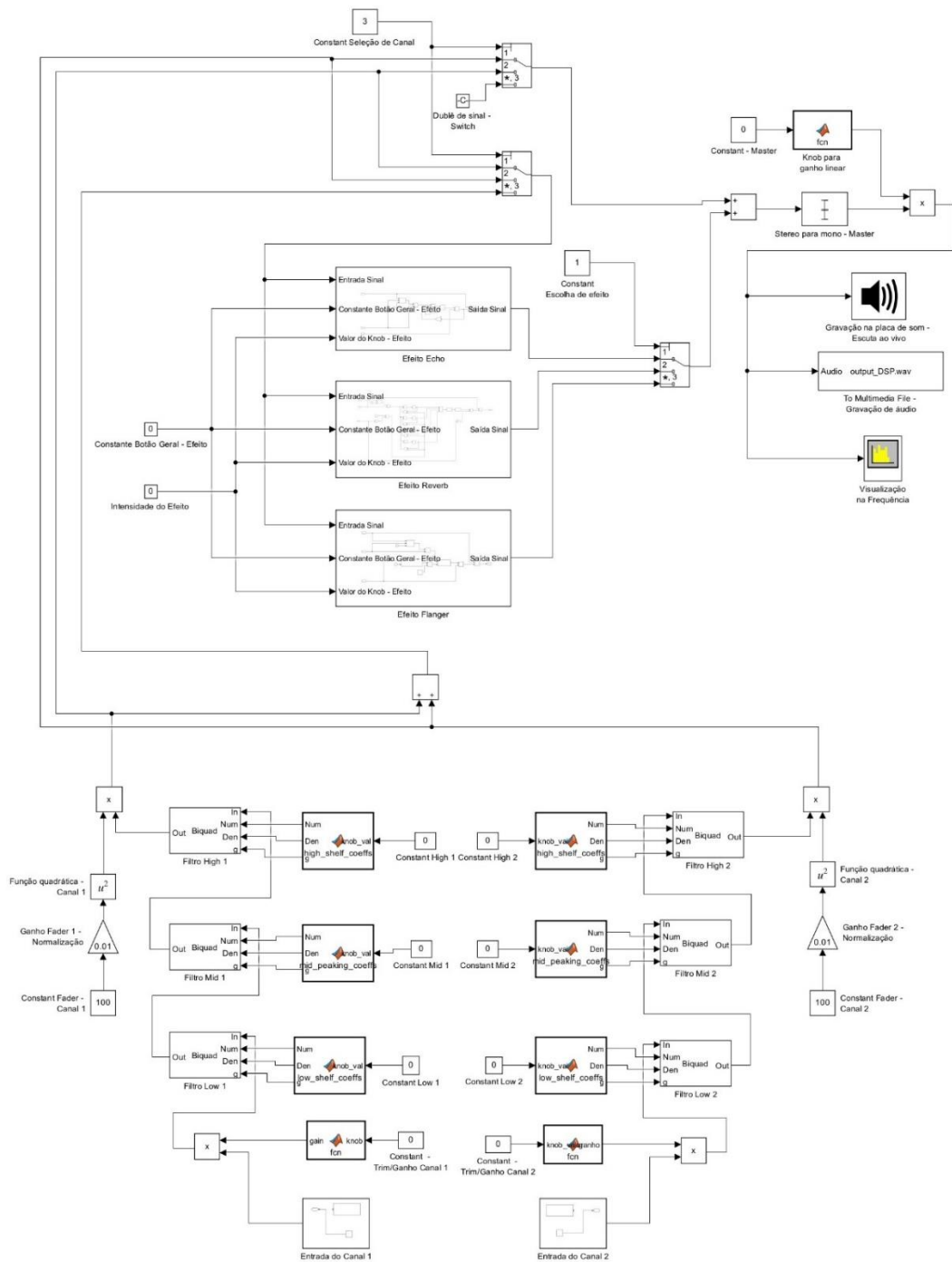
O sistema foi implementado integralmente no ambiente MATLAB/Simulink versão R2024a, utilizando as *toolboxes* DSP System Toolbox, Audio System Toolbox e Simscape Electrical. Dada a elevada complexidade numérica decorrente da resolução de sistemas rígidos (*stiff systems*) na modelagem analógica, as simulações e a validação dos algoritmos foram executadas em uma estação de trabalho (desktop) equipada com processador AMD Ryzen 5 5600G (3,90 GHz), 16 GB de memória RAM, armazenamento em SSD e sistema operacional Windows 10 Pro. Esta especificação de hardware mostrou-se mandatória para garantir a convergência dos *solvers* implícitos em tempo hábil durante a fase de prototipagem, evidenciando a alta demanda computacional da abordagem híbrida em comparação ao processamento puramente digital.

### 3.1. ARQUITETURA DE PROCESSAMENTO DIGITAL (DSP)

O estágio inicial compreende a manipulação algorítmica do áudio amostrado, estruturada sobre uma base temporal rígida. O sistema opera com taxa de amostragem ( $F_s$ ) fixa de 44.100 Hz, parâmetro fundamental para o qual todas as constantes de tempo, coeficientes de filtros IIR e tabelas de atraso rítmico foram dimensionados. Ressalta-se que a alteração deste valor para outros padrões de alta resolução (como 48 kHz ou 192 kHz) não é automática, exigindo o recálculo integral desses parâmetros para manter

a coerência tonal e temporal do sistema. Para a execução computacional, utiliza-se um *solver* discreto do tipo *frame-based*, otimizando o fluxo de dados através do processamento de blocos matriciais de 1024 amostras por 2 canais a cada ciclo de simulação. A visão geral do subsistema DSP principal é apresentada na Figura 3-1.

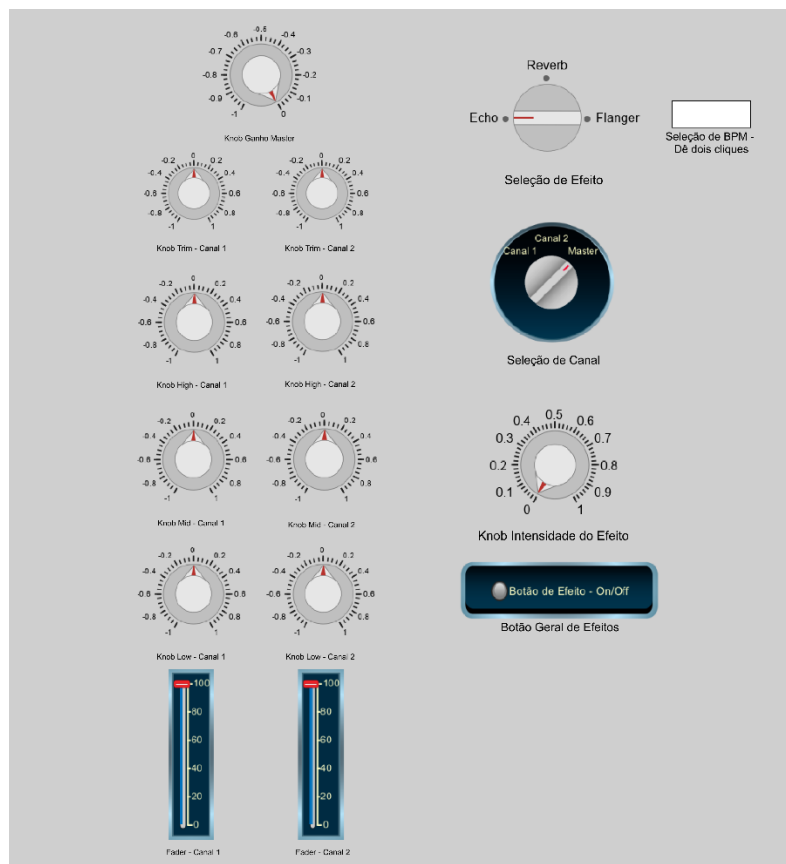
Figura 3-1: Esquemático completo da arquitetura DSP.



Fonte: O Autor (2026).

Paralelamente à estrutura lógica, implementou-se um Painel de Instrumentação Virtual (*Dashboard*) centralizado para facilitar a validação auditiva em tempo real. Agrupou-se os controles paramétricos em uma interface gráfica que mimetiza a superfície de um console físico, conforme ilustrado na Figura 3-2. Diferentemente de uma simples alteração de variáveis no *workspace*, este painel permite o ajuste dinâmico dos coeficientes dos filtros e das linhas de atraso durante a execução da simulação, sendo essencial para testar a resposta do sistema a variações bruscas de parâmetros (automação).

Figura 3-2: Painel de Instrumentação Virtual da arquitetura DSP.



Fonte: O Autor (2026).

### 3.1.1. Topologia de Entrada e Controle de Ganho (*Input/Trim*)

A entrada do sistema simula dois decks de reprodução contínua, porém a arquitetura descrita a seguir refere-se ao processamento de um canal individual (mono). O sistema final instancia duas cópias idênticas dessa cadeia (Canal L/R ou Deck A/B) antes do estágio de soma. Para garantir um estágio de ganho adequado, permitindo tanto

a recuperação de sinais baixos quanto a atenuação de fontes saturadas, implementou-se um estágio de ganho digital versátil para cada canal. O controlador (knob) opera em um intervalo normalizado de  $-1$  a  $+1$  e utiliza um algoritmo condicional via *MATLAB Function* para traduzir este comando em ganho linear.

Na zona de atenuação (valores entre  $-1$  e  $0$ ), o sistema aplica a função quadrática descrita pela seguinte fórmula:

$$G_{lin} = (k + 1)^2 \quad (3.1)$$

Onde  $G_{lin}$  é o ganho linear e  $k$  representa o valor normalizado recebido do knob, assegurando uma transição suave do ganho unitário até o silêncio absoluto na posição mínima. Já na zona de amplificação (valores entre  $0$  e  $1$ ), utiliza-se a equação exponencial:

$$G_{lin} = 10^{\left(\frac{9k}{20}\right)} \quad (3.2)$$

Esta formulação converte a entrada linear diretamente para uma resposta exponencial, permitindo um incremento preciso de até  $+9$  dB (fator linear  $\approx 2,818$ ) quando o controle atinge a posição máxima, garantindo *headroom* suficiente para nivelar faixas com volumes distintos. O código-fonte da função MATLAB que implementa esta lógica condicional de ganho híbrido (quadrático/exponencial) encontra-se transcrito no Apêndice A.

### 3.1.2. Equalização Digital (Filtros IIR Paramétricos)

O tratamento espectral é realizado por um equalizador de três bandas em série para cada canal. A estrutura matemática baseia-se em filtros de Resposta ao Impulso Infinita (IIR) na topologia *Biquad* (*Bi-quadratic*). Para permitir o ajuste em tempo real, utilizaram-se blocos *MATLAB Function*, um para cada banda, que recebem o valor do knob de controle correspondente ( $k$ , normalizado de  $-1$  a  $+1$ ) e o converte para a escala de ganho desejada de  $-26$  dB a  $+6$  dB.

Internamente, as funções calculam os coeficientes do numerador e denominador da função de transferência  $H(z)$  utilizando as rotinas otimizadas `designParamEQ()`

(para a banda de médios) e `designShelvingEQ()` (para graves e agudos), integrantes do Audio System Toolbox [8]. Tais rotinas implementam as formulações padrão de RBJ (Audio EQ Cookbook) (Bristow-Johnson, 2005), garantindo a estabilidade dos polos no domínio discreto. As equações analíticas completas que são utilizadas internamente por essas rotinas otimizadas para o cálculo dos parâmetros necessários foram detalhadas na seção 2.3.2 do Capítulo 2.

Para garantir que a atuação do ganho reflita uma resposta musical natural, implementou-se um algoritmo de mapeamento bipartido que divide o curso do controle em duas zonas distintas: uma zona de atenuação quadrática para valores negativos e uma zona de amplificação linear para valores positivos, assegurando transparência absoluta (0 dB) quando o controle está na posição central.

As bandas foram recalibradas estrategicamente para atuar nas regiões de energia críticas da música eletrônica. Para a faixa de graves, utilizou-se um filtro do tipo *Low Shelf* com frequência de referência ajustada para 250 Hz e inclinação unitária, configuração que permite remover o peso excessivo dos subgraves sem comprometer a integridade dos harmônicos vocais. Para a faixa de médios, aplicou-se um filtro paramétrico centrado em 1,0 kHz, com Fator de Qualidade ( $Q$ ) ajustado em 0,6. Esta escolha deliberada de um  $Q$  baixo (largura de banda maior) visa aproximar a resposta digital da sonoridade 'musical' e abrangente típica dos equalizadores analógicos, evitando a artificialidade de curvas excessivamente estreitas comuns em implementações digitais genéricas. A faixa de agudos é controlada por um filtro *High Shelf* definido em 5,0 kHz, responsável por atenuar a estridência de pratos e sibilância. Os algoritmos utilizados nesta etapa estão presentes no Apêndice A.

### 3.1.3. Controle de Dinâmica e Soma (*Fader* e Barramento)

O controle de volume final de cada canal antes da mixagem utiliza uma lei de controle quadrática para simular a percepção auditiva humana. O sinal de controle do *fader* (0 a 100) passa primeiramente por uma normalização, resultando em uma escala de 0 a 1. Para evitar uma resposta linear abrupta, aplica-se a função matemática  $u^2$  (quadrado da entrada), o que gera uma curva de atenuação mais suave nas regiões de baixo volume, aproximando-se de uma curva logarítmica. Os sinais processados dos

canais 1 e 2 são então somados aritmeticamente, consolidando o áudio em um único barramento estéreo pronto para o processamento de efeitos.

#### **3.1.4. Arquitetura de Roteamento de Efeitos e Gerenciamento de Fluxo**

Diferente de uma cadeia de processamento serial simples, o sistema implementa uma Topologia de Processamento Paralelo. Isso permite que o sinal original (*Dry*) permaneça inalterado enquanto uma cópia dele é roteada, processada e somada novamente à saída. A arquitetura de controle divide-se em três estágios lógicos. O primeiro, “Estágio de Seleção de Fonte”, utiliza chaves multiportas para definir qual sinal alimentará o barramento de efeitos: apenas o Canal 1, apenas o Canal 2, ou a soma de ambos, oferecendo flexibilidade criativa.

O segundo estágio, “Ativação e Estabilidade”, introduz uma lógica de proteção crítica denominada “Dublê de Sinal”. Se o efeito estiver desligado, uma chave bloqueia a entrada de áudio e injeta no algoritmo um sinal sintético de zeros. Esta técnica mantém as matrizes de dados fluindo através dos blocos de *Delay* e Filtros, prevenindo erros de dimensões variáveis no Simulink, mas garantindo que o processamento interno seja nulo. Ao acionar o efeito, a chave comuta instantaneamente para o áudio real, permitindo o processamento sem latência de inicialização. Por fim, o “Estágio de Seleção de Saída” atua como um multiplexador que deixa passar apenas o sinal do efeito desejado (*Eco*, *Reverb* ou *Flanger*) para ser somado aditivamente ao sinal original (*Dry*), cuja integridade é preservada.

#### **3.1.5. Processadores de Efeitos Temporais**

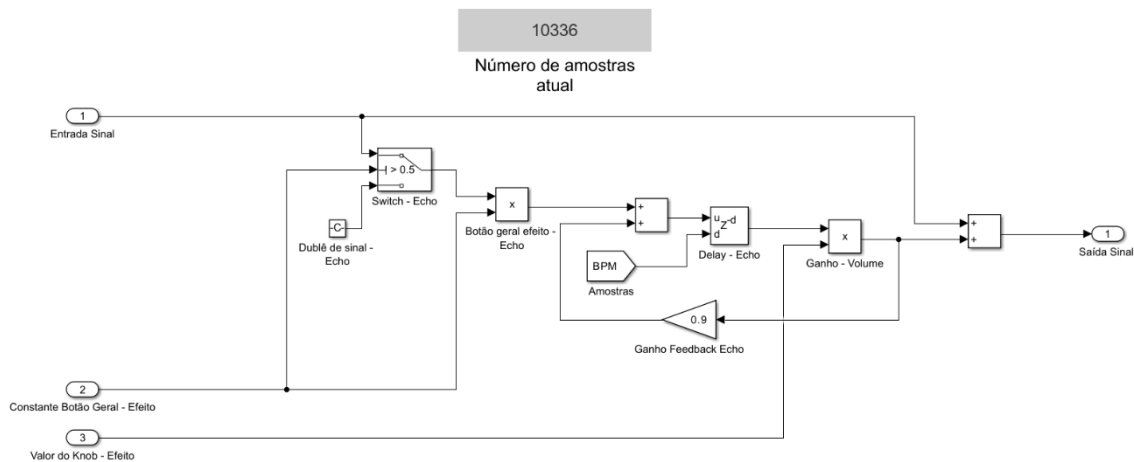
O sistema conta com três módulos de efeitos baseados em linhas de atraso (*Delay Lines*), detalhados a seguir:

##### **A. Eco (Delay Rítmico com Sincronia Variável)**

O primeiro estágio de processamento temporal implementa um efeito de eco digital baseado na topologia de Linha de Atraso com Realimentação (*Feedback Delay Network*). O núcleo do algoritmo é composto por um somador, uma linha de atraso

unitária e um ganho de retorno. O fluxo de sinal entra no nó de soma, segue para o atraso e sua saída é bifurcada: uma via segue para a saída final e a outra retorna ao início multiplicada por um ganho fixo de 0,9, conforme detalhado no diagrama de blocos da Figura 3-3.

Figura 3-3: Circuito lógico interno do subsistema Eco.



Fonte: O Autor (2026).

Este coeficiente de regeneração elevado garante uma repetição com “cauda longa”, ideal para preenchimento espacial. O comportamento matemático do sistema no domínio do tempo discreto é descrito pela equação 3.4:

$$y[n] = x[n - D] + g \cdot y[n - D] \quad (3.4)$$

Onde  $x[n]$  é o sinal de entrada,  $D$  é o atraso em amostras e  $g$  é o ganho de realimentação. Diferente de um delay estático, esta implementação permite a seleção dinâmica do tempo de atraso para garantir o sincronismo rítmico. Substituiu-se a seleção manual por um subsistema mascarado (“BPM Selector”) que centraliza a escolha da quantidade de batidas por minuto (110 a 150 BPM) em um menu suspenso. A escolha do usuário é processada em tempo real por uma função interna que converte o BPM em número de amostras, seguindo a lógica de que o atraso deve corresponder a uma subdivisão musical de 1/8 de nota (colcheia), ou metade de uma batida, o que justifica o termo (1/2) a seguir. A relação é dada pela equação 3.5:

$$D = \text{round}\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{60}{\text{BPM}}\right) \cdot F_s \quad (3.5)$$

O algoritmo utilizado nesta função de conversão está disponível no Apêndice A. Os valores resultantes utilizados no projeto, calculados com base em 44,1 kHz, são apresentados na tabela abaixo:

Tabela 3-1: Relação entre os valores mais utilizados de BPM e o número do atraso em amostras correspondente para os parâmetros de Eco definidos em projeto.

BPM (Batidas p/ min.)	Duração (ms)	Atraso em Amostras (D)
110	272,7 ms	12027
115	260,9 ms	11504
120	250,0 ms	11025
125	240,0 ms	10584
128 (Padrão)	234,4 ms	10336
130	230,8 ms	10177
135	222,2 ms	9800
140	214,3 ms	9450
145	206,9 ms	9124
150	200,0 ms	8820

Fonte: O Autor (2026).

O uso da função `round()` é essencial neste estágio para garantir que o índice de atraso  $D$  seja um número inteiro válido para endereçamento do *buffer* circular, eliminando erros de indexação fracionária que poderiam causar falhas de leitura na memória do DSP.

Para garantir a estabilidade numérica em malha fechada, foram aplicadas configurações específicas no bloco *Delay*. Definiu-se o parâmetro *Upper Limit* para 20.000 amostras, garantindo *buffer* suficiente para acomodar os atrasos mais longos sem estouro de memória. Adicionalmente, habilitou-se a função *Prevent direct feedthrough*, forçando o *solver* a utilizar o valor da amostra anterior para calcular o *feedback* atual, o que desacopla a dependência instantânea e evita o travamento da simulação por loop algébrico.

## B. Reverb (Simulação de Ambiência - Topologia Schroeder)

Para a simulação de ambiência acústica, optou-se pela implementação do clássico Algoritmo de Reverberação de Schroeder, reconhecido pela eficiência em gerar densidade de ecos suficiente para simular uma sala real [2]. O processamento ocorre em dois estágios distintos.

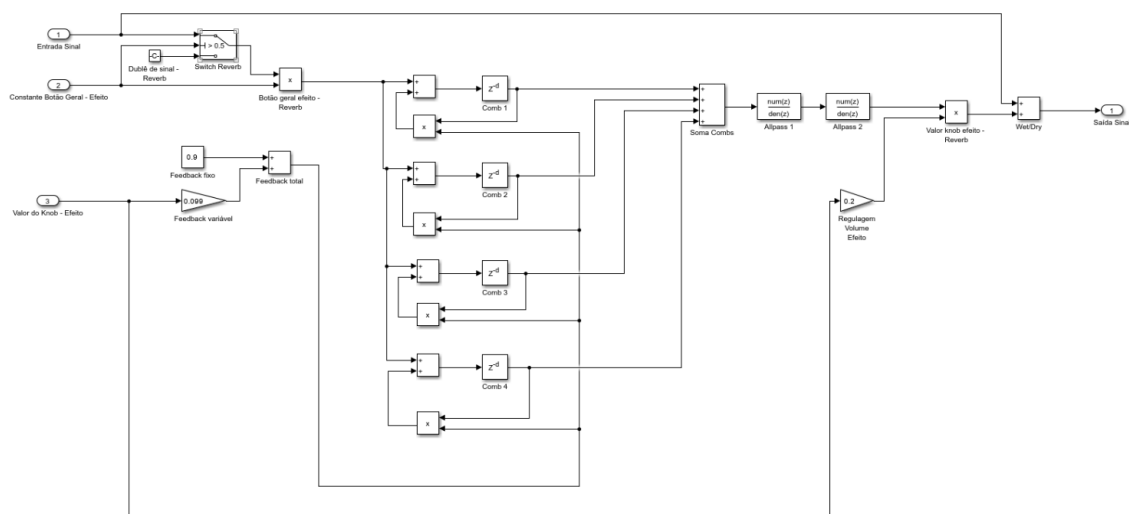
O primeiro, denominado "Estágio de Densidade Modal", consiste em um banco de quatro Filtros Pente (*Comb Filters*) em paralelo. Cada unidade simula uma série recursiva de reflexões, regida pela equação 3.6:

$$y_i[n] = x[n - D_i] + g_i \cdot y_i[n - D_i] \quad (3.6)$$

Onde  $D_i$  é o atraso e  $g_i$  o ganho da  $i$ -ésima unidade. A saída deste estágio é obtida pelo somatório ( $\Sigma$ ) dos sinais processados por estes quatro filtros.

A utilização de quatro unidades com tempos de atraso distintos e primos entre si foi fundamental para evitar a superposição de modos de ressonância e a consequente coloração metálica do som. O tempo de reverberação é determinado pelo ganho de realimentação, configurado com uma base fixa de 0,9 somada a um componente variável de 0,099, operando próximo à estabilidade marginal. A estrutura interna contendo os quatro filtros em paralelo pode ser visualizada na Figura 3-4.

Figura 3-4: Circuito lógico interno do subsistema *Reverb*.



Fonte: O Autor (2026).

O sinal combinado alimenta o segundo estágio, de “Difusão”, composto por uma cascata de dois Filtros *All-Pass* em série. Estes filtros possuem magnitude plana unitária, mas alteram a resposta de fase de forma não-linear, “borrando” os transientes dos ecos anteriores. A estrutura matemática de cada filtro *All-Pass* é regida pela equação 3.7:

$$y[n] = -g \cdot x[n] + x[n - D] + g \cdot y[n - D] \quad (3.7)$$

Isso aumenta drasticamente a densidade de reflexões, transformando os ecos discretos em uma cauda difusa. Implementaram-se dois blocos *All-Pass* canônicos com ganho de difusão de 0,7 e atrasos não-harmônicos de 225 e 341 amostras, respectivamente, para garantir uma dispersão temporal homogênea. Por fim, o sinal processado passa por um estágio de atenuação (ganho de 0,2) para evitar clipagem no barramento principal.

### C. *Flanger* (Modulação via Atraso Fracionário)

Este efeito produz as características anulações espectrais móveis (*Comb Filtering*) através de uma topologia *Feed-Forward*, descrita matematicamente pela equação 3.8:

$$y[n] = x[n] + g \cdot x[n - M[n]] \quad (3.8)$$

Onde  $g$  representa a intensidade da mistura (profundidade) e  $M[n]$  é o atraso variável no tempo.

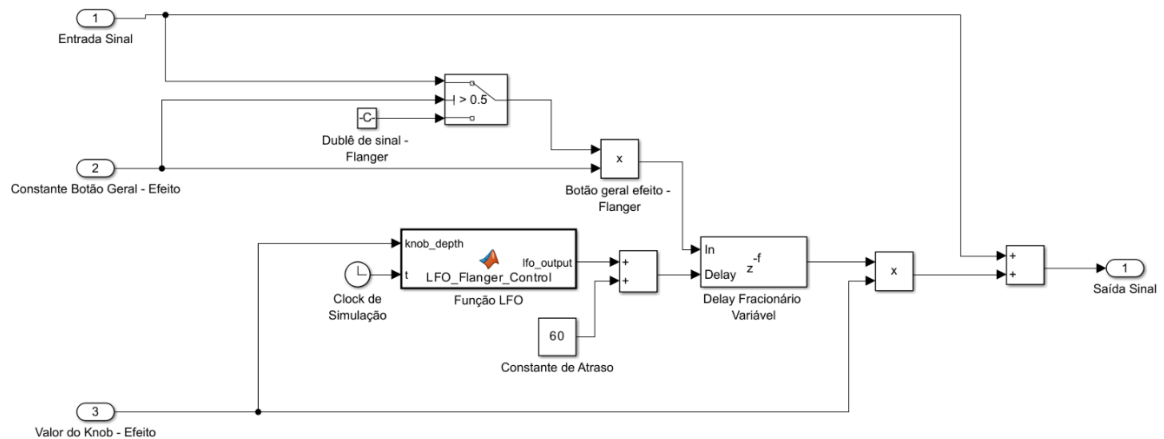
A característica fundamental do *Flanger* é a variação contínua do tempo de atraso  $M[n]$ , controlada por um Oscilador de Baixa Frequência (LFO). A equação 3.9 define o comportamento instantâneo de modulação:

$$M[n] = D_{offset} + A_{mod} \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot f_{LFO} \cdot n}{F_s}\right) \quad (3.9)$$

Durante o projeto, fixou-se a frequência de oscilação  $f_{LFO}$  em 0,25 Hz (período de 4 segundos), proporcionando um ciclo lento característico. A amplitude da modulação ( $A_{mod}$ ) é calculada dinamicamente, multiplicando-se o valor normalizado do controle do knob de profundidade (0 a 1) por um limite máximo de 60 amostras.

O sinal senoidal resultante, que varia simetricamente em torno de zero, é posteriormente somado a uma constante de deslocamento (*offset*) de 60 amostras antes de ingressar no bloco de atraso. Isso garante que o ponto de leitura oscile em torno deste centro seguro, evitando atrasos negativos e mantendo a causalidade do sistema. A implementação algorítmica deste oscilador de controle encontra-se detalhada no Apêndice A e a topologia de conexão com o bloco de atraso fracionário e o restante do subsistema é ilustrada na Figura 3-5.

Figura 3-5: Circuito lógico interno do subsistema *Flanger*.



Fonte: O Autor (2026).

Um desafio técnico específico do *Flanger* é que a função seno gera valores não-inteiros para  $M[n]$ . Para solucionar isso e evitar o artefato de áudio conhecido como ruído de zíper (*zipper noise*), utilizou-se um bloco de Delay Fracionário (*Variable Fractional Delay*). Este bloco realiza a interpolação linear entre amostras adjacentes, permitindo a varredura suave do espectro necessária para a modulação (Zölzer, 2011).

### 3.1.6. Estágio de Saída e Monitoramento (*Master Output*)

A etapa final do processamento digital gerencia o nível global do sinal mixado antes da conversão ou exportação. Diferente do estágio de entrada, o controle Master foi projetado estritamente para atenuação, operando com um teto máximo de 0 dB para evitar distorção digital (*clipping*) na interface de saída. O controle adota uma lei de *fader* quadrática mapeada para o intervalo de -1 a 0, descrita matematicamente pela equação 3.10:

$$G_{out} = (k_{master} + 1)^2 \quad (3.10)$$

Onde  $G_{out}$  é o ganho final aplicado e  $k_{master}$  é a posição do controle deslizante. Esta curva proporciona uma redução de volume perceptualmente linear para o ouvido humano, permitindo *fade-outs* suaves e precisos. A implementação algorítmica desta lei de controle quadrática, incluindo as tratativas de segurança (*clamping*) para evitar valores fora do intervalo normalizado, encontra-se detalhada no Apêndice A. O fluxo de dados resultante é convertido de estéreo para mono através da média aritmética dos canais L/R e distribuído simultaneamente para três destinos: reprodução em tempo real via Audio Device Writer, monitoramento visual via Spectrum Analyzer e gravação em disco.

### 3.2. MODELAGEM DE CIRCUITOS ANALÓGICOS (SIMSCAPE)

A simulação utiliza conversores Simulink-PS e um solver local rígido (*stiff*) configurado com passo fixo síncrono à taxa de amostragem global do sistema ( $1/F_s$ ). Esta decisão de projeto fixa o passo de cálculo em aproximadamente  $22,67 \mu s$  (44.100 Hz), garantindo o alinhamento temporal perfeito entre as amostras do processamento digital e a resolução das equações diferenciais da rede analógica, eliminando erros de interpolação na interface entre domínios.

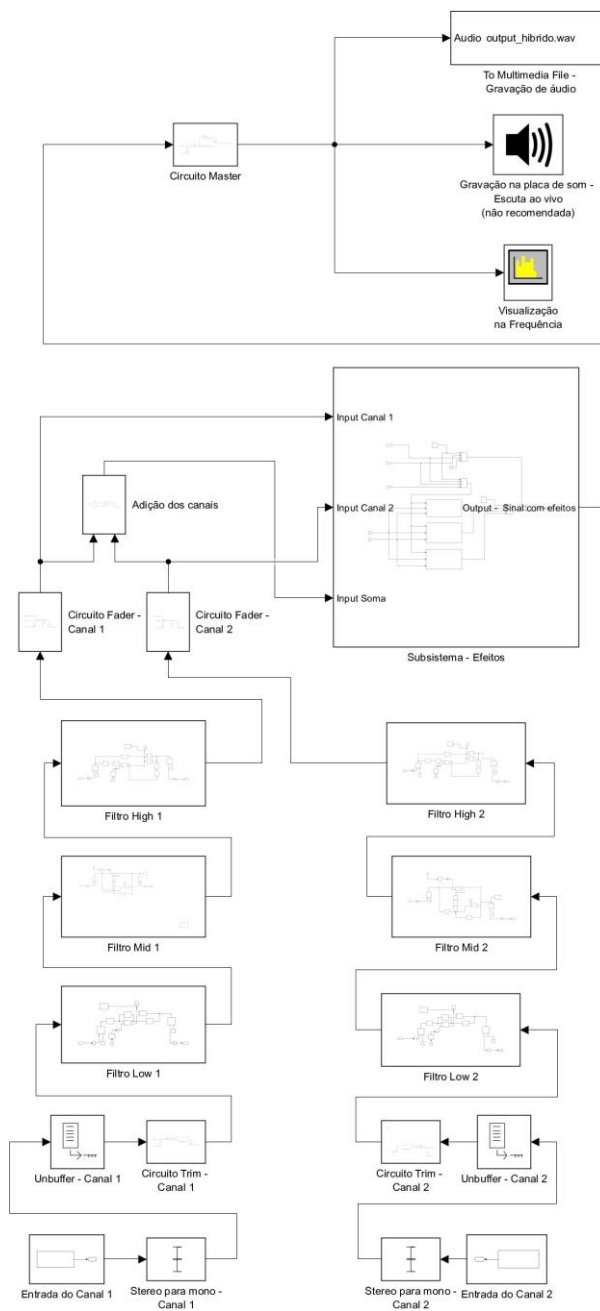
Preliminarmente à injeção do sinal na malha de componentes analógicos, implementou-se um estágio estrito de condicionamento de dados. O fluxo de áudio original, processado pelo sistema operacional em blocos matriciais (*frames*) estéreo, é incompatível com a natureza escalar dos nós elétricos. Por essa razão, o sinal é submetido primeiramente a uma conversão estéreo/mono (média aritmética L/R) e, sequencialmente, a um bloco de *Unbuffering*. Esta operação é essencial para converter o processamento baseado em frames (*Frame-Based*) em um fluxo contínuo de amostras individuais (*Sample-Based*), único formato suportado pelas equações diferenciais do solver analógico.

Diferente de uma modelagem elétrica convencional, onde todos os componentes seriam conectados em uma única malha analógica contínua, este projeto adotou uma Topologia Modular de Interconexão. Nesta abordagem, a ligação entre os estágios de processamento (*Trim*, Filtros e Somas) não ocorre por fios elétricos simulados, mas sim através do retorno ao domínio digital entre cada bloco. O sinal de saída de cada circuito

é convertido imediatamente para digital e, ao entrar no bloco seguinte, é reconvertido para analógico.

A Figura 3-6 apresenta a implementação global desta arquitetura no ambiente Simscape, evidenciando as “ilhas” de processamento isoladas pelos conversores de interface.

Figura 3-6: Visão geral da implementação híbrida, demonstrando a topologia modular e a integração dos subsistemas.

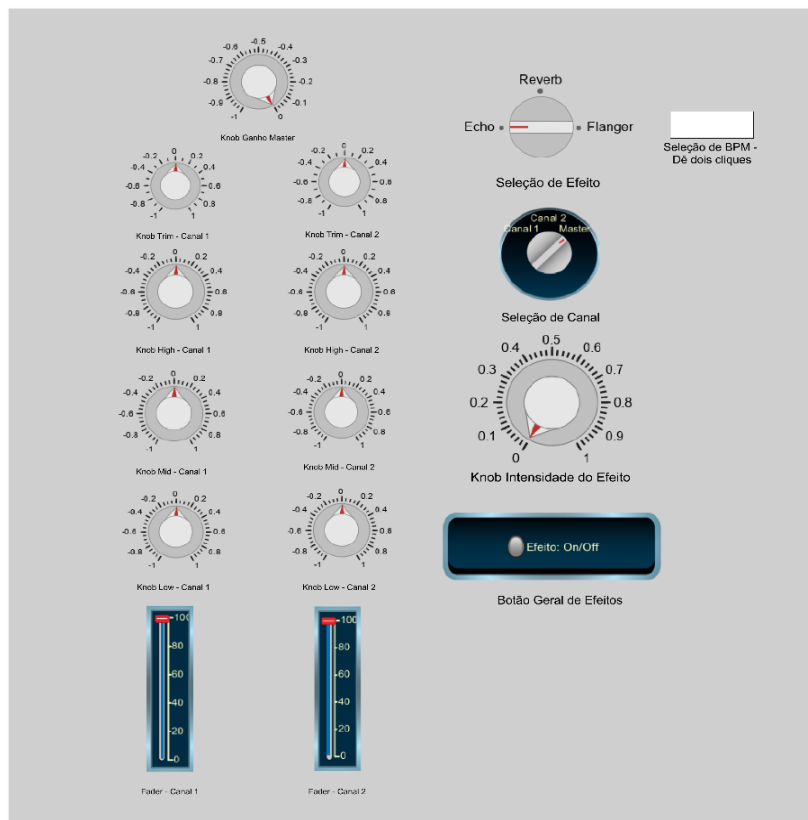


Fonte: O Autor (2026).

Embora essa técnica introduza passos adicionais de conversão, ela foi escolhida deliberadamente para maximizar a observabilidade do sistema. Isso permite que osciloscópios digitais padrão e analisadores de espectro sejam conectados em qualquer ponto da cadeia de sinal sem a necessidade de sensores de tensão complexos do Simscape, facilitando o isolamento de falhas, o ajuste fino de cada filtro individualmente e a verificação de ganho estágio a estágio.

Integrado a esta topologia, implementou-se também um painel de controle virtual para atuação em tempo real. Contudo, há uma distinção fundamental na natureza desta interface em comparação ao estágio digital: enquanto o *dashboard* DSP manipula variáveis matemáticas abstratas, os controles nesta etapa atuam sobre componentes modelados fisicamente. A interface vincula-se a blocos de Potenciômetros Variáveis dentro da rede, alterando o parâmetro real de resistência ( $\Omega$ ) durante a simulação. É a variação desta resistência, interagindo com os capacitores fixos do circuito, que define a resposta em frequência, aproximando a experiência de simulação da operação de bancada com hardware real. A figura 3-7 ilustra o painel de instrumentação virtual, visualmente análogo ao painel que controla a arquitetura DSP.

Figura 3-7: Painel de Instrumentação Virtual (implementação híbrida).



Fonte: O Autor (2026).

Do ponto de vista elétrico, essa segmentação implica na consideração de um acoplamento ideal entre estágios, desconsiderando eventuais efeitos de carga que a impedância de entrada do estágio posterior poderia exercer sobre a saída do anterior. Tal aproximação é validada, neste projeto, pela utilização extensiva de topologias ativas baseadas em Amplificadores Operacionais. Como esses dispositivos apresentam, por característica intrínseca, impedância de saída extremamente baixa, eles atuam naturalmente como buffers de isolamento, tornando o comportamento do sistema modular virtualmente idêntico ao de uma conexão elétrica contínua.

Para a implementação de todos os estágios ativos, optou-se pela utilização de modelos de Amplificadores Operacionais Ideais. Esta abstração matemática assume impedância de entrada infinita e impedância de saída nula, desconsiderando parasitas de construção na matriz de simulação elétrica. A escolha por componentes ideais cumpre uma função estratégica dupla neste projeto. Primeiramente, otimiza o desempenho do *solver* ao eliminar equações complexas de saturação. Em segundo lugar, isola a topologia do filtro como objeto central de estudo, garantindo que comportamentos dinâmicos, como o Fator  $Q$  Proporcional na rede *Bridged-T*, sejam atribuídos exclusivamente à arquitetura passiva, e não a limitações do componente. Desta forma, prioriza-se a validação da precisão linear das curvas neste estágio. Conseqüentemente, como os modelos ideais não sofrem *clipping* elétrico por limitação de tensão, os limites ideais de ganho precisaram ser emulados logicamente: o sistema utiliza algoritmos de mapeamento baseados em tabelas de consulta (*Lookup Tables*), detalhados nas seções de controle subsequentes, para restringir preventivamente os comandos do usuário aos limites operacionais do circuito.

### 3.2.1. Topologia de Entrada e Controle de Ganho (*Input/Trim*)

Para adequar o nível de sinal antes da equalização, implementou-se um estágio de ganho variável com topologia de Amplificador Inversor com Realimentação Variável. O comportamento deste circuito é regido pela função de transferência de ganho de tensão ( $A_v$ ), definida na equação 3.11 pela razão negativa entre a resistência de realimentação ( $R_{fb}$ ) e a resistência de entrada ( $R_{in}$ ):

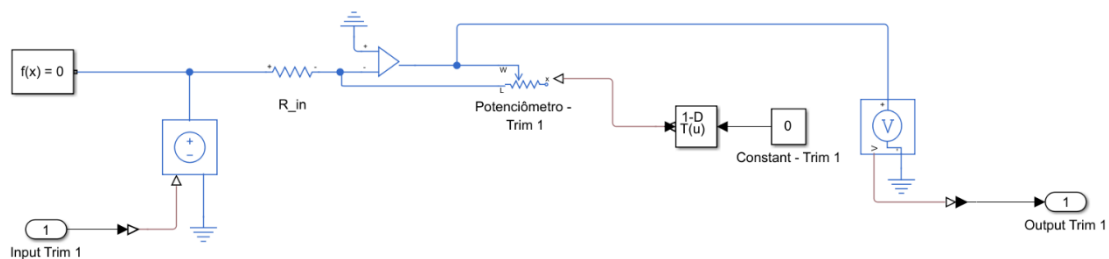
$$A_v = - \frac{R_{fb}}{R_{in}} \quad (3.11)$$

Para o dimensionamento dos componentes, a conversão entre a escala logarítmica de áudio (dB) e o ganho linear de tensão ( $|A_v|$ ) obedece à relação fundamental da equação 3.12:

$$|A_v| = 10^{\left(\frac{G_{dB}}{20}\right)} \quad (3.12)$$

O controle foi mapeado para operar entre atenuação total (silêncio), ganho unitário (0 dB) na posição central e amplificação máxima de +9 dB. O circuito foi dimensionado utilizando componentes de valores comerciais padronizados, especificamente um resistor de entrada de 10 kΩ e um potenciômetro linear de 50 kΩ na malha de realimentação, conforme ilustrado na Figura 3-8.

Figura 3-8: Topologia analógica do controle de ganho.



Fonte: O Autor (2026).

Contudo, a aplicação direta deste potenciômetro resultaria em um ganho máximo excessivo de aproximadamente +14 dB e deslocaria o ponto de ganho unitário. Para corrigir a curva de resposta e garantir a precisão dos alvos de projeto, utilizou-se uma Tabela de Consulta (*Lookup Table*) com os valores [0, 0,2, 0,5637]. Esta tabela mapeia o comando do usuário para a fração ideal da resistência total necessária em cada ponto de operação.

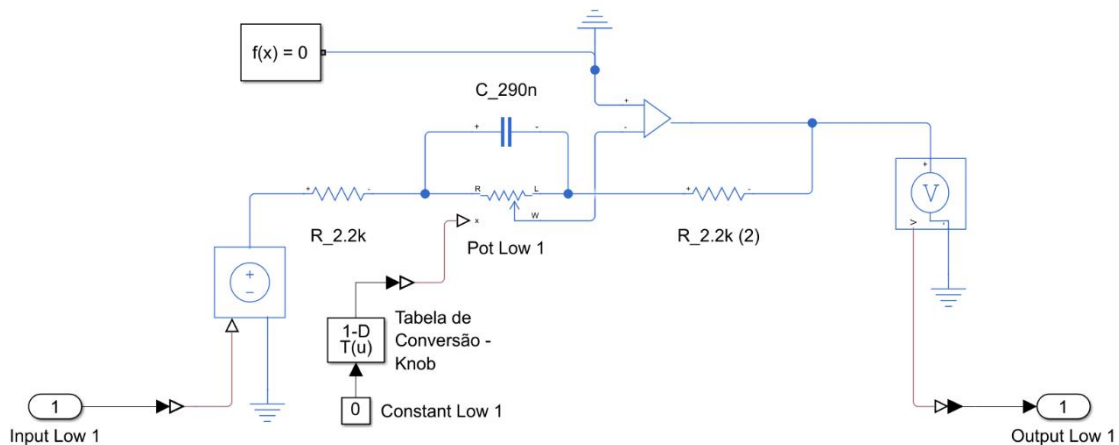
Na posição central, o valor 0,2 seleciona efetivamente 10 kΩ (20% do curso total), o que iguala a resistência de entrada e garante o ganho unitário exato. Na posição máxima, o valor 0,5637 limita o curso a aproximadamente 56%, resultando em uma resistência efetiva de 28,18 kΩ; pela relação de ganho da topologia inversora, obtém-se o fator de amplificação de 2,818, correspondendo aos +9,0 dB estipulados. Por fim, na posição mínima, o valor 0 aterra virtualmente a realimentação, proporcionando a atenuação total necessária.

### 3.2.2. Filtro *Low Shelf* (Graves) - Topologia Baxandall Simétrica

Este estágio utiliza uma topologia inversora com realimentação ativa, onde o elemento de controle atua simultaneamente nas impedâncias de entrada e de realimentação, conforme a topologia clássica de Baxandall [7]. O circuito é estruturado com um potenciômetro linear de  $50\text{ k}\Omega$  disposto em série entre dois resistores fixos de  $2,2\text{ k}\Omega$  (um conectado ao sinal de entrada e outro à saída do amplificador).

A característica definidora desta topologia reside nas conexões do potenciômetro: os terminais da pista resistiva são ligados aos resistores fixos, enquanto o cursor (*Wiper*) é conectado diretamente à entrada inversora do amplificador operacional (nó de terra virtual). Para definir a resposta em frequência, um capacitor é posicionado em paralelo a toda a extensão da pista do potenciômetro, criando um caminho de baixa impedância para as altas frequências que "ignora" a resistência variável, mantendo o ganho unitário na banda passante. A topologia esquemática resultante, evidenciando a malha de realimentação Baxandall, é exibida na Figura 3-9.

Figura 3-9: Filtro *Low Shelf* analógico com arquitetura Baxandall.



Fonte: O Autor (2026).

A frequência de referência ( $f_0$ ) é determinada pela relação inversa da constante de tempo formada pelos resistores fixos e o capacitor, dada pela equação 3.13:

$$f_0 = \frac{1}{(2\pi \cdot R_{fixo} \cdot C_{fb})} \quad (3.13)$$

Visando alinhar a resposta analógica ao processamento digital (cujo corte situa-se em 250 Hz), o circuito foi dimensionado com resistores fixos de 2,2 kΩ e um capacitor de 290 nF. Substituindo-se na equação, obtém-se:

$$f_0 = \frac{1}{(2 \cdot 3,1415 \cdot 2200 \cdot 290 \cdot 10^{-9})}$$

Resultando assim em aproximadamente 249,5 Hz. Essa configuração garante que a atuação nos subgraves ocorra na mesma região espectral do algoritmo DSP, preservando a coerência tímbrica do sistema híbrido.

Uma decisão crítica de projeto envolveu o mapeamento do elemento de controle. Optou-se pela simulação de um potenciômetro comercial linear de 50 kΩ. Contudo, a aplicação direta deste componente exigiu um tratamento matemático para adequar os níveis de sinal. A função de transferência de ganho ( $A_v$ ) para esta topologia, considerando "x" como a posição do cursor (de 0 a 1), é demonstrada na equação 3.14 e é definida pela razão entre a impedância total de realimentação e a impedância de entrada:

$$A_v = \frac{R_{fixo} + x \cdot R_{pot}}{R_{fixo} + (1 - x) \cdot R_{pot}} \quad (3.14)$$

Para atingir as especificações de projeto de forma precisa, os índices da *Lookup Table* [0.01, 0.5, 0.68] foram calculados resolvendo-se essa equação para os ganhos alvo. Para a posição central (*Flat*), onde se deseja ganho unitário ( $A_v = 1$ ), a equação resulta em  $x = 0,5$ , ponto onde as resistências se equilibram perfeitamente. Para o ganho máximo de +6 dB (fator de amplificação  $A_v = 2$ ), isolou-se a variável  $x$  na equação, obtendo-se o valor arredondado de 0,68, o que limita o curso superior para evitar saturação. Analogamente, para a atenuação severa de -26 dB (fator  $A_v \approx 0,05$ ), o cálculo determinou o índice  $x = 0,01$ . Este valor assegura que a resistência de entrada seja suficientemente elevada em relação à realimentação, garantindo o corte profundo dos subgraves conforme estipulado na especificação digital.

### 3.2.3. Filtro *Mid* (Médios) – Topologia *Active Bridged-T*

Para o tratamento da faixa média, implementou-se uma topologia *Active Bridged-T* modificada. O circuito baseia-se em uma ponte resistiva na malha de realimentação, onde um tanque ressonante RLC série é conectado entre o cursor do potenciômetro e o terra virtual do amplificador [7]. Nesta configuração, o potenciômetro atua como um divisor de tensão variável que dosa a quantidade de sinal submetida à impedância mínima do tanque ressonante na frequência central, permitindo a transição fluida entre reforço e atenuação. O tanque ressonante é composto por um indutor de 500 mH e um capacitor de 50 nF. A frequência central de ressonância ( $f_0$ ) deste sistema de segunda ordem é regida pela equação clássica (3.15) do oscilador LC:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \rightarrow \quad (3.15)$$

$$\rightarrow f_0 = \frac{1}{2 \cdot 3,1415 \cdot \sqrt{0,5 \cdot 50 \cdot 10^{-9}}} \approx 1006 \text{ Hz}$$

Além da frequência, a seletividade da curva foi modelada através do Fator de Qualidade ( $Q$ ), que nesta topologia série é inversamente proporcional à resistência de amortecimento ( $R_Q$ ):

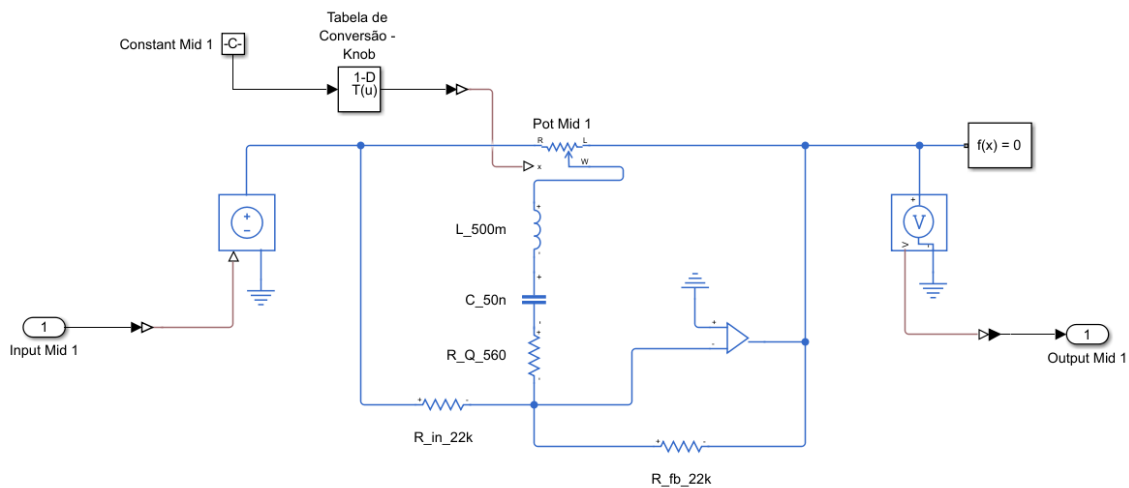
$$Q = \left(\frac{1}{R_Q}\right) \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Utilizando um resistor de 580Ω, obteve-se um  $Q$  analítico de 5,45, valor que confere uma seletividade acentuada ao filtro, superior a topologias broadband tradicionais. Neste estágio, os resistores da ponte foram definidos em 22 kΩ e o controle é exercido por um potenciômetro linear de 50 kΩ.

Devido à impedância elevada e ao alto fator de qualidade, a resposta natural do circuito exigiu uma calibração via software para adequação aos níveis de sinal. Implementou-se uma *Lookup Table* com os valores [0.003, 0.5, 0.80]. A definição destes índices baseia-se na estabilidade de ganho: na posição central, o valor 0,5 equilibra a

ponte resistiva para ganho unitário ( $0\text{ dB}$ ). Para o ganho máximo, o valor  $0,80$  restringe o curso a  $80\%$ . Essa contenção é vital, pois a verificação dinâmica revelou que, na frequência de ressonância, a impedância mínima da rede RLC poderia gerar um ganho linear excessivo. Ao limitar a atuação, trava-se o ganho em  $+6\text{ dB}$ , evitando excursões numéricas instáveis na simulação. Inversamente, para a atenuação, o valor  $0,003$  permite o uso de quase a totalidade do curso inferior ( $0,3\%$ ), conectando o tanque LC virtualmente à entrada inversora para maximizar a profundidade do corte (“*Notch*”) necessário para correções subtrativas profundas (atingindo  $-25,5\text{ dB}$  na simulação). O esquemático do circuito é apresentado na Figura 3-10.

Figura 3-10: Filtro *Mid* com topologia *Active Bridged-T*.



Fonte: O Autor (2026).

Vale ressaltar que essa calibração assimétrica resulta em uma variação dinâmica da largura de banda. Como a amplificação utiliza apenas a base da curva de ressonância (longe do pico de impedância mínima), o filtro apresenta um comportamento mais abrangente. Já na atenuação, ao liberar o curso até o limite do circuito, o sistema atinge a máxima seletividade do tanque LC, gerando um corte cirúrgico (Alto  $Q$ ). Esta dualidade funcional, ganho musical e corte corretivo, emerge naturalmente da interação entre os componentes passivos da malha *Bridged-T*.

Nota de Implementação: Ressalta-se que o valor de indutância adotado ( $500\text{ mH}$ ) foi dimensionado para assegurar o Fator de Qualidade robusto ( $Q \approx 5,45$ ) verificado na simulação. Na prática construtiva de consoles de áudio, componentes indutivos dessa magnitude são implementados através de circuitos *Gyrators* (Indutores Simulados

Ativos). Esta técnica utiliza um amplificador operacional e um capacitor de valor reduzido para sintetizar eletronicamente a reatância de um indutor grande, eliminando os problemas de volume físico e suscetibilidade a ruídos eletromagnéticos inerentes a bobinas passivas reais.

### 3.2.4. Filtro *High Shelf* (Agudos) - Baxandall Dual com Estabilização

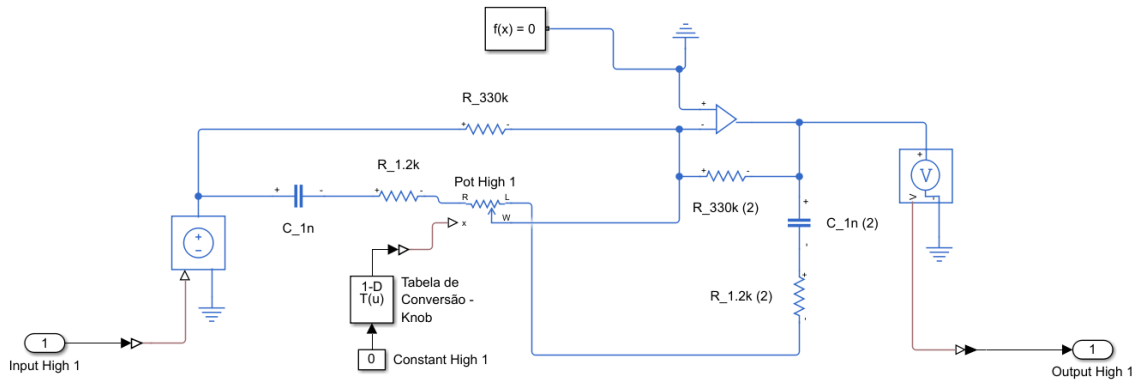
A topologia de agudos adota uma estrutura paralela para garantir estabilidade em toda a faixa de áudio. O ganho base (DC e baixas frequências) é definido por resistores de  $330\text{ k}\Omega$  na entrada e na realimentação, assegurando resposta plana unitária quando os capacitores atuam como circuito aberto. Sobre esta base, implementou-se a malha de agudos com capacitores em série de  $1,0\text{ nF}$  e resistores de filtro de  $1,2\text{ k}\Omega$  conectados aos terminais do potenciômetro. A combinação destes componentes estabelece a frequência de referência através da equação do polo dominante formado pelo resistor de filtro e o capacitor série (3.16):

$$f_0 = \frac{1}{(2\pi \cdot R_{\text{filtro}} \cdot C)} = \tag{3.16}$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 3,1415 \cdot 1200 \cdot 10^{-9}} \approx 132,6\text{ kHz}$$

Para aproximar a paridade de ganho com os demais estágios, o controle do potenciômetro de  $50\text{ k}\Omega$  foi submetido a uma *Lookup Table* com os valores  $[0, 0.5, 0.77]$ . O cálculo destes pontos reflete as limitações intrínsecas da malha de agudos. O ponto central  $0,5$  assegura a resposta plana. Para a amplificação, o índice  $0,77$  limita o curso a  $77\%$ , ponto onde a relação entre a reatância capacitiva e os resistores de  $1,2\text{ k}\Omega$  atinge o teto de  $+6\text{ dB}$ . Já para a atenuação, liberou-se o curso total (valor  $0$ ). Devido à presença do resistor fixo de  $1,2\text{ k}\Omega$  em série, não há risco de curto-circuito virtual; o valor  $0$  permite que o filtro atinja sua atenuação máxima natural, conforme demonstrado na Figura 3-11.

Figura 3-11: Filtro *High Shelf* com implementação Baxandall Dual com estabilização.



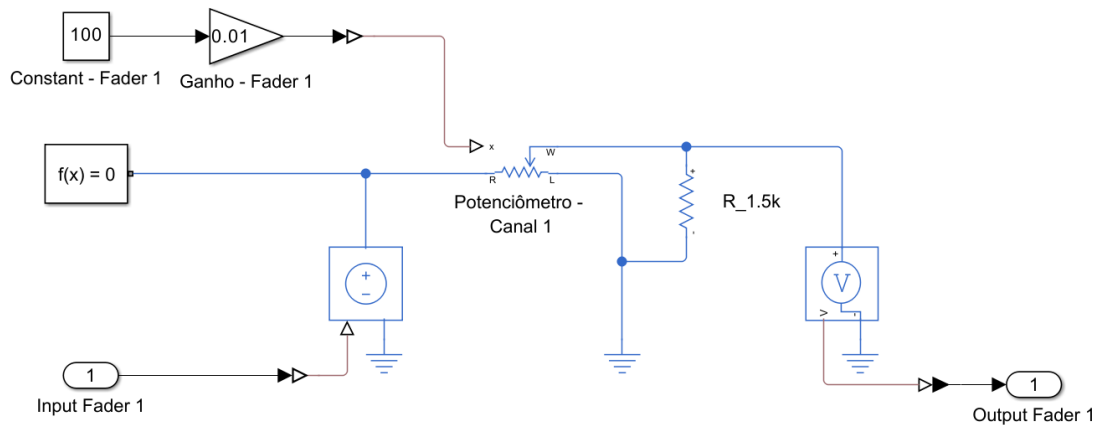
Fonte: O Autor (2026).

A análise da resposta em frequência justifica a escolha do polo em 132,6 kHz. Diferente do domínio digital (DSP), onde um corte em 5 kHz seria preciso, na topologia analógica esse valor invadiria a região dos médios (1 a 2 kHz), prejudicando a voz. Ao deslocar o polo para a região ultrassônica, o sistema utiliza apenas a inclinação linear inicial da curva dentro da faixa audível (até 20 kHz). Embora isso limite a atenuação máxima acerca de  $-13\text{ dB}$ , essa característica é tecnicamente vantajosa para a região de agudos. Diferente de filtros de alta ordem que geram oscilações no domínio do tempo (*ringing*) devido à inclinação abrupta, a topologia de polo único apresenta uma resposta impulsiva limpa. Isso preserva a definição dos transientes de alta frequência, resultando em uma sonoridade menos estéril.

### 3.2.5. Controle de Dinâmica (*Fader Analógico com Law-Faking*)

Para simular a resposta logarítmica da audição humana utilizando componentes de simulação robustos e lineares, aplicou-se a técnica de *Law-Faking*. O circuito consiste em um potenciômetro linear de  $10\text{ k}\Omega$  associado a um resistor de carga de  $1,5\text{ k}\Omega$  conectado entre o cursor e o terra (ver Figura 3-12).

Figura 3-12: Implementação do *Fader* analógico com o resistor de 1,5 kΩ (*Law-Faking*).



Fonte: O Autor (2026).

A modelagem matemática do comportamento deste circuito pode ser demonstrada calculando-se a tensão de saída no ponto médio do curso mecânico ( $x = 0,5$ ). Neste ponto, a resistência equivalente inferior ( $R_{eq}$ ) é dada pelo paralelo entre a metade do potenciômetro e a carga, destacada na equação 3.17:

$$R_{eq} = \frac{R_{pot_{metade}} \cdot R_{carga}}{R_{pot_{metade}} + R_{carga}} \quad (3.17)$$

Substituindo pelos valores do projeto (5 kΩ e 1,5 kΩ):

$$R_{eq} = \frac{5000 \cdot 1500}{5000 + 1500} \approx 1153 \Omega$$

A tensão de saída ( $V_{out}$ ) é então obtida pelo divisor de tensão formado com a metade superior do potenciômetro (equação 3.18):

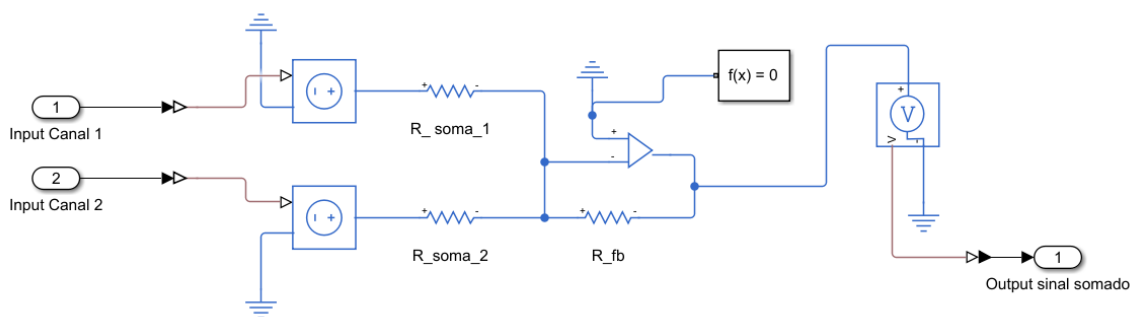
$$V_{out} = \frac{R_{eq}}{R_{pot_{metade}} + R_{eq}} = \frac{1153}{(5000 + 1153)} \approx 0,187 \text{ (ou 18,7\%)} \quad (3.18)$$

Este resultado matemático comprova que, em 50% do curso, o sistema entrega apenas 18,7% do sinal (aproximadamente  $-14,5\text{ dB}$ ), em vez dos 50% de um divisor linear puro. Este comportamento mimetiza com precisão as curvas comerciais do tipo *Audio Taper*, oferecendo uma sensação de volume natural e progressiva.

### 3.2.6. Somador de Canais Analógico

A etapa final combina os sinais dos Decks A e B utilizando a topologia de Amplificador Somador Inversor (*Active Virtual Earth Mixing*) [6]. A principal justificativa para esta escolha é o conceito de "terra virtual" na entrada inversora do amplificador operacional, que isola eletricamente os canais e evita o *crosstalk* passivo. Utilizando resistores de mixagem e feedback padronizados em  $22\text{ k}\Omega$ , o circuito entrega na saída a soma algébrica unitária dos sinais com inversão de fase, pronta para a conversão final. A configuração analógica deste estágio somador é detalhada na Figura 3-13.

Figura 3-13: Implementação do Somador Inversor de canais com o conceito de “terra virtual”.



Fonte: O Autor (2026).

O comportamento elétrico deste estágio é descrito pela lei dos nós de Kirchhoff aplicada à topologia inversora, como descreve a equação 3.19:

$$V_{out} = -R_{fb} \cdot \left( \frac{V_{in_1}}{R_{in_1}} + \frac{V_{in_2}}{R_{in_2}} \right) \quad (3.19)$$

Como todos os componentes resistivos foram padronizados com o mesmo valor ( $22\text{ k}\Omega$ ), a equação simplifica-se para  $V_{out} = -(V_{in_1} + V_{in_2})$ , comprovando matematicamente a operação de soma algébrica com inversão de polaridade.

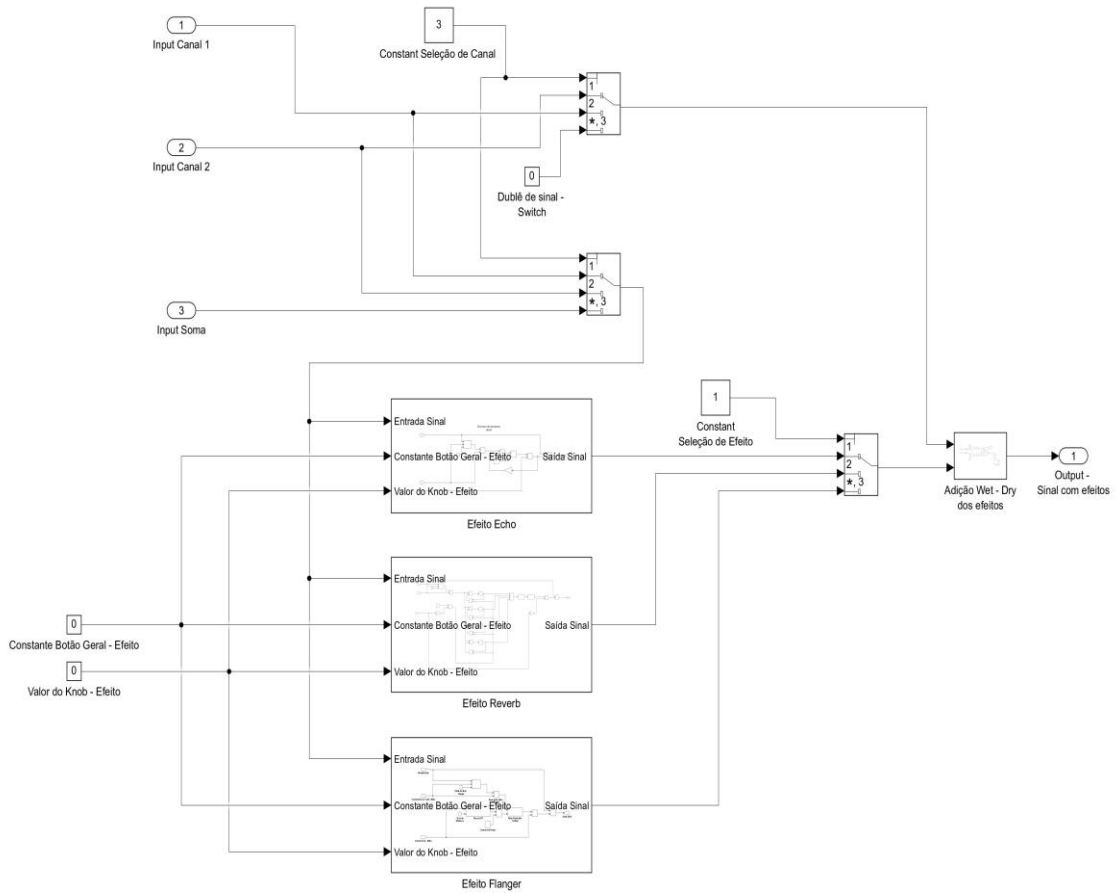
Vale notar que, diferentemente do estágio DSP que mantém o processamento estéreo até o final, a topologia analógica realiza a consolidação monofônica neste estágio de soma, simplificando a malha de simulação analógica sem perda de generalidade na análise da resposta em frequência.

### 3.2.7. Módulo de Efeitos e Integração Híbrida

Diferente dos estágios de equalização e ganho, que utilizam componentes passivos e ativos discretos, a simulação de circuitos puramente analógicos para efeitos baseados em tempo (*Time-Variant Systems*) apresenta uma complexidade computacional proibitiva neste escopo. A modelagem analógica, componente a componente, de dispositivos como linhas de atraso de estado sólido (BBD - *Bucket Brigade Devices*) ou transdutores eletromecânicos de reverberação (*Spring* ou *Plate Reverbs*) exigiria recursos de processamento excessivos e introduziria instabilidades numéricas desnecessárias à simulação.

Por essa razão, adotou-se nesta etapa uma topologia de Mixer Híbrido. O sinal proveniente do barramento de soma analógico é submetido a uma interface de conversão ideal, permitindo que o bloco de efeitos opere no domínio digital. Desta forma, o sistema reaproveita integralmente os algoritmos de *Eco*, *Reverb* e *Flanger* desenvolvidos e validados na arquitetura DSP, convertendo o sinal processado de volta para o domínio contínuo instantaneamente. Esta abordagem reflete a topologia funcional de consoles híbridos, onde o núcleo de mixagem e equalização é fundamentado em circuitos elétricos (aqui simulados fisicamente), enquanto o processamento de tempo e ambiência é delegado a módulos DSP dedicados através de loops de inserção digital, cuja implementação no ambiente de simulação é mostrada na Figura 3-14.

Figura 3-14: Interior do subsistema de efeitos dentro da simulação híbrida.

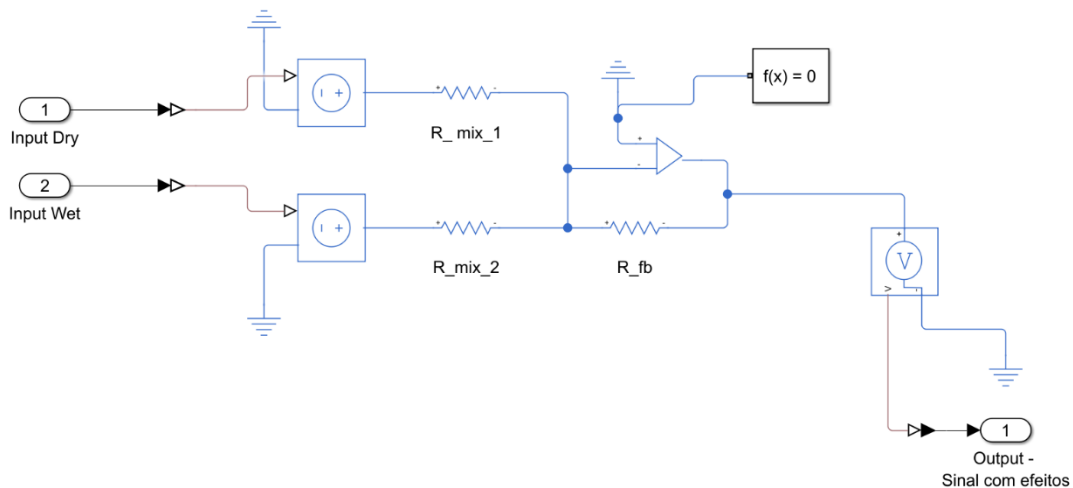


Fonte: O Autor (2026).

### 3.2.8. Somador de Retorno de Efeitos (*Wet/Dry*)

Para consolidar o processamento híbrido, o sinal convertido de volta do domínio digital (*Wet*) precisa ser reintegrado ao fluxo analógico. Implementou-se, para isso, um estágio de soma dedicado utilizando a topologia de amplificador inversor. Este circuito recebe o sinal original proveniente do barramento (*Dry*) e o sinal processado pelos efeitos (*Wet*), somando-os em um nó de terra virtual. Além de realizar a mixagem final dos efeitos, este estágio atua como um *buffer* de impedância entre a conversão D/A e o estágio de saída, garantindo que a impedância de saída dos conversores não afete a linearidade do volume Master. A Figura 3-15 apresenta o circuito somador recebendo as vias *Dry* e *Wet*.

Figura 3-15: Circuito analógico somador *Wet/Dry* no final da cadeia de efeitos da implementação híbrida.



Fonte: O Autor (2026).

### 3.2.9. Controle Master e Restauração de Fase

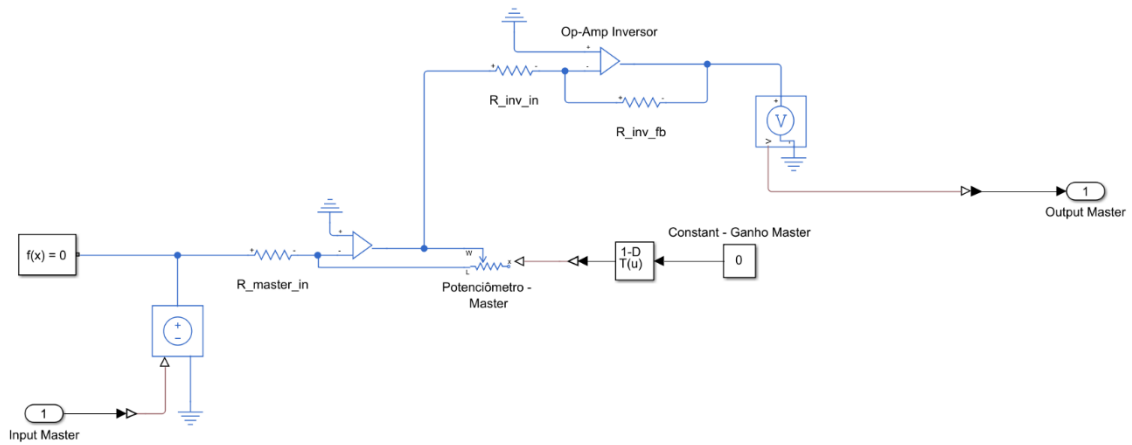
Para o controle final de amplitude, implementou-se um estágio de ganho ativo (Master) também em topologia inversora. Neste ponto, uma análise criteriosa da cadeia de sinal se faz necessária para garantir a coerência de fase (polaridade). Ao rastrear o fluxo completo, observa-se que o sinal atravessa uma série de estágios inversores em cascata:

1. *Trim* (Inversor);
2. Equalizador *Low Shelf* (Inversor);
3. Equalizador *Mid* (Inversor);
4. Equalizador *High Shelf* (Inversor);
5. Somador de Canais (Inversor);
6. Somador de Efeitos *Wet/Dry* (Inversor);
7. Ganho Master (Inversor).

Como o somatório resulta em sete inversões (número ímpar), o sinal na saída do Master encontra-se defasado em 180 graus em relação à fonte. Para corrigir isso e assegurar a fidelidade absoluta da forma de onda, adicionou-se um oitavo e último estágio: um Inversor de Ganho Unitário. Este circuito utiliza resistores de entrada e realimentação idênticos ( $R_{inv_{in}} = R_{inv_{fb}} = 22\text{ k}\Omega$ ), gerando uma função de

transferência fixa de  $-1$ . Desta forma, completa-se um ciclo par de inversões, restaurando matematicamente a fase original ( $0$  graus) na saída analógica do sistema. A conexão em cascata entre o *fader* de saída e o inversor de correção de fase pode ser visualizada na Figura 3-16.

Figura 3-16: Implementação analógica do circuito Ganho Master seguido do amplificador inversor para correção de fase.



Fonte: O Autor (2026).

## CAPÍTULO 4: RESULTADOS E DISCUSSÃO

Este capítulo dedica-se à validação empírica e analítica do sistema híbrido desenvolvido, confrontando os dados obtidos através da simulação algorítmica (DSP) com a resposta comportamental da modelagem analógica de componentes (Simscape). A estratégia de avaliação abrange a integridade do fluxo de sinal em toda a cadeia de processamento, examinando desde a fidelidade das leis de controle dinâmico até a complexidade espectral e temporal dos módulos de efeitos. Mais do que uma simples verificação de funcionamento, esta análise busca quantificar as nuances que distinguem a precisão matemática do domínio digital da resposta natural e contínua inerente às topologias analógicas clássicas.

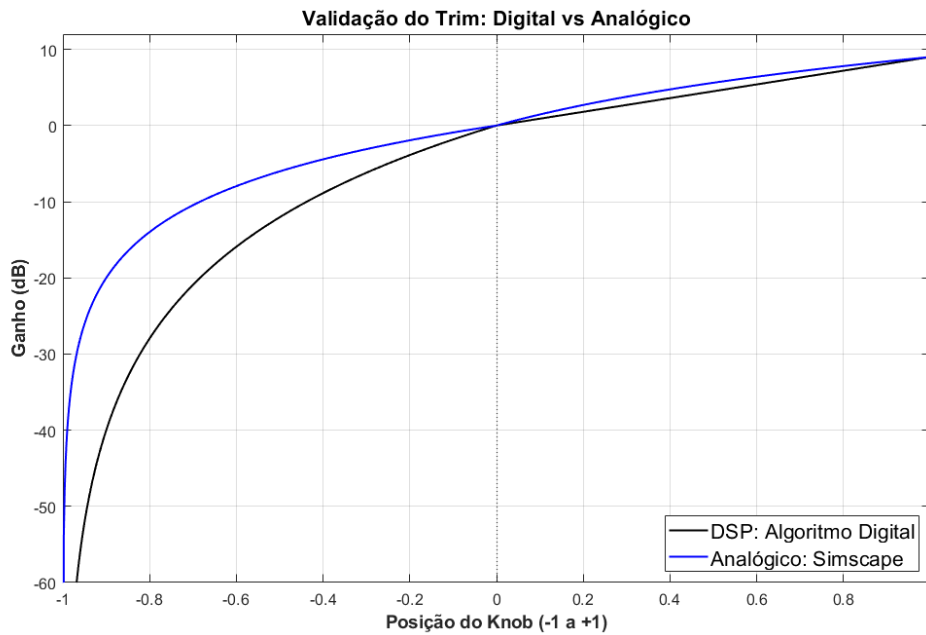
### 4.1. ANÁLISE DAS LEIS DE CONTROLE E DINÂMICA

A primeira etapa crítica de validação concentra-se na interface homem-máquina, especificamente em como os comandos lineares do usuário são traduzidos em alterações de amplitude que respeitem a percepção logarítmica da audição humana. Esta análise é bipartida, avaliando separadamente a solução algorítmica (DSP) e a solução Analógica.

#### 4.1.1. Validação Comparativa: *Trim* (DSP vs. Simscape)

Para o estágio de entrada, o objetivo foi garantir a paridade funcional entre o algoritmo digital e a modelagem analógica. No domínio digital, a curva de resposta foi programada via equações condicionais exatas: uma função quadrática para atenuação suave e uma função exponencial para amplificação linear em  $dB$ . Já no domínio analógico, a resposta natural da topologia inversora exigiu a calibração da resistência de realimentação via Tabela de Consulta (*Lookup Table*), conforme detalhado na seção 3.2.1, para compensar a não-linearidade do ganho em relação ao giro do potenciômetro. A Figura 4-1 apresenta a sobreposição das curvas de transferência obtidas em ambos os domínios, utilizando os parâmetros reais de componente (Resistor de entrada de  $10\text{ k}\Omega$  e Potenciômetro de  $50\text{ k}\Omega$ ).

Figura 4-1: Validação cruzada do *Trim*: Algoritmo digital e circuito analógico calibrado via *Lookup Table*.



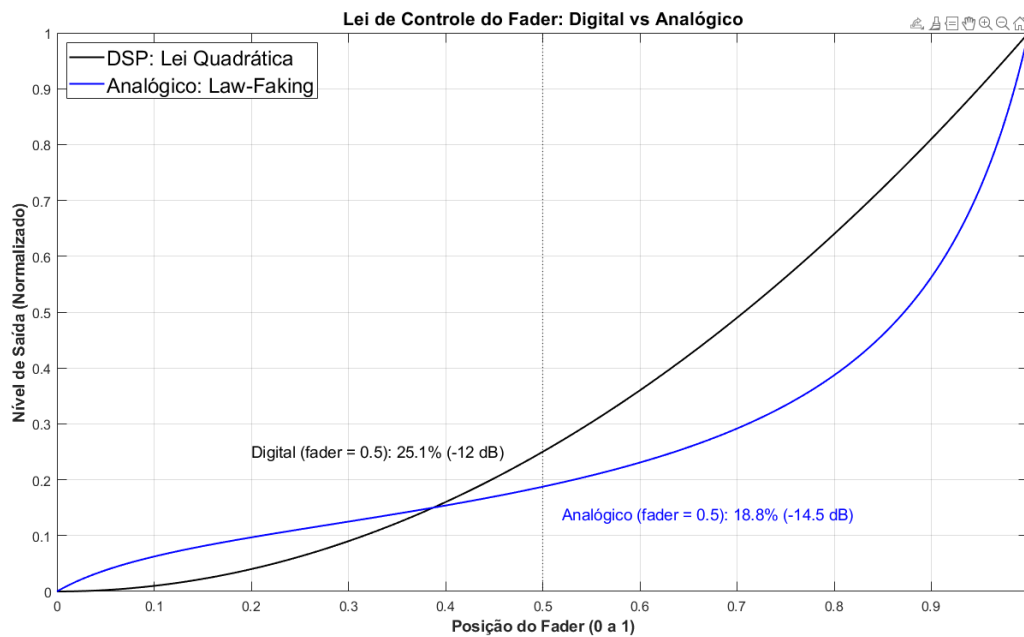
Fonte: O Autor (2026).

A análise gráfica confirma a aderência entre os modelos, onde a curva analógica (azul) segue a referência digital (preta) através da interpolação linear da *Lookup Table*. Essa calibração prova-se vital: sem a tabela, o uso direto do potenciômetro de  $50\text{ k}\Omega$  resultaria em um erro crítico de  $+8\text{ dB}$  na posição central. A correção aplicada forçou o cumprimento estrito dos alvos de projeto ( $0\text{ dB}$  central e  $+9\text{ dB}$  máximo), validando a capacidade da arquitetura híbrida em replicar leis de controle complexas no domínio analógico.

#### 4.1.2. Lei de Controle do *Fader* (Master)

Para o controle de volume principal, o estudo contemplou duas estratégias distintas para a obtenção de uma curva de resposta pseudo-logarítmica: No domínio digital, optou-se pela implementação da função quadrática ( $y = x^2$ ), uma abordagem computacionalmente eficiente e amplamente utilizada em DSP para suavizar a resposta de *faders*. Em contrapartida, no domínio analógico, aplicou-se a técnica de *Law-Faking* através da inserção de um resistor de carga de  $1,5\text{ k}\Omega$  em paralelo com a saída de um potenciômetro linear de  $10\text{ k}\Omega$ , alterando a impedância equivalente do divisor de tensão.

Figura 4-2: Comparativo de implementações do *fader*: Digital Quadrático vs. Analógico *Law-Faking*.



Fonte: O Autor (2026).

A análise quantitativa no ponto médio do curso (0,5) revela uma divergência sutil, porém perceptível, entre as abordagens. A curva digital quadrática entrega 25% do sinal ( $-12\text{ dB}$ ), enquanto a topologia analógica apresenta uma atenuação mais acentuada, resultando em aproximadamente 18% do sinal ( $-14,5\text{ dB}$ ). Esse resultado demonstra que a interação analógica dos resistores (*Law-Faking*) produz uma curva ligeiramente mais "profunda" do que a função quadrática pura. Isso sugere que, para emular com precisão a sensação tátil do *fader* analógico no algoritmo digital, seria necessário ajustar o expoente da função de potência para um valor superior a 2 (aproximadamente 2,4), validando a importância da modelagem analógica para o refinamento de parâmetros em sistemas digitais.

## 4.2. ANÁLISE COMPARATIVA DE EQUALIZAÇÃO

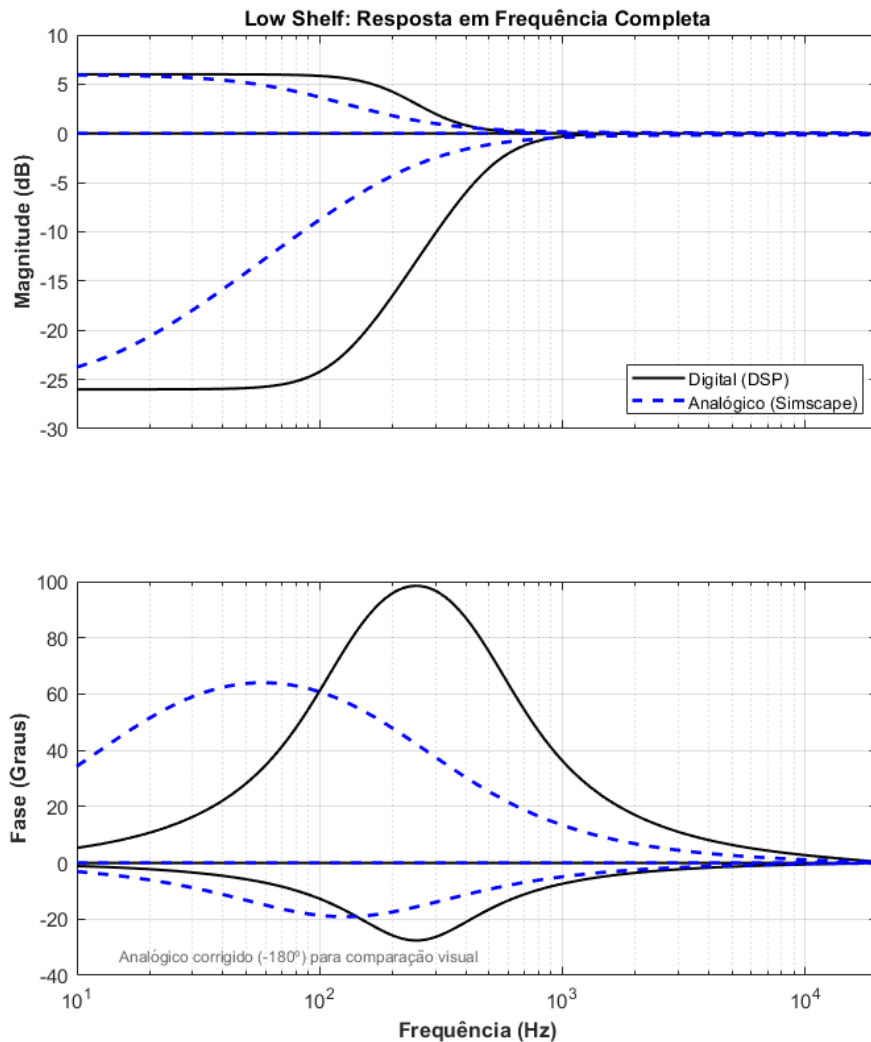
Para verificar a coerência tímbrica e a paridade de calibração entre os domínios, submeteu-se cada banda do equalizador a testes de estresse espectral, confrontando a resposta ideal dos filtros digitais IIR *Biquad* com as topologias de circuitos elétricos implementadas.

#### 4.2.1. Região de Graves (*Low Shelf*)

A primeira banda de equalização, centrada em 250 Hz, foi submetida a uma validação abrangente cobrindo os três estados críticos de operação: amplificação máxima (*Boost*), resposta plana (*Flat*) e atenuação máxima (*Cut*). O objetivo desta comparação foi confrontar a precisão cirúrgica do algoritmo *Biquad* (2ª ordem) contra a resposta natural da topologia Baxandall (1ª ordem).

A Figura 4-3 apresenta as curvas de resposta em frequência sobrepostas para ambos os domínios.

Figura 4-3: Curvas de magnitude e fase dos filtros *Low Shelf*: Digital *Biquad* (RBJ) e Analógico (Baxandall).



Fonte: O Autor (2026).

A análise dos resultados revela uma convergência absoluta nos pontos de alvo: tanto o modelo digital quanto o analógico atingem com precisão os ganhos estipulados de  $+6\text{ dB}$  (*Boost*) e  $-26\text{ dB}$  (*Cut*), confirmando o correto dimensionamento dos resistores e a calibração da *Lookup Table* do potenciômetro.

Contudo, observa-se uma divergência característica na inclinação da curva (*Slope*) durante a banda de transição. A curva digital (linha sólida) apresenta um “joelho” mais acentuado, resultado da implementação de segunda ordem com parâmetro de declividade fixado em  $S = 1,0$ . Em contraste, a curva analógica (linha tracejada) exibe uma transição mais suave e gradual. Este comportamento é fisicamente esperado e correto, pois a topologia Baxandall implementada utiliza um único elemento reativo (capacitor de  $290\text{ nF}$ ) na malha de realimentação, caracterizando um filtro de primeira ordem com inclinação natural de  $6\text{ dB}/\text{oitava}$ .

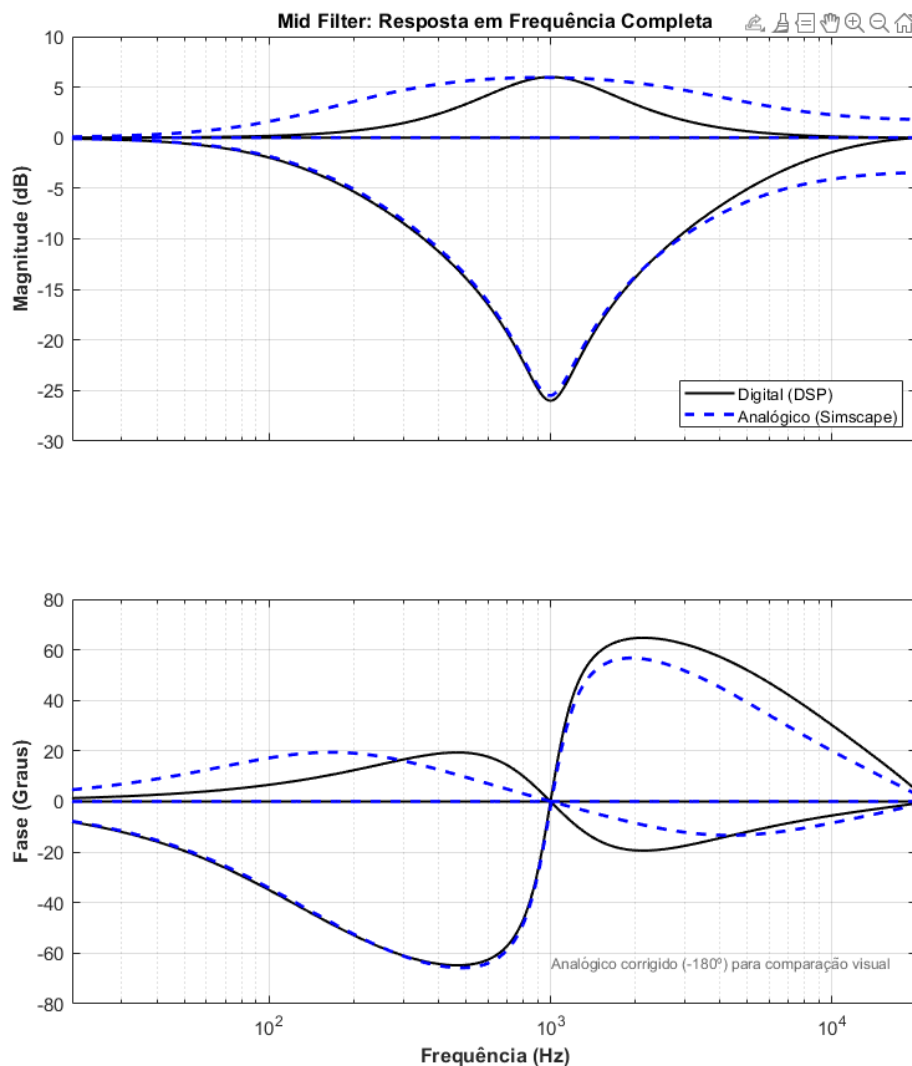
Essa distinção valida a fidelidade da simulação analógica: o modelo Simscape não apenas copiou a matemática digital, mas capturou a "assinatura sônica" real do hardware, que tende a ser mais musical e menos abrupta que o filtro digital teórico padrão.

Por fim, o gráfico inferior da Figura 4-3 valida a coerência temporal do sistema híbrido. Após a normalização do deslocamento de  $180^\circ$ , intrínseco à configuração inversora do amplificador operacional na topologia Baxandall, nota-se que a resposta de fase do circuito analógico (tracejada) acompanha a suavidade da curva de magnitude. A ausência de descontinuidades abruptas na fase confirma a estabilidade do modelo Simscape na região de baixas frequências.

#### **4.2.2. Região de Médios (*Peaking/Bell*)**

Na faixa de médios ( $1,0\text{ kHz}$ ), a análise comparativa confrontou a resposta simétrica do algoritmo DSP com o comportamento analógico da topologia *Active Bridged-T*. Para estabelecer uma base de comparação coerente com a natureza do circuito, o filtro digital foi configurado com  $Q = 0,6$ , servindo como referência de “banda larga”. A Figura 4-4 apresenta a sobreposição das curvas de resposta, onde se destaca a assimetria intrínseca do modelo analógico frente à simetria matemática do digital.

Figura 4-4: Resposta em frequência do filtro *Mid/Peaking* (Digital DSP e Analógico Simscape).



Fonte: O Autor (2026).

A análise gráfica revela inicialmente uma convergência notável na região de atenuação máxima ( $-26 \text{ dB}$ ), onde a resposta do circuito analógico (linha azul tracejada) alinha-se quase perfeitamente à referência digital de  $Q = 0,6$ . Isso demonstra que, na configuração de corte, a seletividade do tanque LC interage com o circuito de forma a replicar a largura de banda musical estipulada no DSP. Em contrapartida, no regime de amplificação ( $+6 \text{ dB}$ ), observa-se uma divergência comportamental, visto que o circuito analógico apresenta uma curva substancialmente mais larga que a referência digital. Este alargamento característico é um efeito direto do amortecimento resistivo da ponte na malha de realimentação positiva, que reduz o Fator de Qualidade efetivo durante o ganho (Self, 2014).

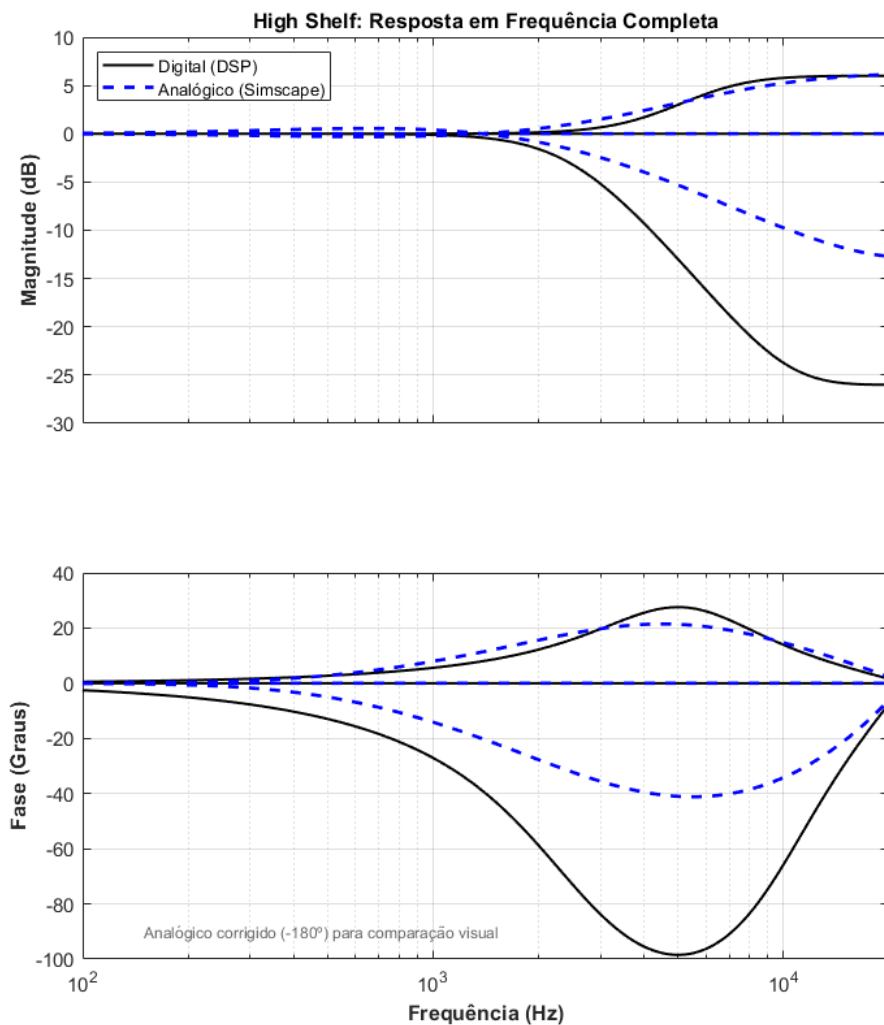
Conclui-se, portanto, que a topologia híbrida oferece um comportamento dinâmico mais abrangente, mantendo a precisão de banda larga na subtração de frequências enquanto entrega uma atuação ainda mais abrangente e suave na adição de ganho, diferenciando-se da resposta estática do filtro digital padrão.

Simultaneamente, a resposta de fase apresentada no sub-gráfico inferior da Figura 4-4 corrobora a integridade da topologia *Bridged-T*. As curvas de fase analógica exibem transições suaves que acompanham proporcionalmente as variações de largura de banda, confirmando que a dinâmica do filtro provém exclusivamente da interação RLC na malha de realimentação, mantendo a coerência de fase necessária para evitar cancelamentos destrutivos na mixagem.

#### **4.2.3. Região de Agudos (*High Shelf*)**

A análise comparativa na região de altas frequências, apresentada na Figura 4-5, ilustra a divergência de design mais significativa e intencional do projeto. Ao contrário das bandas anteriores onde buscou-se a convergência, aqui os domínios assumem papéis complementares distintos.

Figura 4-5: Comparação das particularidades dos filtros *High Shelf* (Digital DSP e Analógico Simgscape).



Fonte: O Autor (2026).

Observa-se que o filtro digital (traço preto) obedece rigorosamente à frequência de referência de 5 kHz, entregando a atenuação profunda de  $-26\text{ dB}$  necessária para correções técnicas. Em contrapartida, a resposta analógica (traço azul tracejado) exhibe uma inclinação extremamente suave. Este comportamento valida a decisão de projeto de posicionar o polo analógico na região ultrassônica ( $\sim 132\text{ kHz}$ ). A simulação demonstra que, se o circuito analógico fosse forçado a replicar a curva abrupta do digital para atingir os  $-26\text{ dB}$ , a inclinação natural de  $6\text{ dB}$ /oitava invadiria destrutivamente a região de médios-agudos (2 kHz a 4 kHz), comprometendo a inteligibilidade vocal.

O resultado gráfico confirma, portanto, a eficácia da abordagem híbrida: o operador dispõe da precisão matemática do DSP para remoção de ruídos e, simultaneamente, da transparência da topologia Baxandall analógica para realce de

harmônicos (*Air Band*), sem introduzir a deformação de transientes (*ringing*) típica de filtros digitais agudos próximos à frequência de Nyquist.

Complementarmente, a análise de fase (base da Figura 4-5) reforça a característica de ‘ar’ (*Air Band*) da topologia Baxandall: a variação de fase é extremamente gradual e distribuída por uma larga faixa de espectro. Essa suavidade de fase contrasta com a rotação mais concentrada do filtro digital de corte abrupto, sendo fundamental para preservar a integridade espacial dos transientes de alta frequência sem introduzir artefatos na análise temporal.

### 4.3. VALIDAÇÃO DOS PROCESSADORES DE EFEITOS

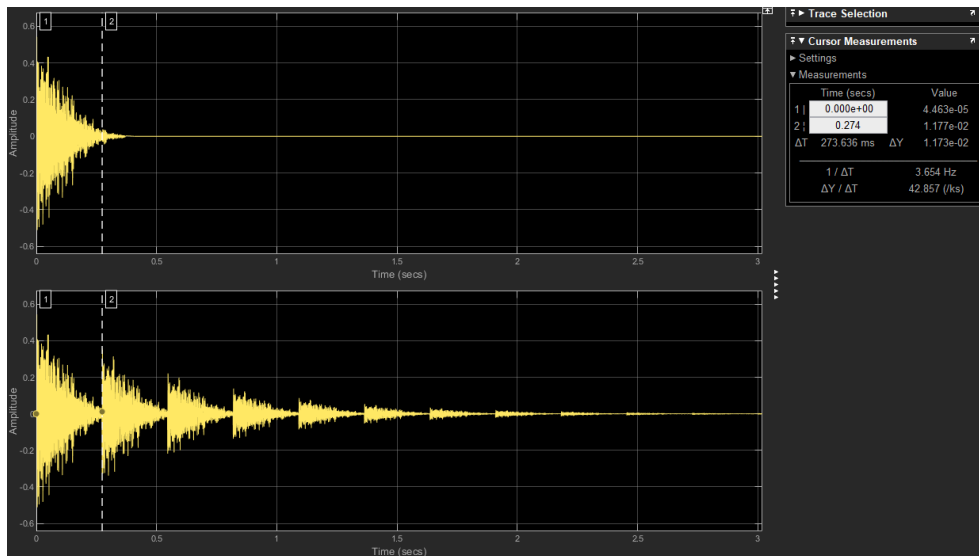
A etapa final de validação avaliou a capacidade do sistema em gerar modificações temporais complexas, analisando a resposta transiente e espectral dos módulos de tempo.

#### 4.3.1. Eco (*Delay Digital*)

Para a validação temporal do efeito de Eco, utilizou-se como sinal de excitação uma amostra de áudio percussivo (*snare drum/caixa*). O teste foi conduzido monitorando simultaneamente a entrada e a saída do bloco, cuja topologia interna realiza a soma do sinal direto (*Dry*) com a linha de atraso (*Wet*).

Para a análise, fixou-se o andamento em 110 BPM com uma subdivisão rítmica de 1/8 de nota (colcheia), resultando em um atraso teórico de  $\approx 272,7$  ms. Adicionalmente, o parâmetro de intensidade (ganho da malha de realimentação) foi ajustado em 0,7 (na escala normalizada de 0 a 1), definindo a taxa de atenuação entre as repetições. A Figura 4-6 apresenta a resposta do sistema capturada via osciloscópio virtual.

Figura 4-6: Visualização no domínio temporal dos sinais de entrada e saída do efeito Eco.



Fonte: O Autor (2026).

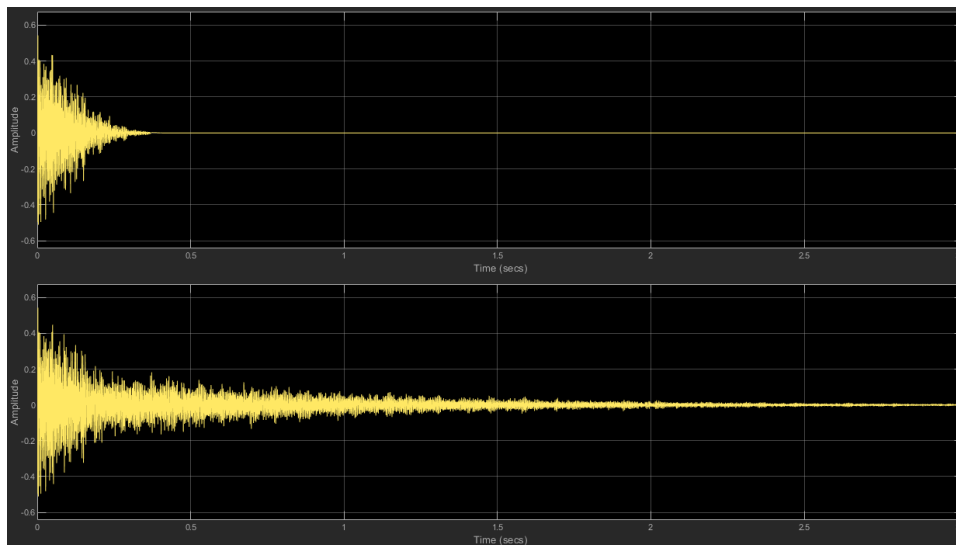
A análise do oscilograma confirma a precisão aritmética do algoritmo. Observa-se no canal de saída que o transiente inicial ocorre alinhado à entrada, preservando o caminho direto sem latência. A primeira repetição surge deslocada em aproximadamente 273,6 ms, uma variação desprezível ( $< 1 \text{ ms}$ ) em relação ao alvo teórico. As repetições subsequentes exibem o decaimento exponencial de amplitude característico, validando matematicamente a atuação do ganho de 0,7 aplicado na malha de *feedback*.

#### 4.3.2. Reverb (Topologia de Schroeder)

Diferente do efeito de eco, que gera repetições discretas e espaçadas, o algoritmo de reverberação tem por objetivo simular a alta densidade de reflexões de um ambiente acústico real. Para validar esta característica, manteve-se o estímulo impulsivo (*Snare Drum*) e o monitoramento comparativo de entrada e saída.

Para este teste, o parâmetro de intensidade (*Decay/Feedback*) foi ajustado em 0,6 (na escala normalizada). Este valor foi escolhido para gerar uma cauda de reverberação sustentada, permitindo a visualização clara da curva de decaimento sem levar o sistema à saturação ou instabilidade numérica. A Figura 4-7 ilustra a resposta obtida.

Figura 4-7: Comparação no domínio temporal dos sinais de entrada e saída do efeito *Reverb*.



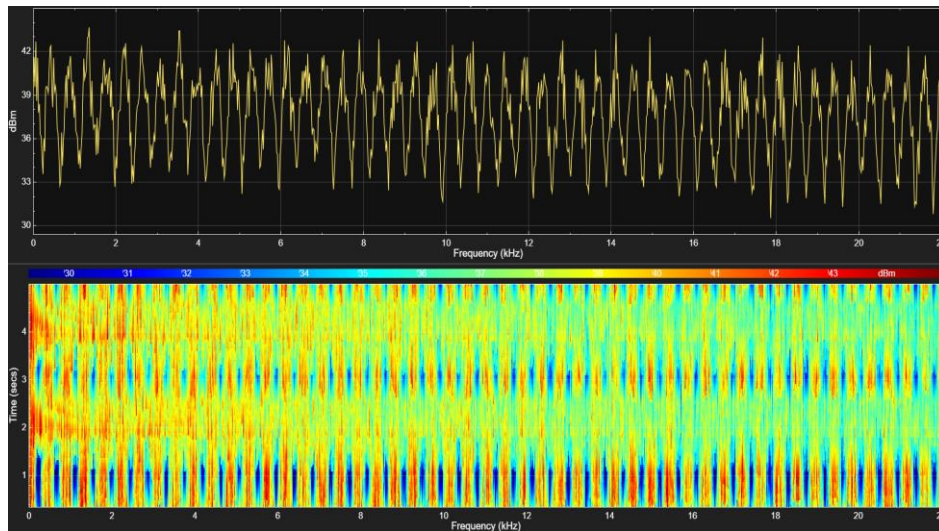
Fonte: O Autor (2026).

A visualização gráfica evidencia a transformação da estrutura temporal do sinal. Enquanto a entrada cessa abruptamente, o canal de saída apresenta um preenchimento contínuo e difuso logo após o transiente inicial. A ausência de repetições rítmicas distinguíveis (ecos separados) valida a atuação da cascata de filtros Passa-Tudo (*All-Pass*), que dispersam a fase do sinal e elevam a densidade de reflexões. O perfil de decaimento suave observado confirma que o algoritmo de Schroeder simula com eficácia a energia difusa de uma sala virtual.

#### 4.3.3. *Flanger* (Modulação Espectral)

A validação do efeito *Flanger* baseia-se na identificação da assinatura espectral gerada pela topologia de Filtro Pente de Alimentação Direta (*Feed-Forward Comb Filter*). Diferente da reverberação, o *Flanger* opera somando o sinal original a uma cópia atrasada em curtíssimos intervalos, sem utilizar realimentação global. Para este teste, utilizou-se Ruído Branco de Banda Limitada como sinal de excitação, garantindo energia constante em todo o espectro audível, enquanto o oscilador de baixa frequência (LFO) de controle foi ajustado em 0,5 Hz para permitir a visualização clara da periodicidade do efeito durante os 5 segundos de simulação dentro da janela de captura. A Figura 4-8 apresenta a análise espectral da saída do processador.

Figura 4-8: Respostas em frequência do efeito *Flanger* a uma entrada de ruído branco (*white noise*), comparando a magnitude pura com o espectrograma no tempo.



Fonte: O Autor (2026).

A análise da Figura 4-8 comprova a eficácia do algoritmo através de domínios complementares. No gráfico superior, referente à magnitude, observa-se a resposta característica de Filtro Pente, marcada por uma série harmônica de entalhes (*notches*) profundos. Estes vales de atenuação, correspondentes às zonas de cor azul no espectrograma, indicam as frequências exatas onde o sinal atrasado e o original se encontram em oposição de fase, resultando em cancelamento destrutivo. Simultaneamente, o espectrograma inferior evidencia a evolução temporal da modulação através da alternância cíclica entre as faixas de energia e as zonas de cancelamento. Essa periodicidade visualizada no eixo vertical corresponde à frequência de 0,5 Hz configurada no oscilador, validando que a linha de atraso está sendo varrida continuamente para gerar a coloração tímbrica móvel esperada do efeito.

#### 4.4. DISCUSSÃO GERAL E ANÁLISE DE DESEMPENHO COMPUTACIONAL

A análise conjunta dos resultados temporais e espectrais permite validar a hipótese central deste trabalho: a de que sistemas híbridos são capazes de superar as limitações de modelagem dos equalizadores digitais convencionais. A integração entre o DSP e o ambiente Simscape possibilitou capturar fenômenos complexos, como a assimetria do fator de qualidade ( $Q$ ) na topologia *Bridged-T* e a não-linearidade das curvas de *fader*, sem a necessidade de deduzir funções de transferência de ordem elevada ou implementar

algoritmos de aproximação. O comportamento do sistema híbrido demonstrou uma fidelidade sônica superior, preservando a assinatura dos componentes analógicos, especialmente na suavidade dos transientes em altas frequências.

No entanto, uma observação crítica levantada durante a etapa de simulação refere-se ao desempenho computacional da arquitetura proposta. Observou-se uma discrepância significativa entre os tempos de execução dos módulos puramente digitais e os módulos analógicos. Enquanto os algoritmos de DSP, implementados via diagrama de blocos e funções matemáticas diretas, permitiram o processamento de áudio com latência desprezível e aptos para operação em tempo real, os submódulos baseados em modelagem analógica via Simscape demandaram um tempo de processamento superior à duração do próprio sinal de áudio, caracterizando um processamento offline.

Essa latência elevada não constitui uma falha de implementação, mas uma característica intrínseca à natureza matemática da simulação analógica. Diferente do DSP, que executa um número fixo de operações aritméticas por amostra, o *solver* do Simscape necessita resolver iterativamente um sistema de Equações Diferenciais Algébricas (EDAs) a cada passo de tempo para garantir a conservação de energia na rede elétrica. A presença de constantes de tempo distintas no circuito, fenômeno discutido na Fundamentação Teórica como Sistema Rígido, obriga o solver a realizar múltiplos subpassos de integração para manter a estabilidade numérica, o que eleva exponencialmente a carga na CPU (MathWorks, 2024).

Diante desse cenário, conclui-se que existe um compromisso técnico claro nesta abordagem: ganha-se em precisão de modelagem e facilidade de design, visto que basta desenhar o esquema elétrico, mas perde-se a capacidade de execução instantânea. Portanto, a arquitetura híbrida desenvolvida neste trabalho valida-se não como um produto para performance ao vivo, mas como uma robusta ferramenta de Prototipagem Virtual. Ela permite que engenheiros validem a sonoridade e o comportamento elétrico de um console antes da fabricação física, economizando recursos e tempo de desenvolvimento, cumprindo assim o objetivo de servir como plataforma didática e de engenharia.

## CAPÍTULO 5: CONCLUSÃO

O presente trabalho atingiu seu objetivo principal ao desenvolver e validar uma arquitetura híbrida de processamento de áudio, integrando a precisão determinística do Processamento Digital de Sinais com a modelagem analógica de circuitos elétricos em ambiente computacional. A implementação do console de mixagem no ecossistema MATLAB/Simulink permitiu uma comparação direta e isolada entre abordagens algorítmicas e analógicas, revelando as nuances que distinguem a sonoridade clínica do digital puro da resposta natural e contínua do domínio analógico.

A análise dos resultados demonstrou que a modelagem analógica via Simscape foi capaz de superar limitações intrínsecas aos filtros digitais convencionais. Destaca-se, primeiramente, a resposta em frequência na região dos agudos. Enquanto os filtros digitais IIR, implementados em segunda ordem, apresentaram cortes abruptos e largura de banda estritamente limitada pela frequência de Nyquist, os circuitos analógicos simulados mantiveram a suavidade característica de sistemas de primeira ordem, preservando a naturalidade dos transientes.

Adicionalmente, a implementação da topologia *Active Bridged-T* na seção de médios validou a complexidade da modelagem analógica na reprodução de comportamentos dinâmicos. O sistema replicou com exatidão o Fator  $Q$  Proporcional, onde a largura de banda se adapta automaticamente à intensidade do ganho, exibindo um comportamento largo e musical na amplificação, enquanto se torna estreito e cirúrgico na atenuação. A obtenção deste resultado sem a necessidade de programação de algoritmos adaptativos complexos confirma a eficácia de se utilizar a própria física simulada do componente como motor de processamento.

Simultaneamente, a validação dos efeitos de modulação temporal no domínio discreto comprovou a robustez da integração híbrida. A análise espectral do efeito *Flanger*, evidenciando a assinatura de Filtro Pente (*Comb Filter*) gerada pela topologia *Feed-Forward*, confirmou que é possível manter a precisão matemática dos atrasos digitais sem sacrificar a complexidade espectral. Isso demonstrou que a arquitetura proposta sustenta com eficácia a coexistência de blocos de processamento de naturezas distintas, onde algoritmos de atraso circular (DSP) alimentam redes analógicas de equalização (Simscape) de forma transparente.

No que tange às leis de controle e interface, a técnica de *Law-Faking* provou ser uma solução robusta para a linearização da percepção de volume. A simulação confirmou

que a adição de resistores de carga em paralelo aos potenciômetros lineares gerou curvas de transferência pseudo-logarítmicas, alinhadas à Lei de Weber-Fechner, garantindo uma operação de *fader* condizente com consoles profissionais. A estabilidade da arquitetura de soma baseada em Terra Virtual também se confirmou, provendo isolamento de impedância eficaz entre os canais.

Metodologicamente, a estratégia de segregar o desenvolvimento em dois ambientes de simulação distintos (referência puramente digital *versus* experimental híbrido) revelou-se fundamental. Esta abordagem permitiu isolar as variáveis de desempenho, comprovando que, embora o modelo digital ofereça eficiência de processamento, ele frequentemente diverge na fidelidade das curvas de topologia e na integridade espectral dos agudos (*Warping*) que conferem o caráter ‘musical’ ao sinal. O trabalho, portanto, não apenas entregou um mixer funcional, mas estabeleceu um *framework* confiável de *benchmarking* para validação de algoritmos de áudio.

Entretanto, a busca pela fidelidade analógica impôs um compromisso de engenharia significativo. A natureza matemática do sistema híbrido, caracterizada pela coexistência de constantes de tempo muito diferentes, como a descarga de capacitores em nanossegundos *versus* a evolução do áudio em milissegundos, configurou um Sistema Rígido. A necessidade de utilizar *solvers* implícitos para resolver as equações diferenciais a cada passo de tempo resultou em um custo computacional elevado, inviabilizando a operação em tempo real com o hardware atual.

Desta forma, conclui-se que a arquitetura desenvolvida não se destina à substituição de plugins de áudio para performance ao vivo, mas valida-se como uma poderosa ferramenta de Prototipagem Virtual. Ela permite que engenheiros de áudio projetem, testem e ouçam circuitos complexos em ambiente seguro antes da manufatura física, reduzindo custos e riscos de desenvolvimento.

Como desdobramentos futuros desta pesquisa, sugere-se a portabilidade dos algoritmos aqui validados para linguagens de baixo nível (C++/JUICE) visando a otimização de performance. Adicionalmente, recomenda-se a expansão da modelagem analógica para incluir estágios de Processamento Dinâmico baseados em componentes não-lineares e, finalmente, a construção física de um protótipo de hardware baseado nas especificações validadas por esta simulação.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ALPHATHETA. (2026). *Euphonia - Mesa de mistura profissional rotativa de 4 canais*. (ALPHATHETA) Acesso em janeiro de 2026, disponível em <https://alphatheta.com/pt/product/dj-mixer/euphonia/black/>
- Bristow-Johnson, R. (2005). *Cookbook formulae for audio EQ biquad filter coefficients*. Fonte: <https://www.w3.org/2011/audio/audio-eq-cookbook.html>
- Franco, S. (2015). *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*. New York: McGraw-Hill.
- MathWorks. (2024). *Audio Toolbox Documentation*. Fonte: MathWorks: <https://www.mathworks.com/help/audio/>
- MathWorks. (2024). *DSP System Toolbox Documentation*. Fonte: MathWorks: <https://www.mathworks.com/help/dsp/>
- Oppenheim, A. V., & Schaffer, R. W. (2010). *Discrete-Time Signal Processing*. Upper Saddle River: Pearson.
- PIONEER DJ. (2026). *DJM-450 - Mesa de mistura DJ de 2 canais com Beat FX*. (PIONEER DJ) Acesso em janeiro de 2026, disponível em <https://www.pioneerdj.com/pt-pt/product/mixer/djm-450/black/overview/>
- Proakis, J. G., & Manolakis, D. G. (2006). *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*. Upper Saddle River: Pearson.
- Reiss, J., & McPherson, A. (2014). *Audio Effects: Theory, Implementation and Application*. Boca Raton: CRC Press.
- Sedra, A. S., & Smith, K. C. (2014). *Microelectronic Circuits*. New York: Oxford University Press.
- Self, D. (2014). *Small Signal Audio Design*. Burlington: Focal Press.
- Välimäki, V., Pakarinen, J., Erku, C., & Karjalainen, M. (2006). Discrete-time modeling of musical instruments. *Reports on Progress in Physics*, pp. 1-78.
- Yeh, D. T., & Smith, J. O. (2008). Simulating guitar distortion circuits using wave digital and nonlinear state-space formulations. *Proceedings of the 11th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-08)*. Espoo.
- Zölzer, U. (2011). *DAFX: Digital Audio Effects*. Chichester: Wiley.

## APÊNDICE A — ALGORITMOS DE CONTROLE

Este apêndice documenta a implementação lógica dos subsistemas de controle descritos nos capítulos 3 e 4. As seções a seguir apresentam a estrutura dos scripts MATLAB desenvolvidos para a automação dos parâmetros em tempo de execução.

### A.1. Controle de Ganho de Entrada (*Trim*)

O estágio inicial de ganho utiliza uma multiplicação linear simples para adequar o nível do sinal  $x[n]$  antes do processamento, permitindo amplificação de  $+9$  dB ou atenuação que vai até o silêncio total. O algoritmo converte a escala de decibéis para magnitude linear.

- Algoritmo para o cálculo do ganho de entrada:

```
function ganho = fcn(knob_valor)
% INPUT: knob (variando de -1 a 1)
% OUTPUT: gain (fator multiplicativo linear)

% Definição do Ganho Máximo em dB
max_dB = 9;

if knob_valor < 0
    % Zona de atenuação (-Inf a 0 dB)
    % Mapeia o knob de [-1, 0] para uma escala linear [0, 1]

    escala = knob_valor + 1;

    % Aplica função quadrática

    ganho = escala^2;
else
    % Zona de amplificação (0 dB a +9 dB)
    % Mapeia o knob de [0, 1] diretamente para os dBs [0, 9]

    dB_final = knob_valor * max_dB;

    % Converte dB para escala linear (Tensão)

    ganho = 10^(dB_final / 20);
end
end
```

## A.2. Implementação dos Filtros Digitais (DSP Toolbox)

Para a geração dos coeficientes dos filtros IIR em tempo real, optou-se pela utilização das funções otimizadas da Audio System Toolbox (MathWorks, 2024) do MATLAB. O script abaixo demonstra a lógica de mapeamento bipartido desenvolvida para o filtro *Low Shelf*, onde a metade inferior do curso do potenciômetro controla a atenuação (até  $-26$  dB) e a metade superior controla o ganho (até  $+6$  dB). Lógica similar foi aplicada aos filtros *Mid (Peaking)* e *High Shelf*.

- Algoritmo do Filtro *Low Shelf*:

```
function [Num, Den, g] = low_shelf_coeffs(knob_val)

Fs = 44100;           % Frequência de amostragem
f0 = 250;            % Frequência de referência em 250Hz
slope = 1.0;        % Valor de Slope padrão

% Mapeamento Bipartido

if knob_val < 0

    % Zona de atenuação: -1 a 0 vira -26 a 0 dB

    gain_dB = knob_val * 26;

else

    % Zona de amplificação: 0 a 1 vira 0 a 6 dB

    gain_dB = knob_val * 6;

end

f0_norm = f0 / (Fs/2); % Frequência de referência normalizada

% Definição dos coeficientes

[b, a] = designShelvingEQ(gain_dB, slope, f0_norm, 'lo', 'Orientation', 'row');

Num = b(:);
Den = a(2:3)';
g = [1 1];

end
```

- Algoritmo do Filtro *Mid/Peaking*:

```
function [Num, Den, g] = mid_peaking_coeffs(knob_val)

Fs = 44100;           % Frequência de amostragem
f0 = 1000;           % Frequência de referência em 1 kHz
Q = 0.6;             % Valor escolhido para se aproximar ao filtro analógico

% Mapeamento Bipartido

if knob_val < 0

    % Zona de atenuação: -1 a 0 vira -26 a 0 dB

    gain_dB = knob_val * 26;

else

    % Zona de amplificação: 0 a 1 vira 0 a 6 dB

    gain_dB = knob_val * 6;

end

f0_norm = f0 / (Fs/2); % Frequência de referência normalizada

BW_Hz = f0 / Q;        % Largura de banda de Notch
BW_norm = BW_Hz / (Fs/2);

% Definição dos coeficientes

[b, a] = designParamEQ(2, gain_dB, f0_norm, BW_norm, 'Orientation', 'row');

Num = b(:);
Den = a(2:3)';
g = [1 1];

end
```

- Algoritmo do Filtro *High Shelf*:

```
function [Num, Den, g] = high_shelf_coeffs(knob_val)

Fs = 44100;           % Frequência de amostragem
f0 = 5000;           % Frequência de referência em 5 kHz
slope = 1.0;         % Slope padrão

% Mapeamento Bipartido

if knob_val < 0

    % Zona de atenuação: -1 a 0 vira -26 a 0 dB

    gain_dB = knob_val * 26;

else

    % Zona de amplificação: 0 a 1 vira 0 a 6 dB

    gain_dB = knob_val * 6;

end
```

```

end

f0_norm = f0 / (Fs/2); % Frequência de referência normalizada
% Definição dos coeficientes

[b, a] = designShelvingEQ(gain_dB, slope, f0_norm, 'hi', 'Orientation', 'row');

Num = b(:);
Den = a(2:3)';
g = [1 1];
end

```

### A.3. Conversão de Tempo Musical (BPM) para Amostras

Utilizada nos efeitos de atraso (Eco) para garantir sincronia rítmica. A função converte o andamento musical em um número inteiro de amostras discretas.

- Algoritmo de conversão – BPM/Amostras:

```

function delay_amostras = bpm_para_amostras(bpm)

fs = 44100; % Frequência de amostragem

% Cálculo:

% 1 minuto = 60 seg
% 1 semínima (1/4) = 60/bpm
% 1 colcheia (1/8) = 30/bpm

tempo_segundos = 30 / bpm;

% Converte tempo para número de amostras (arredondado)

delay_amostras = round(tempo_segundos * fs);

end

```

### A.4. Oscilador de Baixa Frequência (LFO)

Algoritmo responsável pela modulação do efeito *Flanger*. Gera uma onda de controle que varia o tempo de leitura do *buffer* circular, aplicando um deslocamento fixo (*offset*) para manter a causalidade.

- Algoritmo de geração da LFO (*Low-Frequency Oscillator*):

```

function LFO_saida = LFO_Flanger_Control(knob_valor, t)

% Gera uma onda oscilatória centrada em 0, que será somada externamente

```

```

max_amplitude_amostras = 60;

% Frequência em rad/s
omega_rad_por_seg = 2 * pi * 0.25;

% Mapeamento
amplitude_atual = knob_valor * max_amplitude_amostras;

% Saída Bipolar: Positiva e Negativa
LFO_saida = amplitude_atual * sin(omega_rad_por_seg * t);

end

```

## A.5. Controle de Saída (Master)

Implementação da curva de resposta quadrática para o controle de volume final, mapeando a entrada linear do *fader* (0 a 1) para uma atenuação sonora natural, com proteções de limite (*clamping*).

- Algoritmo do controle de saída (Master):

```

function ganho_linear = fcn(knob_valor)

% Entrada: -1 (Silêncio) até 0 (0 dB)
% Saída: Fator de multiplicação linear (0 a 1)

% Trava de segurança (garante que nada fora do range quebre a conta)
% Se vier menor que -1, trava em -1. Se vier maior que 0, trava em 0

valor = max(-1, min(0, knob_valor));

% Cálculo da Curva Quadrática

% Se val = -1 -> (-1 + 1)^2 = 0 (Silêncio)
% Se val = -0.5 -> (-0.5 + 1)^2 = 0.25 (Atenuação)
% Se val = 0 -> (0 + 1)^2 = 1 (0 dB)

ganho_linear = (valor + 1)^2;

end

```