

Projeto e Experimentação de um Filtro Passa Faixa Ativo para Primeiro Estágio na Amplificação de Áudio

Design and Experimentation of an Active Bandpass Filter for the First Stage in Audio Amplification

Ronaldo Mendes Evaristo^{1,†}, Marcelo Pontes Bueno¹, Camille Vitoria Pereira de Souza¹

¹*Laboratório de Instrumentação e Controle, Instituto Federal do Paraná (IFPR), Telêmaco Borba, Brasil*

[†]**Autor correspondente:** ronaldo.evaristo@ifpr.edu.br

Resumo

O processamento de sinais de áudio é uma área importante na Engenharia Eletrônica, que pode ser usado desde em sistemas de comunicação até em sistemas de entretenimento. Dentre os vários equipamentos utilizados nesse processamento, temos os amplificadores de áudio, responsáveis por elevar a potência dos sinais a serem transmitidos via ondas de rádio, cabos ou pelo ambiente. O primeiro estágio de um circuito de amplificação é a recepção do sinal elétrico de um transdutor de entrada. Isso requer um circuito que funcione como isolador, amplificador e filtro passa faixa. Essas três funções podem ser executadas por um circuito baseado em um Amplificador Operacional na configuração não inversora com dois resistores e dois capacitores que precisam ser calculados para atender a determinadas especificações desejadas no domínio da frequência. Neste artigo apresentamos um novo procedimento para o projeto desse circuito. Aplicamos o roteiro desenvolvido, calculamos os valores dos componentes, implementamos o circuito em bancada, testamos e comparamos os diagramas de Bode teórico e experimental para a faixa de som audível. Por fim, mostramos que os resultados experimentais estão de acordo com os teóricos e concluímos o trabalho provendo aos projetistas um roteiro interessante de ser utilizado em bancadas de trabalho.

Palavras-chave

Sinais de áudio • Amplificadores • Processamento de sinais • Filtros • Eletrônica analógica

Abstract

Audio signal processing is an important area in Electronic Engineering, which can be used from communication systems to entertainment systems. Among the various equipment used in this processing, we have the audio amplifiers, responsible for increasing the power of the signals to be transmitted via radio waves, cables or by the environment. The first stage of an amplification circuit is the reception of the electrical signal from an input transducer. This requires a circuit that functions as buffer, amplifier, and bandpass filter. These three functions can be performed by a circuit based on an Operational Amplifier in the non-inverting configuration with two resistors and two capacitors that need to be calculated to meet certain desired specifications in the frequency domain. In this article we present a new procedure for the design of this circuit. We apply the developed script, calculate the values of the components, implemented the circuit on a bench, tested and compare the theoretical and experimental Bode diagrams for the audible sound range. Finally, we show that the experimental results are in agreement with the theoretical ones and we conclude the work by providing designers with an interesting script to be used in workbenches.

Keywords

Audio signals • Amplifiers • Signal processing • Filters • Analog Electronics

1 Introdução

O som audível é uma onda mecânica longitudinal provocada por perturbação na matéria [1]. Quando um objeto vibra, ele transfere essa vibração para as partículas de ar de sua vizinhança que propagam o movimento até o ouvido humano. No interior do ouvido a dilatação e a compressão das partículas de ar provocam variação de pressão que estimulam os nervos a transmitirem sinais elétricos para serem interpretados pelo cérebro [2].

De forma muito similar ao ouvido humano, a pressão provocada pela oscilação das partículas de ar pode ser recebida em uma membrana de material leve e transferida para uma bobina elétrica imersa em um campo magnético fixo gerado por um ímã permanente. Isso provoca uma tensão induzida nos terminais da bobina proporcional à taxa de variação da membrana de acordo com lei de Faraday [3, 4]. Temos nesse caso, um conversor de energia mecânica em energia elétrica, conhecido como microfone.

Além disso, podemos ter o processo inverso, isto é, um sinal elétrico pode ser aplicado nos terminais de uma bobina e provocar a variação de uma membrana, provocando a excitação das partículas de ar proporcionalmente ao sinal elétrico aplicado. Neste caso, temos um dispositivo conhecido como alto-falante, que é um conversor de energia elétrica em energia mecânica.

Dito isso, trabalhar com o som significa captar os sinais elétricos por microfones, processar para atingir determinados objetivos e reproduzir novamente por meio dos alto-falantes. Uma etapa importante nesse processo é a amplificação de potência, isto é, receber tensões elétricas com valores eficazes muito baixos (da ordem de milivolts), amplificar os sinais elétricos e transferir, com a devida potência, para alto-falantes de grande porte capazes de reproduzir o som captado para longas distâncias ou para grandes platéias de espectadores.

Esses circuitos amplificadores de áudio são compostos por duas etapas: a pré-amplificação seguida da amplificação de potência [5, 6]. Costumam operar numa faixa de frequências específica de acordo com a origem e com o objetivo da amplificação. Por exemplo, amplificadores musicais devem operar na faixa de 20 Hz a 20 kHz que é a faixa de som audível ao ser humano [1, 7]. Por outro lado, amplificadores para guitarra elétrica devem operar em uma faixa inferior, entre 50 Hz e 5 kHz [8] que é a faixa de frequências que os alto-falantes utilizados nesses amplificadores são capazes de reproduzir.

Os sinais de áudio podem apresentar formas de onda diversas que podem ser entendidas como realizações de processos estocásticos [9]. Um som harmônico natural audível é uma senóide com frequência entre 20 Hz e 20 kHz [1, 7]. Os sons produzidos por instrumentos musicais apresentam formas de onda diferentes de sinais senoidais. Porém, podem ser decompostos em uma soma de sinais senoidais de acordo com a análise de Fourier [10]. Essa diferença entre as formas de onda geradas por cada instrumento caracteriza o timbre do instrumento. Por exemplo, uma flauta produz um sinal aparentemente senoidal, enquanto que uma gaita, um saxofone ou uma guitarra elétrica produzem sinais com timbres mais ricos, isto é, com conteúdo harmônico mais complexo. Em síntese, quando tratamos de instrumentos musicais ou da própria voz, não tratamos de uma única frequência, mas de uma faixa de frequências que compõe o conteúdo harmônico, o timbre do sinal.

Na etapa de pré-amplificação, o primeiro passo é receber o sinal do transdutor de entrada (microfone, captador magnético, cápsula magnética, etc), elevar (amplificar) as amplitudes do sinal e filtrar para que o sinal fique dentro da faixa de frequências desejada, isto é, dentro da faixa de frequências de operação do amplificador. Além disso, o primeiro estágio deve funcionar também como isolador (*buffer*) entre o transdutor e os circuitos que compõe o processo de amplificação. Isso é necessário para que o transdutor de entrada não enxergue o amplificador como carga, isto é, para que não seja exigida corrente do transdutor de entrada [8].

Há na literatura diversas propostas para se trabalhar com filtros ou equalizadores de áudio tanto com circuitos analógicos quanto com circuitos digitais. Em [11] os autores discutem e implementam filtros analógicos elípticos para áudio. Em [12, 13, 14] também são estudados circuitos analógicos para manipulação de áudio. Por outro lado, nos dias atuais a maior parte da manipulação de sinais de áudio é realizada via circuitos digitais [15, 16], isto é, circuitos de tempo discreto que realizam amostragem e quantização dos sinais de áudio e processam por meio de *hardwares* dedicados. A cada ano essa abordagem melhora conforme são desenvolvidos e construídos conversores analógico-digitais (A/D) mais velozes, capazes de trabalhar com períodos de amostragem cada vez menores [17]. Além disso, a digitalização é atrativa para a indústria, pois permite o oferecimento de diversos serviços aos usuários como, por exemplo, classificadores de gêneros musicais [18] que possibilitam a aplicativos musicais de telefonia celular fornecerem listagens de músicas que agradem cada usuário individualmente de acordo com seus gostos musicais.

Por outro lado, o áudio é por origem analógico e possui seus admiradores [19], de tal forma que o desenvolvimento de equipamentos analógicos ainda é importante nos dias atuais. O circuito analógico mais moderno disponível para realizar essas três funções simultâneas discutidas anteriormente (isolador, amplificador e filtro) no primeiro estágio do pré-amplificador é montado com um Amplificador Operacional (AO) na configuração não inversora [10, 8]. É um circuito simples, contendo dois capacitores e dois resistores que precisam ser dimensionados para atender as especificações desejadas no domínio da frequência.

Ocorre que, não há disponível na literatura uma forma simples para se realizar o dimensionamento desses componentes e a maioria dos projetistas recorrem, na prática, a métodos puramente empíricos, de tentativa e erro. Nosso

objetivo neste trabalho é apresentar um roteiro simples, uma contribuição original, para projeto desses circuitos, atendidas condições mínimas no domínio da frequência. Apresentamos aqui um roteiro inédito para o projeto de filtros isoladores ativos utilizados em eletrônica analógica nos amplificadores de áudio.

Na sequência do texto é apresentado o equacionamento do circuito utilizado, a elaboração do roteiro de projeto do circuito e uma simulação comparada com dados experimentais específica para sinais de áudio na faixa audível. Por fim, apresentamos nossas conclusões e as referências bibliográficas.

2 Análise do Circuito do Filtro Passa Faixa Ativo

O circuito estudado neste artigo é mostrado na Figura 1, com as impedâncias e tensões apresentadas no domínio da frequência complexa s . Trata-se de um circuito muito utilizado em amplificadores de áudio transistorizados como primeiro estágio de pré-amplificação, pois, como já dito, atua como isolador, amplificador e filtro passa faixa para os próximos estágios do processo de amplificação.

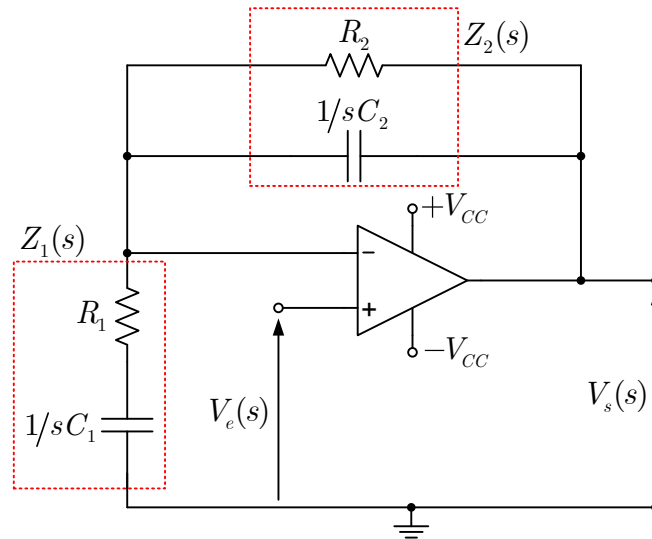


Figura 1: Circuito do filtro passa faixa analisado.

No circuito da Figura 1 a tensão de entrada $V_e(s)$, normalmente proveniente de um transdutor analógico eletromagnético que produz baixa tensão eficaz, é recebida diretamente, sem capacitor de acoplamento, na entrada não inversora do AO. Nessa configuração o AO apresenta uma impedância de entrada muito alta, proporcional ao seu ganho de malha aberta [8]. Isso garante que o circuito não seja visto como carga pelo transdutor de entrada. A tensão de saída $V_s(s)$ é tomada no pino de saída do AO, amplificada e filtrada por uma função de transferência de característica passa faixas, discutida adiante. As tensões $\pm V_{CC}$ representam a fonte de tensão contínua simétrica que alimenta o amplificador operacional. Normalmente $V_{CC} = \pm 15$ V.

É um circuito tradicional estudado em cursos de Engenharia Elétrica [10, 6, 5] e apresenta função de transferência $G(s)$ dada por

$$G(s) = \frac{V_s(s)}{V_e(s)} = 1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = \frac{Z_1(s) + Z_2(s)}{Z_1(s)}, \quad (1)$$

com $Z_1(s)$ sendo a impedância complexa da associação em série do resistor R_1 com o capacitor C_1 e $Z_2(s)$ a impedância complexa da associação em paralelo do resistor R_2 com o capacitor C_2 , isto é,

$$Z_1(s) = \frac{sR_1C_1 + 1}{sC_1} \quad \text{e} \quad Z_2(s) = \frac{R_2}{sR_2C_2 + 1}. \quad (2)$$

Substituindo as impedâncias $Z_1(s)$ e $Z_2(s)$ dadas em (2) na Equação (1) obtemos

$$G(s) = \frac{R_1R_2C_1C_2s^2 + (R_1C_1 + R_2C_2 + R_2C_1)s + 1}{R_1R_2C_1C_2s^2 + (R_1C_1 + R_2C_2)s + 1} \quad (3)$$

que pode ser reescrita como

$$G(s) = 1 + K \frac{\frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (4)$$

com

$$K = \frac{\tau_R}{\tau_1 + \tau_2}, \quad (5)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}} \quad (6)$$

e

$$Q = \frac{\sqrt{\tau_1 \tau_2}}{\tau_1 + \tau_2}, \quad (7)$$

onde $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$ e $\tau_R = R_2 C_1$ são constantes de tempo do circuito, em segundos.

A segunda parcela da Equação (4) é a forma padrão da função de transferência de um filtro passa faixas ativo [10, 14], onde K é o ganho na faixa de passagem, ω_0 é a frequência central, em radianos por segundo, e Q é o fator de qualidade do filtro. Esses filtros possuem duas frequências de corte ω_{c1} e ω_{c2} , $\omega_{c1} < \omega_{c2}$, definidas como sendo as frequências onde o ganho é $K/\sqrt{2}$, obtidas por

$$\omega_{c1} = \frac{\omega_0}{2Q} \left(-1 + \sqrt{1 + 4Q^2} \right) \quad (8)$$

e

$$\omega_{c2} = \frac{\omega_0}{2Q} \left(1 + \sqrt{1 + 4Q^2} \right) \quad (9)$$

em radianos por segundo. A frequência central ω_0 pode ser obtida, além da Equação 6, pela média geométrica entre ω_{c1} e ω_{c2} , isto é, $\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1} \omega_{c2}}$.

Além disso, a banda (ou largura de banda) do filtro é calculada por

$$B_x = \omega_{c2} - \omega_{c1} = \frac{\omega_0}{Q}. \quad (10)$$

Essa análise apresentada até aqui é facilmente encontrada na literatura mencionada e descreve o funcionamento do circuito. O desafio, a partir disso, reside no projeto do filtro para atender determinadas especificações no domínio da frequência, ou seja, obter os valores dos resistores R_1 e R_2 e dos capacitores C_1 e C_2 para atender as especificações desejadas para ω_{c1} e ω_{c2} .

Sendo assim, façamos o equacionamento necessário para o desenvolvimento de um procedimento de projeto. Isolando ω_0 nas Equações (8) e (9) e igualando os resultados, obtemos

$$\frac{\omega_{c1}}{-1 + \sqrt{1 + 4Q^2}} = \frac{\omega_{c2}}{1 + \sqrt{1 + 4Q^2}}. \quad (11)$$

Isolando o fator de qualidade Q em (11) obtemos

$$Q = \frac{1}{2B_x} \sqrt{B_y^2 - B_x^2}, \quad (12)$$

com

$$B_y = \omega_{c2} + \omega_{c1} \quad (13)$$

sendo uma variável auxiliar, em radianos por segundo.

Relacionando as Equações (6), (10) e (12) podemos escrever que

$$\omega_0 = QB_x = \frac{\sqrt{B_y^2 - B_x^2}}{2} = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}} \quad (14)$$

ou que

$$\tau_1 \tau_2 = \frac{4}{B_y^2 - B_x^2}. \quad (15)$$

Além disso, relacionando as equações (5), (12) e (15) escrevemos que

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{4B_x}{B_y^2 - B_x^2}. \quad (16)$$

A partir das Equações (15) e (16) podemos escrever uma equação do segundo grau na variável τ , isto é,

$$\tau^2 - \frac{4B_x}{B_y^2 - B_x^2}\tau + \frac{4}{B_y^2 - B_x^2} = 0 \quad (17)$$

cujas raízes são,

$$\tau_1 = \frac{2}{B_y^2 - B_x^2} \left(B_x + \sqrt{2B_x^2 - B_y^2} \right) \quad (18)$$

e

$$\tau_2 = \frac{2}{B_y^2 - B_x^2} \left(B_x - \sqrt{2B_x^2 - B_y^2} \right). \quad (19)$$

Por fim, calculadas as constantes de tempo τ_1 e τ_2 , calculamos a constante de tempo τ_R pela Equação (5), isto é,

$$\tau_R = K(\tau_1 + \tau_2) = \frac{4B_x}{B_y^2 - B_x^2} K. \quad (20)$$

Tendo as constantes de tempo τ_1 , τ_2 e τ_R , os componentes dos circuito podem ser determinados especificando-se o capacitor C_1 . A Figura 2 apresenta um roteiro simples que pode ser implementado em qualquer linguagem de programação ou planilha eletrônica e que facilita o projeto em bancadas de trabalho.

Entradas: Frequências de corte f_{c1} e f_{c2} , $f_{c1} < f_{c2}$, em Hertz; Ganho K da faixa de passagem do filtro; Capacitor C_1 .

1. Calcule ω_{c1} e ω_{c2}

$$\omega_{c1} = 2\pi f_{c1} \quad \text{e} \quad \omega_{c2} = 2\pi f_{c2}.$$

2. Calcule a banda B_x do filtro e a constante auxiliar B_y ,

$$B_x = \omega_{c2} - \omega_{c1} \quad \text{e} \quad B_y = \omega_{c2} + \omega_{c1}.$$

3. Calcule τ_1 e τ_2 ,

$$\tau_1 = \frac{2}{B_y^2 - B_x^2} \left(B_x + \sqrt{2B_x^2 - B_y^2} \right)$$

e

$$\tau_2 = \frac{2}{B_y^2 - B_x^2} \left(B_x - \sqrt{2B_x^2 - B_y^2} \right).$$

4. Calcule τ_R ,

$$\tau_R = K(\tau_1 + \tau_2).$$

5. Calcule os valores do componentes R_2 , R_1 e C_2 ,

$$R_2 = \frac{\tau_R}{C_1}, \quad R_1 = \frac{\tau_1}{C_1} \quad \text{e} \quad C_2 = \frac{\tau_2}{R_2}.$$

Saídas: Componentes R_2 , R_1 e C_2

Figura 2: Roteiro para projeto do circuito isolador, amplificador e filtro passa faixa ativo proposto.

É um método simples de projeto ainda não explorado na literatura, segundo o conhecimento dos autores. Definem-se as frequências de corte f_{c1} e f_{c2} , em Hertz, relacionadas, respectivamente, à ω_{c1} e ω_{c2} pela equação $\omega = 2\pi f$, especifica-se o ganho K e arbitra-se o valor do capacitor C_1 . A partir disso, calculam-se os valores de R_1 , R_2 e C_2 . A possibilidade do projeto do filtro ser feito por meio das constantes de tempo das redes RC do circuito não havia sido explorada em outro texto. Por ser de aplicação simples, é uma forma de se evitar os projetos baseados na tentativa e erro que normalmente focam em garantir somente as baixas e médias frequências mas deixam passar frequências muito altas, incompatíveis com o som audível. Essas frequências altas por mais que não sejam escutadas pelo ser humano, interagem com os demais componentes dos circuitos, principalmente com os alto-falantes, elevando sua impedância e fazendo com que surjam ganhos elevados de alta frequência, indesejáveis ao sistema que geralmente precisam ser compensadas por redes Zobel [20, 21].

3 Resultados

O procedimento mostrado na Figura 2 foi implementado no programa Octave e uma simulação foi realizada com as entradas $f_{c1} = 20$ Hz, $f_{c2} = 20$ kHz, $K = 9$ (o ganho final desejado é $K + 1 = 10$ (20 dB), conforme a Equação (4)) e $C_1 = 10$ μ F (arbitrado). Como resultado, obtivemos a seguinte saída, isto é, os seguintes valores de componentes calculados

$$R_1 = 794,18 \Omega, \quad R_2 = 7,15 \text{ k}\Omega \quad \text{e} \quad C_2 = 1,11 \text{ nF}. \quad (21)$$

A Figura 3 mostra os Diagramas de Bode (módulo e fase) da função de transferência do filtro dada pela Equação (3) com os valores obtidos em (21). Para fins de comparação com dados experimentais, o circuito foi montado em bancada, os dados foram coletados com o osciloscópio e estão mostrados em azul na Fig. 3. Os instrumentos eletrônicos utilizados para a montagem foram uma *protoboard* de 840 furos, um gerador de funções integrado da mesa analógica Kandh KL-21001 e um osciloscópio digital Agilent DSO-C 2012A, disponíveis no Laboratório de Instrumentação e Controle do Campus Telêmaco Borba do IFPR. O amplificador operacional utilizado foi o JRC4558D, comumente utilizado para sinais de áudio, alimentado com $V_{CC} = \pm 12$ V e inserindo na entrada não inversora um sinal senoidal de 500 mVpp com frequência variando entre 1 Hz e 300 kHz.

Apesar de ser comum a alimentação dos amplificadores operacionais com ± 15 V, nesta montagem foram utilizados ± 12 V que estão disponíveis na mesa analógica KL-21001. Essa modificação não influencia os resultados, uma vez que os sinais amplificados excursionam entre $\pm 2,5$ V, visto que são inseridos sinais senoidais de 500 mVpp e o ganho especificado para a etapa amplificadora foi de 20 dB. A escolha de 500 mVpp é arbitrária, porém está relacionada com a saída de captadores *humbuckers* presentes em guitarras elétricas [8].

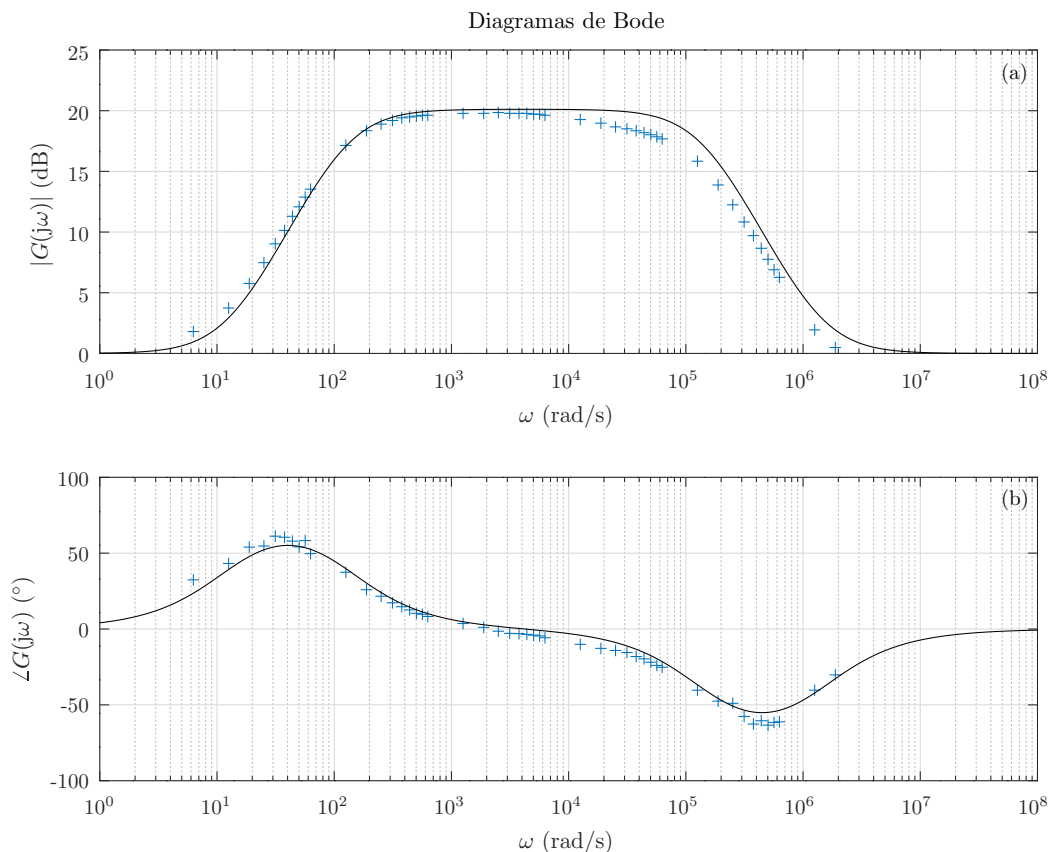


Figura 3: Diagramas de Bode (módulo e fase) para o filtro passa faixa ativo aplicado a sinais de áudio para $20 \text{ Hz} \leq B \leq 20 \text{ kHz}$. Dados experimentais em azul.

Analisando o gráfico do módulo de $G(j\omega)$, em dB, na Figura 3(a), verificamos que a faixa de passagem do filtro está de acordo com o desejado, isto é, $20 \text{ Hz} \leq B \leq 20 \text{ kHz}$ ou $125,66 \text{ rad/s} \leq B \leq 125,66 \text{ krad/s}$, que o ganho na faixa de passagem atende o especificado, isto é, 10 ou 20 dB e que no geral os pontos experimentais concordam com os dados teóricos na maioria dos pontos amostrados. Há uma pequena discrepância entre os dados experimentais e

a curva teórica do módulo no entorno de f_{c2} . Porém, nada que seja fora do normal considerando as tolerâncias dos componentes utilizados que foram aproximados para valores comerciais encontrados no Brasil.

No gráfico da fase de $G(j\omega)$, em graus, na Figura 3(b), percebemos grande compatibilidade entre os dados teóricos e experimentais. Além disso, percebe-se que a fase do filtro é quase linear (aceitavelmente linear) na faixa de passagem. Com essa característica o filtro proposto não introduz muita distorção de fase no sinal que está sendo processado. Dessa forma, concluímos que o procedimento apresentado na Figura 2 é adequado para ser utilizado em situações práticas de projeto.

Neste trabalho não nos preocupamos com as máscaras tradicionais utilizadas no projeto de filtros, que consideram limites de ganho para as faixas de passagem, transição e rejeição [14, 22]. Entendemos que essa consideração é desnecessária, visto que não consideramos polinômios diversificados (Butterworth, Chebyshev, Bessel, etc) no projeto e que estamos falando do primeiro estágio do processo de amplificação que deve ser sucedido por estágios de equalizadores que são, de fato, responsáveis por modelar a resposta em frequência do amplificador.

Associado a isso, as considerações sobre a ordem do filtro também não são necessárias, uma vez que não necessitamos de bandas de transição estreitas no primeiro estágio de um pré-amplificador. Os equalizadores se encarregarão de realizar filtragens mais acentuadas ou não, dependendo da aplicação e do custo do amplificador que será projetado.

4 Conclusão

Concluindo, estudamos um circuito analógico baseado em um amplificador operacional na configuração não inversora que possui a função de isolador, amplificador e filtro passa faixas para sinais de áudio provenientes de transdutores de entrada que produzem baixas tensões eficazes de saída. Apresentamos o equacionamento trivial do circuito e, até onde é de conhecimento dos autores, um equacionamento autoral que permitiu a elaboração de um roteiro, um procedimento, para ser utilizado por projetistas em bancadas de trabalho.

Fizemos a implementação do roteiro apresentado no programa Octave e produzimos os Diagramas de Bode do circuito. Para fins de comparação, montamos o circuito em bancada, coletamos os valores de ganho de defasagem para entradas senoidais e obtivemos os Diagramas de Bode experimentais para a mesma situação projetada teoricamente. Verificamos que os resultados foram satisfatórios, isto é, que as especificações no domínio da frequência foram atendidas conforme o desejado.

Acreditamos que o roteiro apresentado é uma contribuição importante para projeto de amplificadores analógicos de áudio pela sua robustez e simplicidade de aplicação. Pode ainda ser utilizado em amplificadores que fazem uso de tecnologias digitais, visto que, a primeira etapa para qualquer digitalização é justamente a filtragem para evitar sobreposição espectral (*aliasing*) durante o processo de amostragem. De maneira geral, esperamos contribuir com a Eletrônica e com os profissionais que trabalham com o projeto e manutenção de sistemas de áudio.

Por fim, nada impede que o roteiro apresentado possa ser utilizado para filtros passa faixas que envolvam sinais de natureza diferente do áudio. Aplicações industriais de instrumentação e condicionamento de sinais de transdutores de variáveis de processos necessitam em sua grande maioria de etapas de filtragem antes de serem transmitidos. Sinais biomédicos captados por eletrodos espalhados pelo corpo humano também necessitam de um circuito similar no primeiro estágio antes de ser adquirido e processado pelos *softwares* de visualização e diagnóstico médico. Enfim, com o roteiro de projeto apresentado nesse trabalho, esperamos prover à comunidade acadêmica um formato alternativo de se pensar nos projetos de circuitos envolvendo amplificadores operacionais.

Referências

- [1] D. M. Howard e J. Angus, *Acoustics and Psychoacoustics*, 5^a ed. New York: Routledge, 2017.
- [2] A. P. Pierce, *Acoustics: An Introduction to Its Physical Principles and Applications*, 3^a ed. New York: Springer, 2019.
- [3] D. Halliday, R. Resnick, e J. Walker, *Fundamentos de Física: Eletromagnetismo*, 10^a ed. Rio de Janeiro: LTC, 2016, vol. 3.
- [4] W. H. Hayt Jr. e J. A. Buck, *Eletromagnetismo*, 8^a ed. Porto Alegre: Bookman, 2013.
- [5] A. S. Sedra e K. C. Smith, *Microeletrônica*, 5^a ed. São Paulo: Pearson, 2007.
- [6] R. L. Boylestad e L. Nashelsky, *Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*, 11^a ed. São Paulo: Pearson, 2013.
- [7] A. Eiling e W. Schmitt, "A comprehensive picture of magnetic recording: theory and experiment part II: Analog recording (audio and video)," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 130, pp. 416–432, 1994. Disponível em: [https://doi.org/10.1016/0304-8853\(94\)90700-5](https://doi.org/10.1016/0304-8853(94)90700-5)

- [8] D. J. Dailey, *Electronics for Guitarists*. New York: Springer, 2013.
- [9] P. Z. Peebles, *Probability, Random Variables, and Random Signal Principles*, 4^a ed. New York: McGraw-Hill Education, 2000.
- [10] R. M. Evaristo, *Processamento Analógico de Sinais: Uma Abordagem para Cursos de Engenharia e Tecnologia*. Recife: Even3 Publicações, 2021. Disponível em: <https://doi.org/10.29327/534729>
- [11] B. Al-Hashimi e A. Holden, “On the practical implementation of high performance active audio filters using the fdnr concept,” em *1990 IEEE Colloquium on Digital and Analogue Filters and Filtering Systems (Digest No. 1990/091)*. London: IET, 1990, pp. 8/1–8/5.
- [12] R. Marston, “Active audio filters for signal processing and control,” *Electronics Now*, vol. 66, no. 3, p. 87, 1995.
- [13] V. Välimäki e J. Reiss, “All about audio equalization: Solutions and frontiers,” *Applied Sciences*, vol. 6, no. 5, p. 129, 2016. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/app6050129>
- [14] S. N. Filho, *Filtros Seletores de Sinais*. Florianópolis: Editora da UFSC, 2003.
- [15] T. Karema, T. Ritoniemi, T. Saramaki, e H. Tenhunen, “A 20-bit sigma-delta d/a converter prototype for audio applications,” em *1991 International Conference on Analogue to Digital and Digital to Analogue Conversion*. Swansea: IET, 1991, pp. 136–141.
- [16] P. K. Dhar, H.-S. Jun, e J.-M. Kim, “Design and implementation of digital filters for audio signal processing,” em *2008 Third International Forum on Strategic Technologies*. Novosibirsk: IEEE, 2008, pp. 332–335. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/IFOST.2008.4602867>
- [17] S. Bashir, S. Ali, S. Ahmed, e V. Kakkar, “Analog-to-digital converters: A comparative study and performance analysis,” em *2016 International Conference on Computing, Communication and Automation (ICCCA)*. Greater Noida: IEEE, 05 2016, pp. 999–1001. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/CCAA.2016.7813861>
- [18] G. Tzanetakis e P. Cook, “Musical genre classification of audio signals,” *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol. 10, no. 5, pp. 293–302, 2002. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/TSA.2002.800560>
- [19] J. M. Geringer e P. Dunnigan, “Listener preferences and perception of digital versus analog live concert recordings,” *Bulletin of the Council for Research in Music Education*, no. 145, pp. 1–13, 2000. Disponível em: <https://www.jstor.org/stable/40319018>
- [20] O. J. Zobel, “Distortion correction in electrical circuits with constant resistance recurrent networks,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 7, no. 3, pp. 438–534, 1928. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1928.tb01235.x>
- [21] W. M. Leach Jr., “Impedance compensation networks for the lossy voice-coil inductance of loudspeaker drivers,” *Journal of the Audio Engineering Society*, vol. 52, no. 4, pp. 358–365, 2004. Disponível em: <https://aes2.org/publications/elibrary-page/?id=12997>
- [22] B. P. Lathi, *Sinais e Sistemas Lineares*, 2^a ed. Porto Alegre: Bookman, 2007.